POSTĘPY AKUSTYKI

REDAKCJA

Lucyna Leniowska Adam Brański

Polskie Towarzystwo Akustyczne, Oddział w Rzeszowie Rzeszów 2013

Recenzenci:

Batko Wojciech, Borkowski Bartłomiej, Brachmański Stefan, Brański Adam, Czajka Ireneusz, Czyż Henryka, Dobrucki Andrzej, Gudra Tadeusz, Kamisiński Tadeusz, Kostek Bożena, Kryłłowicz Władysław, Kulowski Andrzej, Leniowska Lucyna, Miśkiewicz Andrzej, Olszewski Ryszard, Opieliński Krzysztof, Podsędkowski Andrzej, Preis Anna, Pronobis Marek, Ranachowski Zbigniew, Rdzanek Witold, Rdzanek Wojciech, Rudno-Rudzińska Barbara, Sęk Aleksander, Skumiel Andrzej, Sygulska Anna, Śliwiński Antoni, Weyna Stefan, Wszołek Tadeusz, Wszołek Wiesław, Zawieska Wiktor, Żera Jan

Redakcja techniczna: Edyta Prędka, Mariusz Sierżęga, Dominik Mazan

Projekt okładki: Lucyna Leniowska

Wydrukowano na podstawie materiałów dostarczonych przez autorów

Wydawca: Polskie Towarzystwo Akustyczne, Oddział w Rzeszowie

ISBN 83-914391-0-9ISBN 83-914391-0-9

SPIS TREŚCI

Słowo wstępne	9
REFERATY ZAPROSZONE	
Witold J. Rdzanek, Charakterystyka działalności naukowej rzeszowskiego środowiska akustyków • The characteristics of the scientific activities of the acousticians of Rzeszów	13
Krzysztof J. Opieliński, Ultradźwiękowe obrazowanie tomograficzne tkanki miękkiej • Ultrasonic Tomographic Imaging of Soft Tissue	23

AKUSTYKA BIOMEDYCZNA

Marcin Grochowina, Lucyna Leniowska, Piotr Dulkiewicz, Zastosowanie	
sztucznych sieci neuronowych do diagnozowania stanu przetoki tętniczo-żylnej na	
podstawie sygnału akustycznego • Application of artificial neural networks for the	
diagnosis of arterio-venous fistula on the basis of the acoustic	55
signal	55
Cazary Kasprzak Walnuy infradźwieków na poziom aktywacji • The Effects of	
Infrasound on the Levels on Activation	68
Joanna M. Kopania, Marianna Kazimierska-Grębosz, Krystyna Dyszlewska,	
Badania parametrów aeroakustycznych wentylatora bionicznego • The noise	
reduction studies of the "bionic" fan	79
Łukasz Potępa, Joanna Szaleniec, Wiesław Wszołek, Andrzej Steczko, Jacek	
Składzie, Wybrane zmiany w głosie spowodowane zabiegiem tonsillektomii.	0.1
Selected changes of voice properties following tonsillectomy	91
Krzysztof I Onieliński Paweł Pruchnicki Tadeusz Gudra IIItradźwiekowe	
obrazowanie projekcyjne z wykorzystaniem wieloelementowej głowicy	
nierścieniowej • Ultrasonic Projection Imaging using Multielement Ring	
Probe	105
	105

AKUSTYKA BUDOWLI

Krzysztof Brawata, Tadeusz Kamisiński, Jarosław Rubacha, Agata Szeląg, Roman Kinach, Interakcja akustyczna fosy orkiestrowej z widownią i sceną na przykładzie Opery we Lwowie • Acoustic interaction of orchestra pit with the audience and the stage in the example of the Opera House in Lviv.	121
Jarosław Rubacha, Tadeusz Kamisiński, Krzysztof Brawata, Agata Szeląg, Wpływ metody badania pochłaniania dźwięku foteli na predykcję parametrów akustycznych sal widowiskowych • The influence of seats' sound absorption test method on prediction of acoustic parameters in auditoria and concert halls.	132
Krzysztof Rudno-Rudziński, Badania izolacyjności akustycznej budynków z wykorzystaniem hałasu lotniczego i głośnika • <i>The study of sound insulation of buildings with the use of aircraft noise and loudspeaker</i>	143
AKUSTYKA FIZYCZNA	
Łukasz Gorazd, Analiza modalna pola akustycznego falowodu cylindrycznego, możliwych źródeł błędu i ich wpływu na zgodność z modelem teoretycznym • <i>Modal Analysis of the Cylindrical Waveguide Acoustic Field, Possible Sources of</i> <i>Error and its Effect on Consistency with the Theoretical Model</i>	159
Wojciech Łapka, Michał Szymański, Radosław Górzeński, Badania oporów przepływu w zależności od strumienia objętości powietrza w kanale dla wybranych rezonatorów helikoidalnych • <i>The study of pressure drop depending on the air flow rate in duct of selected helicoidal resonators</i> .	170
Wojciech Łapka, Numeryczne badania interakcji akustyka-struktura dla wybranego rezonatora helikoidalnego z elastycznym profilem helikoidalnym • <i>Numerical study of acoustic-structure interaction of selected helicoidal resonator with flexible helicoidal profile</i>	183
Wojciech Łapka , Obracające się rezonatory helikoidalne-badania pilotażowe • <i>Rotating helicoidal resonators-pilot study</i>	196
Łukasz Orzech, Akustyczna metoda badania pojedynczych wyładowań elektrostatycznych • <i>Acoustic test method of single electrostatic discharges</i>	209
Anna Snakowska, Łukasz Gorazd, Jerzy Jurkiewicz, Badania charakterystyk kierunkowości promieniowania dźwięku przez wylot falowodu półnieskończonego • A Study on Directivity Characteristics of Sound Radiated from Semi-infinite Waveguide Outlet.	220

Katarzyna Suder-Dębska, Ireneusz Czajka, Andrzej Gołaś, Identyfikacja mocy akustycznej źródeł przy niepełnej informacji dotyczącej ich lokalizacji • <i>The identification of the power of sound sources in the presence of the incomplete information regarding their location</i>	228
	228
Agata Szeląg, Tadeusz Kamisiński, Jarosław Rubacha, Krzysztof Brawata, Kształtowanie odbicia dźwięku na krawędzi paneli refleksyjnych • Shaping sound reflection on the edge of reflective panels	239
AKUSTYKA ŚRODOWISKA	
Wojciech Batko, Bartosz Przysucha, Ocena dokładności procesu identyfikacji źródła hałasu przy określonym poziomie tła akustycznego • Assessment of the accuracy of the noise sources identification at the determined background level	255
Wojciech Batko, Bartosz Przysucha, Paweł Pawlik, Porównanie metod wyznaczania niepewności ocen zagrożeń hałasowych środowiska • <i>Comparison of uncertainty determination methods of environmental noise threats assessment</i>	261
Roman Filipek, Wojciech Ciesielka, Andrzej Gołaś , Analiza wrażliwości wielokanałowych systemów syntezy pola akustycznego w przestrzeni otwartej • <i>The sensitivity analysis of multi-channel sound field synthesis systems in the open space</i> .	274
Maciej Kłaczyński, Identyfikacja hałasu lotniczego w monitoringu akustycznym przy użyciu przetworników dźwięku 3D • <i>Identification of aircraft noise during acoustic monitoring by using 3D sound probes</i>	287
Maciej Kłaczyński, TadeuszWszołek, Dominik Mleczko, Wyznaczenie parametrów akustycznych turbiny wiatrowej REpower MM92 w zmiennych warunkach pracy • <i>Determination of acoustic parameters of REpower MM92 wind turbine for changing operating conditions</i>	298
Janusz Kompała, Katarzyna Kozerska, Ekrany akustyczne w krajobrazie	310
Krzysztof Kosala, Wskaźnikowa ocena zagrożenia hałasem środowiska pracy w odkrywkowych kopalniach surowców skalnych • <i>Index assessment of noise hazard of work environment in opencast mines of rock material</i>	317
Paweł Małecki, Cezary Kasprzak, Ryszard Olszewski, Roman Trojanowski, Analiza infradźwiękowego pola akustycznego metodą beamformingu - badania nad czujnikami infradźwiękowymi • Infrasound acoustics field analysis using beamforming method – a study on infrasound sensor	328
Jan Radosz, Procedura pomiarowa hałasu ultradźwiękowego w środowisku pracy • <i>The measurement procedure of ultrasonic noise in the working environment</i>	334

Barbara Rudno-Rudzińska, Analiza parametrów LAE i LAMAR operacji lotniczych	
na podstawie wyników badań monitoringowych • The analysis of L_{AE} and L_{Amax}	
parameters of aircraft noise events on the ground of monitoring findings	345

AKUSTYKA TECHNICZNA

Paweł Dziechciński, Modelowanie kolumny głośnikowej na potrzeby symulacji systemów nagłaśniania • <i>Modeling of sound column for simulations of sound reinforcement systems</i> .	359
Józef Felis, Artur Flach, Tadeusz Kamisiński, Bogdan Niewczas, Adam Pilch, Pyłofon - generator silnej fali akustycznej do oczyszczania powierzchni wymienników ciepła w obiektach energetycznych • Pyłofon - strong acoustic wave generator for surface cleaning of heat exchangers in power facilities	372
Andrzej Milewski, Piotr Kluk, Witold Kardyś, Paweł Kogut, Modelowanie i projektowanie systemów zgrzewania ultradźwiękowego • <i>Modeling and designing of ultrasonic welding systems</i>	385
Katarzyna Suder-Dębska, Ireneusz Czajka, Paweł Śnieć, Modyfikacja konstrukcyjna ustroju dźwiękochłonnego w celu ograniczenia wpływu nakładanych warstw wierzchnich • <i>Constructional modifications of resonance absorbers to reduce the impact of surface layers</i> .	395
Stefan Weyna, Witold Mickiewicz, Multimodalna dekompozycja przepływu akustycznego w falowodzie cylindrycznym o sztywnych ściankach • <i>Multi-modal acoustic flow decomposition examined in hard walled cylindrical duct</i> 407	
Marcin Zastawnik, Tadeusz Kamisiński, Adam Pilch, Artur Flach, Współczynnik pochłaniania dźwięku w funkcji czynnej objętości pomiarowej • <i>The</i> <i>sound absorption coefficient as a function of the active measurement volume</i>	418

PSYCHOAKUSTYKA

Edyta Bogusz, Dorota Czopek, Jerzy Wiciak, System oznaczania miejsc	
niebezpiecznych i szczególnie istotnych w dużym mieście dla osób niewidomych -	
przekazanie informacji za pomocą drgającej bransoletki • The system for marking	
and identification of the spots dangerous and of special importance for vision	429
impaired persons in the big city – information given by vibrating bracelet	122
Stefan Brachmański, Wpływ szybkości bitowej w kompresji MP3 na jakość mowy	

	· 1	2	2	5	1	5	5	2
• Influence of the bit	rate i	in MP3	compression a	on the sp	eech	quality		435

Witold Mikulski, Izabela Jakubowska, Efekt Lombarda w salach lekcyjnych o zróżnicowanych właściwościach akustycznych – wyniki badań własnych • Lombard's effect in classrooms with various acoustic properties – self research results	449
Agata Rogowska, Jan Żera, Zdolność rozróżniania kompresji stratnej w nagraniach muzycznych przez grupy o różnym wyszkoleniu słuchowym • Discrimination of lossy compression in musical recordings by listeners with different auditory training	455
WIBROAKUSTYKA, AKTYWNA REDUKCJA HAŁASU I DRGAŃ	
Lucyna Leniowska, Paweł Kos, Dominik Mazan, Mariusz Sierżęga Aktywna redukcja drgań i promieniowania akustycznego płyty kołowej za pomocą MFC • Active noise and vibration control of circular plate excited by MFC actuators	165
Dariusz Bismor, Warunek stabilności w układzie aktywnej redukcji hałasu z wykorzystaniem zmodyfikowanego algorytmu LMS • <i>Stability Condition for Active Noise Control using Modified FX-LMS Algorithm</i>	481
Kamil Dąbrowski, Jerzy Wiciak , Zastosowanie elementów z pamięcią kształtu do wzbudzania oraz redukcji drgań w układach płytowych • <i>Application of shape memory elements for excitation and reduction of the vibrations of the plate systems</i>	406
Grzegorz Ilewicz, Modelowanie drgań swobodnych urządzenia mechatronicznego metodą elementów skończonych • <i>Modeling of normal modes of an oscillating system of mechatronical device with use of the finite element method</i>	496 505
Łukasz J. Nowak, Adaptacyjny system redukcji transmisji wibroakustycznej	

Przedmowa

Przez ostatnie pół wieku jesteśmy świadkami nieustannego rozwoju akustyki, dziedziny, która obejmując zjawiska związane z powstawaniem, propagacją i oddziaływaniem fal akustycznych w bardzo wielu gałęziach techniki i ludzkiego życia, rozrosła się do rangi ważnej, interdyscyplinarnej nauki. Ta różnorodność działów akustyki zawsze była spoiwem, pozwalającym na wskazanie wspólnego mianownika pomiędzy czasem bardzo odległymi problemami badawczymi. Z perspektywy 50 lat istnienia Polskiego Towarzystw Akustycznego wyraźnie widać, jak istotna i jak silna była potrzeba integracji środowiska akustyków polskich. W roku 2013 Rzeszowski Oddział Polskiego Towarzystwa Akustycznego ma bowiem zaszczyt organizować jubileuszowe, 60. już w historii spotkań OSA, Seminarium z Akustyki. Nie sposób nie zauważyć i nie podkreślić w tym miejscu, że tylko nieliczne towarzystwa naukowe mogą się szczycić tak piękną tradycją.

Podejmując się po raz kolejny organizacji OSA dołożyliśmy wszelkich starań, aby sprostać oczekiwaniom uczestników i nadać Seminarium rangę właściwą największej i najwszechstronniejszej konferencji Polskiego Towarzystwa Akustycznego. Z ponad półwiekowej tradycji OSA zachowaliśmy wszystkie te elementy, które dobrze służą realizowanym od lat celom Towarzystwa: zaplanowaliśmy referaty plenarne i sekcyjne, sesję plakatową, a także wspierający obrady program kulturalny.

Oddajemy do rąk Państwa zbiór artykułów naukowych pt. "*Postępy akustyki*", nadesłanych na to jubileuszowe spotkanie. Monografia zawiera 43 prace, które zostaną zaprezentowane na Seminarium w ośmiu sekcjach tematycznych. Wyrażamy nadzieję, że będzie ona wartościowym źródłem informacji o aktualnie prowadzonych w polskich ośrodkach naukowych badaniach z zakresu akustyki i przyczyni się do owocnego uczestnictwa w obradach OSA 2013.

Komitet Organizacyjny OSA 2013

REFERATY ZAPROSZONE

Charakterystyka działalności naukowej rzeszowskiego środowiska akustyków

The characteristics of the scientific activities of the acousticians of Rzeszów

Witold J. Rdzanek

Zakład Akustyki, Instytut Fizyki, Uniwersytet Rzeszowski Al. Rejtana 16A, 35-310 Rzeszów

1. Wprowadzenie

Powstanie i działalność rzeszowskiego naukowego środowiska akustyków wiąże się z osobą Profesora Romana Wyrzykowskiego, który w 1966 roku podjął pracę w Rzeszowie. Jego zainteresowania akustyką oraz entuzjazm dla badań naukowych wywarły duży wpływ na młodą kadrę i powstanie "szkoły akustyki teoretycznej" w środowisku rzeszowskim, a osiągnięte wyniki były z powodzeniem rozpowszechniane w znaczących publikacjach oraz na licznych sympozjach krajowych i zagranicznych. W 1973 r. powstał Oddział Rzeszowski Polskiego Towarzystwa Akustycznego (PTA), a następnie także Oddział Rzeszowski Ligi Walki z Hałasem, którymi przez wiele lat kierował Profesor R. Wyrzykowski. Od 1974 r. Oddział Rzeszowski PTA organizuje systematycznie co 7 lat Otwarte Seminaria z Akustyki.

Kierowanie "akustyką rzeszowską" od 1985 r. kontynuuje profesor Witold J. Rdzanek. Kadra akustyków rzeszowskich jest reprezentowana przez pracowników naukowych Instytut Fizyki oraz Instytutu Techniki Uniwersytetu Rzeszowskiego, Katedry Fizyki i Wydziału Elektroniki i Informatyki Politechniki Rzeszowskiej, w tym samodzielnych: Witolda J. Rdzanka, Wojciecha P. Rdzanka, Lucynę Leniowską, Adama Brańskiego, Henrykę Czyż [1–4]. Zespół akustyków rzeszowskich prowadzi badania analityczne oraz eksperymentalne dotyczące wielu zagadnień z zakresu generacji i propagacji fal dźwiękowych przez drgające złożone układy źródeł powierzchniowych, a uzyskane wyniki pozwalają na wykorzystanie w zastosowaniach praktycznych.

Znane są wieloletnie tradycje współpracy akustyków rzeszowskich z ważnymi ośrodkami akustycznymi – Katedrą Mechaniki i Wibroakustyki Akademii Górniczo-Hutniczej w Krakowie, Instytutem Podstawowych Problemów Technik PAN w Warszawie, Centralnym Instytutem Ochrony Pracy w Warszawie, Laboratorium Akustyki Politechnik Wrocławskiej, a niektóre z podejmowanych tu problemów zostały zainspirowane, między innymi, przez profesorów: R. Wyrzykowskiego, W. Rubinowicza, S. Czarneckiego, Z. Engela, L. Filipczyńskiego, W. Pajewskiego, R. Panuszkę.

Ważniejsze prace opublikowane są w czasopismach z listy filadelfijskiej, np. "Journal of Sound and Vibration", "Applied Acoustics", "Acta Acustica united with Acustica", Journal of Computational Acoustics, International Journal of Occupational Safety and

Ergonomics, International Journal of Acoustics and Vibration, Archives of Acoustics, Molecular and Quantum Acoustics. Cytowane są w naukowej literaturze zagranicznej, m.in., amerykańskiej i angielskiej ze stwierdzeniem o całkowitej oryginalności i pionierstwie uzyskanych rezultatów i ich wpływie na rozwój badań naukowych (Science Citation Index 1971-1990 [5]).

W l. 2009-2013 znaczny wkład pracy nad powstaniem "Centrum Innowacji i Transferu Wiedzy Techniczno-Przyrodniczej" w Uniwersytecie Rzeszowskim wnieśli również akustycy rzeszowscy, szczególnie dr hab. inż. Lucyna Leniowska, która została powołana na Kierownika Laboratorium Sterowania Układów Mechanicznych i Elektrycznych, a także dr hab. inż. Wojciech P. Rdzanek poprzez zorganizowanie Pracowni Wibroakustyki.

2. Przegląd i charakterystyka zakresu badań

2.1. Zakład Akustyki, Instytut Fizyki, Uniwersytet Rzeszowski Wojciech P. Rdzanek

Główne kierunki prowadzonych w Zakładzie badań dotyczą zjawisk generacji i propagacji i propagacji dźwięku przez złożone układy drgających źródeł powierzchniowych oraz różnorodnych istotnych uwarunkowań wpływających na procesy wibroakustyczne. Uwzględnione zostały różne konfiguracje powierzchniowych drgających źródeł dźwięku w pobliżu wzajemnie prostopadłych – płaskich i cylindrycznych odgród. Skupiono się przede wszystkim na badaniu rozkładu ciśnienia wokół drgających źródeł, ich aspektu energetycznego promieniowania, a więc mocy czynnej i biernej bądź impedancji akustycznej promieniowania. Brano pod uwagę zjawiska odbicia i ugięcia fal akustycznych, kompensacji amplitudowo-fazowej mocy akustycznej promieniowania oraz interakcji różnych krawędzi drgających źródeł powierzchniowych [6–19].

Badania koncentrowały się wokół analizy pola akustycznego w przypadku:

- obszaru naroża dwu- i trójściennego,
- układu dwóch wzajemnie prostopadłych odgród płaskiej i cylindrycznej,
- wnęki cylindrycznej z drgającymi źródłami kołowo-pierścieniowymi w jej wnętrzu oraz na wylocie.

Stosowane są nowoczesne zaawansowane metody matematyczne:

- funkcji Greena w układzie współrzędnych prostokątnych i cylindrycznych,
- analizy modalnej,
- asymptotyczne,
- sumowania nieskończonych szeregów wielokrotnych,
- całkowania po konturach w płaszczyźnie zmiennej zespolonej z uwzględnieniem biegunów pierwszego i drugiego rzędu.

Istotne znaczenie ma posługiwanie się właściwościami funkcji specjalnych i wykorzystywanie rozwinięcia w szeregi Fouriera, Lomela, Gegenbauera, stosowanie transformacji Fouriera, Hankela, Hilberta oraz, rzadko wykorzystywanej, transformacji Webera, którą przystosowano do rozwiązania zagadnienia brzegowego Neumanna. Dzięki wysoko zaawansowanym metodom matematycznym osiągnięto oryginalne, o walorach

uogólniających, rozwiązania wielu, dotąd nieanalizowanych w akustycznej literaturze naukowej, zagadnień.

Weryfikacja doświadczalna uzyskanych wyników pozwala określić ich wartość aplikacyjną i możliwości zastosowań do projektowania różnorodnych urządzeń, składających się z analizowanych drgających elementów powierzchniowych. Przykłady zastosowań osiągniętych rezultatów to, m.in., wykorzystanie ich:

- w konstrukcji układów aktywnej redukcji hałasu transformatorów mocy.
- w badaniu wpływu materiału, z którego wykonana jest pokrywa włazu okrętowego na sprawność promieniowania dźwięku przy uwzględnieniu wpływu tłumienia akustycznego drgań pokrywy.
- w kierunku doboru optymalnych warunków pracy przetworników termoakustycznych i wprowadzaniu innowacyjnych technik chłodniczych.

2.2. Zakład Mechatroniki, Automatyki i Optoelektroniki, Instytut Techniki, Uniwersytet Rzeszowski Lucyna Leniowska

2.2.1. Metody aktywne redukcji drgań i hałasu

W Zakładzie Mechatroniki Automatyki i Optoelektroniki od 1998 roku prowadzone są badania teoretyczne i doświadczalne dotyczące problemów aktywnego tłumienia drgań płyt. Drgania te są ściśle związane z promieniowaniem do otaczającego ośrodka fal akustycznych, zwykle uciążliwych dla człowieka (hałas). Eliminacja drgań to ważny problem dla współczesnej nauki, dotyczący zarówno kwestii projektowania i eksploatacji drgających urządzeń, ich zastosowań, jak również akustyki środowiska.

Metody aktywne, są alternatywą dla często niepraktycznych i kosztownych metod pasywnych i stwarzają od pewnego czasu nowe możliwości rozwiązywania zagadnień redukcji drgań i towarzyszących im dźwięków. Do wyznaczenia układu sterowania wykorzystywane są zarówno modele analityczne, uwzględniające różne zjawiska fizyczne (np. oddziaływanie ośrodka, tłumienie wewnętrzne materiału), jak również wyznaczone eksperymentalnie modele parametryczne różnych rzędów (ARMAX) oraz modele nieliniowe w formie sztucznej sieci neuronowej.

Dla opracowywanych modeli projektowane są układy sterowania (MIMO). Stosowane są dwa podstawowe rodzaje sterowania: punktowe i powierzchniowe oraz takie regulatory, które mają duże znaczenie praktyczne i szerokie wsparcie narzędzi projektowych. Jako urządzenia wykonawcze stosowane są układy zbudowane z elementów PZT lub MFC.

Prowadzone są też badania eksperymentalne na stanowisku badawczym, dla którego opracowano specjalistyczne oprogramowanie działające w czasie rzeczywistym. Nową koncepcją jest wykorzystanie jako sterownika systemu nowoczesnych rozwiązań programowo-sprzętowych, zbudowanych w oparciu o platformę OMAP, która łączy zalety procesorów ARM i DSP.

Gwarantują one odpowiednio dużą moc obliczeniową i obsługę urządzeń wejścia/wyjścia, z wykorzystaniem standardowych portów i protokołów komunikacyjnych, co pozwala zarówno na zaimplementowanie wybranych algorytmów adaptacyjnych o zredukowanej złożoności obliczeniowej, jak również na skonstruowanie efektywnego systemu sterowania o rekonfigurowalnej strukturze. W wyniku prowadzonych badań powstało już część oprogramowania realizującego zadanie sterowania adaptacyjnego do

celów redukcji drgań i hałasu płyt. Podejmowane problemy były opracowywane w ramach projektu badawczego MNiSzW 7T07B05118 "Aktywne tłumienie drgań płyty kołowej – analiza teoretyczna i badania eksperymentalne", badań statutowych Instytutu Techniki oraz grantu UR pt. "Adaptacyjne algorytmy aktywnej redukcji drgań płyty kołowej".

2.2.2. Robotyka medyczna

Drugim nurtem badań sa prace związane z projektowaniem i wykonaniem wieloczłonowego manipulatora chirurgicznego nowej generacji, przeznaczonego do zabiegów chirurgicznych. Roboty chirurgiczne są wysoko małoinwazyjnych zaawansowanymi technicznie mechatronicznymi urządzeniami, wykorzystywanymi podczas przeprowadzania operacji małoinwazyjnych jako `inteligentne' narzędzia pomocnicze. W Zakładzie Mechatroniki Automatyki i Optoelektroniki prowadzone są prace związane z projektowaniem i wykonaniem wieloczłonowego manipulatora chirurgicznego ROCH-1. Celem prac jest opracowanie konstrukcji mechanicznej modelu matematycznego, zaprojektowanie manipulatora. jego precyzyjnego mikroprocesorowego systemu sterowania, eliminujacego drgania rak chirurga i wspomagajacego jego manewry. Konstrukcja została opracowana w ramach grantu MNiSzW 2376/B/T02/2010/38 we współpracy z Politechniką Rzeszowską i AGH.

W związku z oddaniem do użytku w 2013 roku kompleksu naukowego "Centrum Innowacji i Transferu Wiedzy Techniczno-Przyrodniczej", prof. Lucyna Leniowska została powołana na Kierownika Laboratorium Sterowania Układów Mechanicznych i Elektrycznych. W skład Laboratorium wchodzą: Pracownia Mechatroniki i Automatyki, Pracownia Fotoniki i Metrologii Elektrycznej, Pracownia Programowania Układów Mikroprocesorowych, Pracownia Innowacyjnych Konstrukcji Elektronicznych, Pracownia Wibroakustyki. Wszystkie pracownie zostały bogato wyposażone w nowoczesną aparaturę naukową.



Rys. 1. Badania w Pracowni Mechatroniki i Automatyki – Centrum Innowacji i Transferu Wiedzy Techniczno-Przyrodniczej Uniwersytetu Rzeszowskiego.

W ramach Laboratorium Sterowania Układów Mechanicznych i Elektrycznych prowadzone będą badania teoretyczne i doświadczalne, dotyczące wspomnianych wyżej zagadnień [20–29].

2.3. Pracownia Akustyki, Wydział Elektrotechniki i Informatyki Politechnika Rzeszowska Adam Brański

Pracownia Akustyki powstała w 2007. Skład osobowy: A.Brański, M. Borkowski, E. Prędka.

Wyposażenie:

- autorskie urządzenie do analizy aktywnej redukcji drgań,
- dezintegrator ultradźwiękowy,
- miernik poziomu dźwięku Bruel Kjaer typ 2250,
- zestaw tub do pomiaru współczynnika pochłaniania dźwięku firmy Bruel Kjaer.

Prowadzone badania:

- analiza akustyczna tynków (współpraca z Greinplast Rzeszów). aktywna redukcja drgań belek i płyt trójkatnych,
- metody numeryczne.

Działalność naukowa [30-40]:

2.3.1. Analiza akustyczna tynków

W ramach podpisanej umowy pomiędzy PRz a firmą Greinplast Rzeszów, prowadzone są badania nad stworzeniem tynku o dużym współczynniku pochłaniania dźwięku. Końcowy produkt ma być konkurencyjny pod względem własności akustycznych, fizykomechanicznych i cenowo w odniesieniu do tynków produkowanych za granicą.

Prace trwają dopiero jeden rok, są już pierwsze obiecujące wyniki, a te są zbierane w publikację naukową, zostanie też wygłoszony referat na Otwartym Seminarium z Akustyki 2013. Problematyka ta ma być ujęta w pracę doktorską realizowaną przez Edytę Prędką. W razie uzyskania pozytywnych i zadowalających dla Greinplast wyników, firma włączy je do swoich produktów.

2.3.2. Aktywna redukcja drgań belek i płyt trójkątnych

W pracach [30–32], przyjmując za kryterium optymalizacji minimum energii dostarczonej do wzbudzania aktuatorów, najpierw na podstawie przesłanek heurystycznych precyzyjnie wskazano miejsce przyłożenia aktuatorów do struktury; są to podobszary struktury o ekstremalnych krzywiznach. Spośród wielu znanych w technice kryteriów rozmieszczania aktuatorów, to wyżej opisane jako jedyne precyzyjnie wskazuje miejsce. Ten etap zakończył się również pracą doktorska:

Dalsze badania, opublikowane m.in. w pracach [33, 35], dotyczyły belki. Dla takiego obiektu badań teoretycznie potwierdzono, że optymalne rozmieszczenie aktuatorów jest

w podobszarach o ekstremalnych krzywiznach. Przy tej okazji wykazano, że dla poszczególnych modów belki możliwe jest zapobieganie drganiom belki.

W rozdziale monografii 5 opracowano kompletną teorię aktywnej redukcji drgań belki, obejmującą wszystkie parametry fizyko-techniczne aktuatorów i belki oraz dodatkowe masy skupione. Przez to teoria aktywnej redukcji drgań belki nabrała praktycznego charakteru, a ponadto jest podstawą do dalszych badań na poziomie symulacji i eksperymentów.

W pracy [38] ustalono, że przy zapobieganiu drganiom belki bardziej efektywne jest zastosowanie jednego aktuatora niż kilku przy założeniu, że aktuator / aktuatory są przyłożone w podobszarach o ekstremalnych krzywiznach.

2.3.3. Metody numeryczne

W monografii [39] zebrano, uporządkowano i uzupełniono dotychczasową wiedzę pod kątem stworzenia klasyfikacji metod numerycznych i jednoznacznego określenia poszczególnych metod poprzez symbol (zamiast nazw); ze względu na bardzo szeroki temat, pominięto metody energetyczne i metody hybrydowe. Cel zrealizowano w etapach:

• sformułowano kryteria klasyfikacji,

• w ramach każdego kryterium, zaproponowano ogólny podział na grupy metod,

• w ramach grup metod wygenerowano wiele nowych metod lub ich wersji i wariantów;

wszystkie wynikają z możliwej kombinacji kryteriów,

• każdej metodzie, a nawet wersji i wariantowi, przypisano symbol i jest on jedyny; zrezygnowano z nazw, ponieważ w wielu wersjach lub wariantach podanie nazwy jest niemożliwe. Przy każdym symbolu metody wskazano dotychczasową lub przypuszczalną nazwę inżynierską.

Za nadrzędne kryterium uznano sformułowanie zagadnienia. Dalsza klasyfikacja jest w ramach poszczególnych sformułowań i uwzględnia kolejne kryteria. Pierwszym kryterium jest postać rozwiązania, które generuje grupy metod. Kolejne kryterium, to postać wagi w sformułowaniach wariacyjnych; w ramach tego kryterium utworzono wersje metod. Z kolei warianty metod wynikają ze sposobów omijania osobliwości takich rozwiązań zagadnienia, w którym jest zawarte osobliwe rozwiązanie podstawowe. W ten sposób wygenerowano wiele nowych metod, ich wersji lub wariantów. Jednak nie wszystkie utworzone metody muszą mieć na chwilę obecną praktyczne znaczenie; wraz z rozwojem teorii metod numerycznych oraz obszarów ich zastosowania potrzeba taka może się pojawić.

Ze względu na skrótowy charakter monografii nie zamieszczono żadnych wyników ilościowych. Zresztą, szczegółowa analiza wielu metod, a nawet poszczególnych wersji i wariantów, może być treścią wartościowych artykułów naukowych; takim artykułem jest 1. Poszczególne metody są treścią tematów prac doktorskich. Jedna z nich to praca doktorska: 3. M. Borkowski, Ocena efektywności metod brzegowych w analizie parametrów resztkowych struktur planarnych, Wydział Elektrotechniki i Informatyki, Politechnika Rzeszowska (WEil PRz), 2011. Praca została przyjęta 12.06.2013 przez Radę Wydziału WEiL, przewidywany termin obrony - październik 2013.

2.4. Katedra Fizyki, Politechnika Rzeszowska Henryka Czyż

2.4.1. Propagacja fal ultradźwiękowych w ośrodkach płynnych, niejednorodnych

Prowadzone badania dotyczą analizy zagadnienia propagacji akustycznej fali płaskiej w ośrodku płynnym, ze szczególnym uwzględnieniem wątków aplikacyjnych problematyki [41–47].

Tematyka prac dotyczy właściwości pola akustycznego, które polegają na przyspieszaniu ruchu cząstek rozproszonych w ośrodkach płynnych. Opis fizyczny tych zjawisk można nazwać akustyką fazy rozproszonej, a więc akustyką jednego tylko składnika dwuskładnikowego ośrodka, w którym istnieje pole akustyczne.

Pole akustyczne w zależności od natężenia i częstotliwości fali oraz warunków fizycznych ośrodka może powodować koagulację, czyli łączenie się małych cząstek w większe agregaty lub rozdrabnianie dużych cząstek na małe. Do celów koagulacji stosuje się częstotliwości odpowiednio dobrane do wielkości cząstek, aby siły pochodzące od pola akustycznego zbliżały cząstki do siebie i sprzyjały ich łączeniu. Siły tego samego rodzaju, przy innych stosunkach częstotliwości fali do rozmiarów cząstek powodują procesy dezintegracji, rozdrabniania.

2.4.2. Zastosowania funkcji specjalnych w rozwiązywaniu zagadnień propagacji fal akustycznych w ośrodkach płynnych, niejednorodnych

Prace badawcze w tym zakresie koncentrują się na obliczeniach współczynników odbicia i transmisji fali w ośrodkach akustycznie niejednorodnych. Proponowana metoda rozwiązania równania Helmholtza o zmiennej liczbie falowej w ośrodkach składających się z kilku warstw, różni się od dotychczas prezentowanych w literaturze. Odpowiedni dobór funkcji specjalnych do matematycznego opisu propagacji fal akustycznych w ośrodkach płynnych, niejednorodnych pozwala przedstawić wyniki rozważań w analitycznej postaci.

2.4.3. Rozwiązanie zagadnienia dyfrakcyjnego w szczególnym przypadku – przeszkody w kształcie eliptycznego cylindra

Prowadzone tu prace badawcze związane są z rozwiązaniem zagadnień falowych, ważnych z punktu widzenia praktycznych zastosowań, związanych z elipsami oraz eliptycznymi cylindrami (zagadnienie dyfrakcyjne w przypadku przeszkody w kształcie eliptycznego cylindra, drgania wody w eliptycznych zbiornikach).

Literatura

- [1] Brański A., Analiza akustycznych zagadnień brzegowych (2001) Wyd. UR, Rzeszów.
- [2] Rdzanek W.P., Analiza akustyczna płaskich źródeł dźwięku (2004) Wyd. UR, Rzeszów.
- [3] Leniowska L., Aktywne metody redukcji drgań płyt kołowych (2006) Wyd. UR, Rzeszów.
- [4] Rdzanek W.P., Wibroakustyka strukturalna elementów powierzchniowych (2011) Wyd. UR, Rzeszów.

- [5] Levine H., Leppington F.G., A note on the acoustic power output of a circular plate (1988) Journal of Sound and Vibration, 121 (2), pp. 269-275.
- [6] Rdzanek W.P., Szemela K., Reduction of the sound power radiated by a two pistons system located near the three-wall corner (2007) Archives of Acoustics, 32 (2), pp. 339-350.
- [7] Zawieska W.M., Rdzanek W.P., The influence of a vibrating rectangular piston on the acoustic power radiated by a rectangular plate (2007) Archives of Acoustics, 32 (2), pp. 405-415.
- [8] Rdzanek W.P., Rdzanek W.J., Engel Z., Szemela K., The modal low frequency noise of an elastically supported circular plate. (2007) International Journal of Occupational Safety and Ergonomics, 13 (2), pp. 147-157.
- [9] Zawieska W.M., Rdzanek W.P., Rdzanek W.J., Engel Z., Low frequency estimation for the sound radiation efficiency of some simply supported flat plates (2007) Acta Acustica united with Acustica, 93 (3), pp. 353-363.
- [10] Rdzanek W.P., Rdzanek W.J., Asymptotic formulas for the acoustic radiation impedance of an elastically supported annular plate (2007) Journal of Sound and Vibration, 301 (3-5), pp. 544-559.
- [11] Rdzanek W.P., Rdzanek W.J., Szemela K., Sound radiation by a vibrating circular membrane embedded into rigid baffle in the vicinity of the three-wall corner (2009) 16th International Congress on Sound and Vibration 2009, ICSV 2009, 3, pp. 1318-1322.
- [12] Rdzanek W.P., Rdzanek W.J., Szemela K., Acoustic power radiated into the quarter-space by a circular membrane with an asymmetric excitation (2009) Archives of Acoustics, 34 (1), pp. 75-94.
- [13] Rdzanek W.P., Rdzanek W.J., Szemela K., Asymptotic approximation of the modal acoustic impedance of a circular membrane (2010) Journal of Computational Acoustics, 18 (4), pp. 335-362.
- [14] Rdzanek W.P., Rdzanek W.J., Szemela K., Asymptotic formulae of the modal acoustic impedance for the asymmetric vibrations of a clamped circular plate (2010) Acta Physica Polonica A, 118 (1), pp. 141-154.
- [15] Rdzanek W.P., Szemela K., Pieczonka D., Acoustic pressure radiated by a circular membrane into the quarter-space (2011) Archives of Acoustics, 36 (1), pp. 121-139.
- [16] Szemela K., Rdzanek W.P., Rdzanek W.J., Acoustic power radiated by a system of two vibrating circular membranes located at the boundary of three-wall corner spatial region (2012) Archives of Acoustics, 37 (4), pp. 463-473.
- [17] Rdzanek W.P., Rdzanek W.J., Pieczonka D., The acoustic impedance of a vibrating annular piston located on a flat rigid baffle around a semi-infinite circular rigid cylinder (2012) Archives of Acoustics, 37 (4), pp. 411-422.
- [18] Szemela K., Rdzanek W.P., Rdzanek W.J., The acoustic pressure radiated by a vibrating circular plate within the Fraunhofer zone of the three-wall corner region (2012) Acta Physica Polonica A, 121 (1 A), pp. A100-A109.
- [19] Pieczonka D., Rdzanek W.P., Rdzanek W.J., Acoustic impedance of an annular piston wobbling in a flat screen around a semi-infinite circular cylinder (2013) Acta Physica Polonica A, 123 (6), pp. 1078-1084.
- [20] Leniowska L., Wyrzykowski R., Effect of phase shifts on the directivity of acoustic plane sources (2000) Acustica, 86 (3), pp. 405-412.
- [21] Leniowska L., Leniowski R., Active attenuation of sound radiation from circular

fluid loaded plate (2000) Shock and Vibration Digest, 32 (1), p. 47.

- [22] Leniowska L., Feedback vibration control of circular plate interacting with fluid using piezoceramic controllers (2005) Proceedings of SPIE - The International Society for Optical Engineering, 5828, art. no. 22, pp. 189-196.
- [23] Leniowska L., Influence of damping and fluid loading on the plate vibration control (2008) Archives of Acoustics, 33 (4), pp. 531-540.
- [24] Leniowska L., Kos P., Adaptive predictive feedback control of circular plate vibrations (2008) Proceedings - European Conference on Noise Control, pp. 4635-4640.
- [25] Leniowska L., Modelling and vibration control of planar systems by the use of piezoelectric actuators (2009) Archives of Acoustics, 34 (4), pp. 507-519.
- [26] Leniowska L., Kos P., Self-timing control with regularized RLS algorithm for vibration cancellation of a circular plate (2009) Archives of Acoustics, 34 (4), pp. 613-624.
- [27] Leniowska L., Kos P., Comparison of the theoretical and experimental models of circular plate for active vibration control (2009) 16th International Congress on Sound and Vibration 2009, ICSV 2009, 7, pp. 4049-4056.
- [28] Leniowska L., Leniowski R., The joint vibration analysis of a multi-link surgical manipulator (2012) Archives of Acoustics, 37 (4), pp. 475-482.
- [29] Leniowska L., An adaptive vibration control procedure based on symbolic solution of diophantine equation (2011) Archives of Acoustics, 36 (4), pp. 901-912.
- [30] Brański A., Szela S., On the quasi optimal distribution of PZTs in active reduction of the triangular plate vibration (2007) Archives of Control Sciences, 17 (4), pp. 427-437.
- [31] Brański A., Szela S., Improvement of effectiveness in active triangular plate vibration reduction (2008) Archives of Acoustics, 33 (4), pp. 521-530.
- [32] Szela S., Metoda lokalizacji aktuatorów w aktywnej redukcji drgań płyt trójkątnych, Wydział IMiR, AGH, 2009.
- [33] Brański A., Borkowski M., Szela S., The idea of the selection of PZT-beam interaction forces in active vibrationprotectionproblem (2010) Acta Physica Polonica, 118, pp. 17-22.
- [34] Brański A., Borkowski M., Estimate of the effectiveness of the circular element in BEM and FEM (2010) Engineering Analysis with Boundary Elements, 34 (2), pp. 182-188.
- [35] Brański A., Lipiński G., Analytical determination of the PZT's distribution in active beam vibration protection problem (2011) Acta Physica Polonica A, 119 (6 A), pp. 936-941.
- [36] Brański A., An optimal distribution of actuators in active beam vibration some aspects, theoretical considerations, Acoustic Waves, Chapter 18 (2011) InTech, Rijeka, Chorwacja, pp. 397418.
- [37] Brański A., Borkowski M., Borkowska D., A comparison of boundary methods based on inverse variational formulation (2012) Engineering Analysis with Boundary Elements, 36 (4), pp. 505-510.
- [38] Brański A., Effectiveness analysis of the beam modes active vibration protection with different number of actuators (2013) Acta Physica Polonica A, 123 (6), pp. 1123-1127.
- [39] Brański A., Metody numeryczne rozwiązywania zagadnień brzegowych;
 - 21

klasyfikacja i przegląd (2013) Wyd. PRz, Rzeszów.

- [40] Borkowski M., Ocena efektywności metod brzegowych w analizie parametrów resztkowych struktur planarnych, Wydział Elektrotechniki i Informatyki, Politechnika Rzeszowska (WEil PRz), 2011. Praca została przyjęta 12.06.2013 przez Radę Wydziału WEiL, termin obrony - wrzesień 2013.
- [41] Czyz H., Gudra T., Opieliński K., Investigation of sound agglomeration of gas bubbles in liquid (Badania aglomeracji dźwiękowej pecherzyków gazu w cieczy) (2001) Prace Naukowe Instytutu Telekomunikacji i Akustyki Politechniki Wrocławskiej, (83), pp. 251-256.
- [42] Czyz H., Gudra T., Opielinski K.J., Investigation and visualisation of ultrasonic agglomeration of gas bubbles in liquid (2002) Acta Acustica united with Acustica, 88 (5), pp. 682-686.
- [43] Czyż H., Markowski T., The Mathieu functions applied to some problems in underwater acoustics (2006) Hydroacoustics, 9, pp. 23-30
- [44] Czyż H., Markowski T., Applications of dispersed phase acoustics (2006) Archives of Acoustics, 31 (4), pp. 59-64
- [45] Czyz H., Markowski T., Acoustic method of airport fog precipitation (2007) Aviation, 11 (3), pp. 26-37.
- [46] Czyż H., Ściuk W., Acoustic field influence on kinetics of phase transition: water-steam (2007) Hydroacoustics, 10, pp. 215-220.
- [47] Czyż H., Pop T., Szczepaniak A., Ściuk W., The absorption of ultrasound in a fluid by small obstacles of spherical form (2010), Hydroacoustics, 13, pp. 53-60

Ultradźwiękowe obrazowanie tomograficzne tkanki miękkiej

Ultrasonic Tomographic Imaging of Soft Tissue

Krzysztof J. Opieliński

Katedra Akustyki i Multimediów, Wydział Elektroniki, Politechnika Wrocławska E-mail: krzysztof.opielinski@pwr.wroc.pl

Streszczenie

Celem niniejszej pracy jest dokonanie przeglądu najistotniejszych obecnie metod ultradźwiękowego obrazowania tomograficznego tkanki miękkiej pod kątem zasad ich działania, możliwości wizualizacji, zastosowań i kierunków rozwoju. W poszczególnych rozdziałach pracy omówiono kolejno tomografię termoakustyczną, fotoakustyczną, akusto-optyczną, tomografię dopplerowską, ultradźwiękową tomografię transmisyjną, odbiciową i dyfrakcyjną oraz metodę tomograficznej kompozycji obrazów ultrasonograficznych.

1. Wprowadzenie

Metody obrazowania medycznego, takie jak tomografia rezonansu magnetycznego (MRI), rentgenowska tomografia komputerowa (CT), ultrasonografia (USG) i pozytonowa tomografia emisyjna (PET), zrewolucjonizowały sposób wizualizacji struktury i funkcjonowania ciała ludzkiego in vivo. Metody te ujawniaja różnorodne właściwości tkanek i odgrywają kluczową rolę w badaniach przesiewowych, diagnozie klinicznej, wspomaganiu terapii, monitorowaniu zabiegów oraz w procesie leczenia pacjentów. Równolegle rozwijane sa coraz to nowsze techniki obrazowania dodatkowych parametrów i mechanizmów umożliwiających kontrastowanie tkanek w celu pozyskania szerszej ich charakterystyki, komplementarnej do informacji zbieranej za pomocą istniejących już metod. Bardzo ważną rolę pod tym względem odgrywają techniki ultradźwiękowe, które obecnie rozwijane są intensywnie w postaci tomograficznych metod obrazowania tkanki miękkiej. Celem niniejszej pracy jest dokonanie przeglądu najistotniejszych obecnie metod ultradźwiękowego obrazowania tomograficznego tkanki miękkiej pod kątem zasad ich działania, możliwości wizualizacji, zastosowań i kierunków rozwoju. W poszczególnych rozdziałach pracy omówiono kolejno tomografie termoakustyczna, fotoakustyczna, akustooptyczna, tomografie dopplerowska, ultradźwiekowa tomografie transmisyjna, odbiciowa i dyfrakcyjną oraz metodę tomograficznej kompozycji obrazów USG.

2. Tomografia termoakustyczna i fotoakustyczna

Obiecującym kierunkiem rozwoju diagnostyki tkanek miękkich może być obrazowanie ich elektromagnetycznych własności dla częstotliwości optycznych i radiowych (w tym

mikrofalowych) [1,2,3]. Przykładem takich technik jest tomografia mikrofalowa [4] i tomografia impedancji elektrycznej [5], jednak ich poważnym ograniczeniem jest mała rozdzielczość obrazu w głębszych strukturach tkanki z powodu silnego rozpraszania, znacznej absorpcji oraz małej wartości stosunku sygnału do szumu. Ograniczenie to daje się ominąć dzięki ultradźwiękom, stąd też ostatnio można zaobserwować znaczący rozwój hybrydowych metod obrazowania biomedycznego wykorzystujących fale elektromagnetyczne w powiązaniu z falami ultradźwiękowymi. Są to: tomografia termoakustyczna (TAT) i tomografia fotoakustyczna (PAT). Zaletą tych metod jest kontrastowe obrazowanie tkanek miękkich w wyniku stosowania fal elektromagnetycznych i możliwość uzyskania wysokiej rozdzielczości przestrzennej dzięki fali ultradźwiękowej wnikającej głęboko w tkankę [6,7].

Istotą obrazowania struktury tkanki w metodach TAT i PAT jest wykorzystanie konwersji krótkich impulsów promieniowania elektromagnetycznego wnikającego do objętości tkanki na energię cieplną, co z kolei wywołuje powstawanie podłużnych fal ultradźwiękowych, które mogą być rejestrowane w pobliżu powierzchni tkanki, z wielu różnych kierunków (rys.1) [8].



Rys.1. Istota obrazowania struktury tkanki metodą PAT z wykorzystaniem matrycy przetworników ultradźwiękowych: a) wklęsłej, b) liniowej.

Takie sygnały akustyczne niosą informację o rozkładzie absorberów fal elektromagnetycznych w strukturze badanej tkanki, co można wizualizować w przekrojach zgodnych z płaszczyznami skanowania. Równanie wiążące pole akustyczne w tkance z rozkładem ciepła można zapisać jako [9]:

$$\frac{\partial^2 \mathbf{p}(\mathbf{r}, \mathbf{t})}{\partial t^2} - \mathbf{c}^2 \nabla^2 \mathbf{p}(\mathbf{r}, \mathbf{t}) = \frac{\beta}{C_p} \frac{\partial}{\partial t} \mathbf{H}(\mathbf{r}, \mathbf{t}) , \qquad (1)$$

gdzie p(r,t) – ciśnienie akustyczne w odległości r i czasie t, c – prędkość ultradźwięków przyjmowana w tkance za stałą (1540 m/s), $\beta = (1/V) \cdot (\partial V/\partial T)_{p=\text{const.}}$ – objętościowy współczynnik rozszerzalności cieplnej, V – objętość, T – temperatura, C_p – ciepło właściwe tkanki. Rozkład źródeł ciepła w przestrzeni i czasie H(r,t) można zdefiniować jako:

$$H(r,t) = A(r)I(t) = \rho C_p \frac{\partial T(r,t)}{\partial t}, \qquad (2)$$

gdzie A(r) – funkcja absorpcji przestrzennej fal elektromagnetycznych w tkance, I(t) – funkcja iluminacji czasowej, T(r,t) – funkcja rozkładu temperatury. Obraz funkcji A(r) dla badanego przekroju tkanki rekonstruowany jest najczęściej metodą projekcji wstecznej. Każdy piksel takiego obrazu tworzony jest za pomocą ważonego sumowania wartości pomiarowych uzyskanych z różnych kierunków. W przypadku TAT i PAT, wszystkie pomiary są całkami własności tkanki wzdłuż krzywych w ustalonej odległości od przetwornika (rys.2) [9].



Rys.2. Schemat detekcji sygnałów akustycznych metodą TAT lub PAT dla badanego przekroju tkanki: elementarny przetwornik ultradźwiękowy w odległości r rejestruje sygnały termoakustyczne, po łuku o promieniu $|r-r_o|$.

W przypadku skanowania okrężnego (rys.1a) pojedynczych dwuwymiarowych przekrojów tkanki, rekonstrukcję wartości pikseli dwuwymiarowego obrazu metodą projekcji wstecznej można przedstawić za pomocą wzoru:

$$A(r) = \frac{r_o^2 C_p}{2\pi\beta c^4} \int_{\varphi_o} d\varphi_o \left. \frac{1}{t} \frac{\partial p(r,t)}{\partial t} \right|_{t=|r_o-r|/c} , \qquad (3)$$

gdzie φ_o oznacza kąt przełączania (obrotu) elementarnego przetwornika ultradźwiękowego dookoła badanej tkanki. Jeśli skanowanie realizowane jest po powierzchni (sferze), rekonstrukcja trójwymiarowego obrazu dokonywana jest również poprzez sumowanie po powierzchni [10].

Rozdzielczość obrazowania w metodzie PAT i TAT zależy od długości impulsu fali elektromagnetycznej, parametrów akustycznych tkanki oraz parametrów przetwornika ultradźwiękowego (geometria, częstotliwość rezonansowa, dobroć). Rozdzielczość ta pogarsza się ze wzrostem głębokości badania struktury tkanki. Według doniesień literaturowych, w metodzie PAT i TAT możliwe jest uzyskanie rozdzielczości od około 5 µm na głębokości poniżej 0.7 mm do około 780 µm na głębokości 50 mm [10].

PAT i TAT mogą być stosowane *in vitro* lub *in vivo* do obrazowania mózgu (bez naruszenia lub z naruszeniem kości czaszki) [11-14], tkanki piersi [15-17], pojedynczych naczyń włosowatych [18,19], nowotworów podskórnych [20], arteriosklerozy [21], rozkładu temperatury w tkance [22] i do monitorowania terapii i zabiegów [23]. Możliwe

jest również wprowadzanie do tkanki *in vivo* markerów egzogennych, które łączą się lub gromadzą w specyficzny sposób w układach komórkowych lub w organach i w ten sposób służą do wizualizacji przebiegu choroby [24,25]. Znaczącym ograniczeniem metody PAT jest głębokość optycznej penetracji tkanki mniejsza niż 10 cm ze względu na rosnący eksponencjalnie z głębokością współczynnik pochłaniania oraz ze względu na konieczność stosowania bezpiecznego natężenia światła laserowego dla długości fal z zakresu 650 \div 1200 nm. Wadę tę rekompensuje metoda TAT wykorzystująca fale elektromagnetyczne z zakresu długości typowo 0.1 \div 1.5 m (zakres częstotliwości 200 MHz \div 3 GHz), jednak jej ograniczeniem jest z kolei znacznie gorsza rozdzielczość kontrastowa i osiowa [10].

3. Tomografia akusto-optyczna

Istotnym ograniczeniem systemów optycznego obrazowania tkanki jest silna absorpcja i rozpraszanie światła w tym ośrodku. Głębokość penetracji tkanki miękkiej dla systemów optycznych ograniczona jest najczęściej do powierzchniowych warstw o grubości nie większej niż kilkaset mikrometrów [26]. Głębokość tę można zwiększyć do około 1÷2 mm za pomoca specjalistycznych metod, takich jak fluorescencja wzbudzana dwoma fotonami i wykorzystująca światło podczerwone [27] lub tomografia optyczna z użyciem światła częściowo spójnego (OCT), bazująca na selektywnej detekcji fotonów odbitych z wykorzystaniem interferometrii [28]. W celu optycznej penetracji większych głębokości tkanki (kilka cm) wykorzystywana jest dyfuzyjna tomografia optyczna (DOT), jednak jej rozdzielczość jest ograniczona do około 10 mm [29]. Hybrydową metodą pozwalającą na uzyskanie większej głębokości penetracji z większą rozdzielczością niż w optycznych metodach obrazowania jest tomografia akusto-optyczna (AOT), zwana też tomografią optyczna modulowana ultradźwiękami (UMT lub UOT). Istota tej metody jest ultradźwiekowa modulacja lokalnych wartości współczynników załamania światła (wydłużenie drogi propagacji fotonów) oraz pozycji optycznych rozpraszaczy w strukturze tkanki (o kilka nanometrów), co powoduje modulacie fazy fotonów przechodzacych przez te strukture [30]. Odnoszac te zjawiska do dziedziny czestotliwości można powiedzieć, że pole elektryczne fotonów rozproszonych przez akustycznie modulowane rozpraszacze podlega przesunięciu dopplerowskiemu. Jeśli fala ultradźwiękowa zogniskowana jest w obszarze tkanki absorbującym światło, głębokość modulacji fotonów po przejściu przez taki obszar zmniejsza się ze względu ich absorpcję, co jest możliwe do zmierzenia [26]. W porównaniu z metodą PAT (rozdz.2), która obrazuje absorpcję optyczną, metoda UOT może również obrazować rozpraszanie światła [31].

W metodzie UOT wykorzystywane są przetworniki ultradźwiękowe o częstotliwości z zakresu 1 \div 5 MHz, z ogniskiem o małej objętości (średnica kilkaset µm, długość kilka mm). Osie propagacji fali świetlnej i ultradźwiękowej są zwykle do siebie prostopadłe. Detekcja fali świetlnej dokonywana jest po transmisji przez tkankę, przy czym laser powinien generować falę świetlną o wystarczająco dużej mocy, spójną na odległości co najmniej dwa razy większej niż grubość badanej tkanki (3 \div 10 cm) [26].

Sposoby detekcji fotonów w metodzie UOT można podzielić na heterodynowe i interferometryczne [26]. Na rys.3 przedstawiono schematycznie dwa często wykorzystywane sposoby detekcji: szybkiego fotodetektora z filtracją elektroniczną oraz analizy kontrastu plamek obrazu za pomocą kamery CCD. W metodzie UOT z fotodetektorem (fotodioda lub fotopowielacz) rejestrowana jest składowa stała i zmienna (modulowana) fali świetlnej (rys.3a). Za pomocą filtracji elektronicznej wyznaczana jest amplituda składowej zmiennej, której spadek niesie informację o liczbie fotonów

absorbowanych w ognisku fali ultradźwiękowej (im mniejsza głębokość modulacji tym większa absorpcja fotonów). W metodzie UOT z kamerą CCD rejestrowany jest obraz plamek światła laserowego przechodzącego przez strukturę tkanki na ustalonej powierzchni bez udziału ultradźwięków oraz pod ich wpływem (rys.3b). Przesunięcie rozpraszaczy światła w strukturze pod wpływem fali ultradźwiękowej rejestrowane w krótkim czasie przez kamerę CCD powoduje rozmycie plamek obrazu. Stopień rozmycia wyznaczany z pomiaru kontrastu obrazu jest skorelowany z liczbą fotonów zmodulowanych ultradźwiękowo.



Rys.3. Istota obrazowania struktury tkanki metodą UOT z zastosowaniem [26]: a) fotodetektora, b) analizy kontrastu plamek obrazu za pomocą kamery CCD.

W celu uzyskania trójwymiarowych rozkładów absorpcji światła w strukturze tkanki metodą UOT, należy skanować próbkę przesuwając detektor fotonów w płaszczyźnie XZ, stosować jednocześnie wiele detektorów o rozmiarze plamki świetlnej (piksela obrazu) lub wykorzystać matrycę CCD. Dodatkowo możliwe jest przesuwanie przetwornika ultradźwiękowego w osi Y. W celu przyspieszenia procesu skanowania oraz poprawy rozdzielczości w osi Z, wykorzystywane jest częstotliwościowe przemiatanie generowanej fali ultradźwiękowej modulujące jednocześnie wzmocnienie fotopowielacza, dzięki czemu pozycja poszczególnych punktów obrazu wzdłuż osi propagacji fali ultradźwiękowej jest

oznakowana w sygnale wyjściowym za pomocą określonej częstotliwości [32]. Rozwiązanie to poszerzono do wykorzystania z matrycą CCD umożliwiającą równoległą detekcję wielu plamek świetlnych, co wymaga jednoczesnego modulowania przemiataną częstotliwością światła lasera oraz fali ultradźwiękowej ze stałym opóźnieniem [33] lub przesunięciem częstotliwości. Zwiększenie rozdzielczości w metodzie UOT można też uzyskać poprzez jej rozbudowę do postaci UMOCT bliskiej klasycznej tomografii komputerowej (CT) [34], wymagającej stosowania algorytmów rekonstrukcji obrazu opartych na odwrotnej transformacie Radona [35]. Konieczne jest tutaj wydłużenie ogniska fali ultradźwiękowej (do około 40 mm), dzięki czemu rejestrowany za pomocą kamery CCD sygnał optyczny może być rozważany jako całka wielu narastających udziałów energii pochodzącej z różnych punktów wzdłuż osi propagacji fali ultradźwiękowej. Próbka jest dodatkowo obracana wokół osi Y. Druga kamera CCD umieszczona po tej samej stronie co laser umożliwia akwizycję sygnałów odbitych w strukturze próbki [34].

W celu zwiększenia amplitudy transmitowanego przez próbkę sygnału optycznego w polu fali ultradźwiękowej wykorzystuje się ultradźwięki dużej częstotliwości (np. 5 MHz) zmodulowane amplitudowo sygnałem o małej częstotliwości (np. 500 kHz). Takie rozwiazanie pozwala na wytworzenie siły ciśnienia promieniowania na niejednorodnościach w strukturze tkanki, która wywołuje przesunięcia rozpraszaczy optycznych o kilka µm [26]. W ten sposób możliwe jest uzyskanie obrazów UOT dla dwóch częstotliwości: dużej z zastosowaniem krótkiego czasu rejestracji CCD (0.2 ms) oraz małej z zastosowaniem długiego czasu rejestracji CCD (2 ms), które odzwierciedlają własności optyczne i mechaniczne badanej struktury [26].

Główne zastosowania UOT koncentrują się obecnie na detekcji nowotworów podskórnych oraz na obrazowaniu mózgu w celu monitorowania poziomu utlenowania, co pozwala na obrazowanie jego nowotworów i uszkodzeń [36-38].

4. Tomografia dopplerowska

Współczesne metody obrazowania biomedycznego wykorzystuja najcześciej impulsowa metode echa, w której odległość pomiedzy przetwornikiem a struktura odbijającą wzdłuż propagowanej wiązki fali ultradźwiękowej obliczana jest na podstawie opóźnienia pomiędzy ultradźwiękowym impulsem nadawczym a odebranym echem, przy założeniu stałej wartości prędkości propagacji w ośrodku (1540 m/s w tkance miękkiej). Jeśli odległość pomiędzy dwiema strukturami odbijającymi w ośrodku jest mniejsza od długości impulsu, struktur tych nie można jednoznacznie rozróżnić w echogramie. Rozdzielczość przestrzenna w impulsowej metodzie echa jest więc tym większa, im krótsze są impulsy i związana jest z długością fali ultradźwiękowej. Ze wzrostem częstotliwości ultradźwieków poprawia sie rozdzielczość, ale rośnie też tłumienie, co ogranicza głebokość penetracji tkanki. Rozdzielczość kontrastowa z kolei zależy od zróżnicowania mocy rozpraszania w strukturze tkanki oraz od zakresu dynamiki systemu obrazowania. W tym kontekście oczywiste wydaje się rozumowanie, że ciągła fala ultradźwiękowa nie nadaje się do obrazowania struktury tkanki ze w względu na jej nieskończoną długość. Niemniej jednak istnieje możliwość zastosowania ciągłej fali ultradźwiękowej do tomograficznego obrazowania struktury tkanki za pomocą specyficznego wykorzystania zjawiska Dopplera poprzez względny ruch badanego obiektu i głowicy ultradźwiękowej. Metoda taka nosi nazwę tomografii dopplerowskiej (DT), zwanej też ultradźwiękowa tomografia fali ciągłej (CWUT) [39]. Metoda DT znaczaco różni sie od klasycznej metody dopplerowskiego obrazowania przepływu krwi lub fiziologicznego ruchu tkanek. Ze wzgledu na rodzaj ruchu

badanego obiektu względem głowicy można wyróżnić metodę DT okrężną (rys.4a) i liniową (rys.4b) [40].

W metodzie DT z geometrią okrężną (rys.4a), badany obiekt obraca się wokół osi symetrii w polu ciągłej ultradźwiękowej fali płaskiej generowanej przez nieruchomą głowicę lub głowica obraca się dookoła nieruchomego obiektu [40]. Obszary rozpraszające w nadźwiękawianym przekroju struktury obiektu zwracają echa o przesuniętej dopplerowsko częstotliwości o wartość wprost proporcjonalną do prędkości ruchu poszczególnych rozpraszaczy.



Rys.4. Istota obrazowania struktury tkanki metodą DT: a) geometria okrężna, b) geometria liniowa.

Ta sama (dwuprzetwornikowa) nadawczo-odbiorcza głowica ultradźwiękowa rejestruje wszystkie sygnały odbite od elementów rozpraszających struktury obiektu i od jego granic. W danej chwili, dla ustalonego kąta obrotu, wszystkie rozpraszacze położone w strukturze obiektu na każdej linii prostopadłej do kierunku propagacji fali ultradźwiękowej (*A*-*A* oraz *B*-*B* na rys.4a) mają tę samą efektywną prędkość ruchu w tym kierunku, co implikuje tę samą wartość częstotliwości dopplerowskiej f_D , ponieważ:

$$f_D = 2f_o \omega r \frac{\cos \theta}{c} , \qquad (4)$$

gdzie f_o – częstotliwość generowanej fali ultradźwiękowej, ω – kątowa prędkość obrotu, r – odległość do rozpraszacza (zob. rys.4a), θ – kąt pomiędzy kierunkiem propagacji ultradźwięków i kierunkiem wektora prędkości ruchu, c – prędkość ultradźwięków w

ośrodku (tkance). Dla każdego kąta obrotu, amplitudę odebranego sygnału dla każdej ustalonej częstotliwości można więc traktować jako całkę liniową wszystkich fal odbitych od rozpraszaczy położonych wzdłuż odpowiedniej linii prostopadłej do kierunku propagacji. Reasumując, widmo sygnału odbiorczego jest rozważane jako rzut (sumowanie) współczynników odbicia wzdłuż tej linii. W odniesieniu do klasycznej tomografii komputerowej, w metodzie DT widma sygnałów zbieranych dla poszczególnych kątów obrotu są rzutami, a wartości amplitud każdego sygnału odbiorczego dla poszczególnych częstotliwości stanowią promienie pomiarowe [35].

W metodzie DT z geometria liniowa (rvs.4b), głowica generujaca ciagła ultradźwiękowa falę płaska jest przesuwana ze stałą prędkością po linii prostej wzdłuż nieruchomego obiektu badanego [41]. Odbierany sygnał ultradźwiękowy odbity od rozpraszaczy w przekroju struktury badanego obiektu dla każdego położenia głowicy ma częstotliwość przesunietą proporcjonalnie do wartości kierunkowego kata θ . W danej chwili, dla ustalonego przesuwu, wszystkie rozpraszacze położone w strukturze obiektu na każdej linii pod ustalonym kierunkowym kątem θ (rys.4b) mają tę samą efektywną prędkość ruchu w tym kierunku, co implikuje tę samą wartość częstotliwości dopplerowskiej f_{D} . Dla każdego położenia głowicy, amplitude widma odebranego sygnału dla każdej ustalonej czestotliwości można wiec traktować jako całke liniowa wszystkich fal odbitych od rozpraszaczy położonych wzdłuż linii pod danym kierunkowym katem θ (rys.4b). Określenie rzutów (widma sygnałów zbieranych dla poszczególnych przesunięć głowicy) i promieni pomiarowych (wartości amplitud każdego sygnału odbiorczego dla poszczególnych częstotliwości) jest tu podobne jak w przypadku geometrii okrężnej. Kierunkowy kąt θ , pod którym fala ultradźwiękowa propagowana jest w kierunku obiektu i wraca, może być wyznaczony z częstotliwości odebranego sygnału [41].

Rekonstrukcja obrazu w metodzie DT realizowana jest za pomocą klasycznych algorytmów rekonstrukcyjnych wykorzystywanych w tomografii komputerowej [35], przy czym najczęściej używany jest tu algorytm filtrowanego rzutu wstecznego lub rekonstrukcja przez odwrócenie fourierowskie [42]. Rejestrowane sygnały odbiorcze wprowadzane do algorytmów rekonstrukcyjnych mogą być rozważane jako zespolone, charakteryzujące się amplitudą i fazą (tzw. analityczne) lub jako rzeczywiste, w których rozpatruje się tylko amplitudę, stąd też istnieją dwie odpowiadające im metody rekonstrukcji obrazu, tzw. spójna i niespójna [40,41].

W metodzie DT z geometrią okrężną (rys.4a) i niespójnym procesem rekonstrukcji, rozdzielczość przestrzenna stanowi kompromis pomiędzy rozdzielczością częstotliwości i prędkością obrotową. Zwiększenie prędkości obrotowej powoduje zwiększenie dopplerowskiego przesunięcia częstotliwości, co prowadzi do polepszenia rozdzielczości radialnej, ale rozdzielczość okrężna ulega pogorszeniu ze względu na rejestrację danych dla większych kątów obrotu. Przy założeniu tej samej rozdzielczości radialnej i okrężnej, rozdzielczość przestrzenną w metodzie DT z geometrią okrężną i niespójnym procesem rekonstrukcji można oszacować na podstawie wzoru [39]:

$$\Delta = \sqrt{\frac{D\lambda}{2}} \quad , \tag{5}$$

gdzie D – rozmiar obiektu, λ – długość stosowanej fali ultradźwiękowej. Szacując rozdzielczość tej metody do badania tkanki piersi kobiecej ($D \approx 20$ cm) przy częstotliwości ultradźwięków 2 MHz, uzyskujemy $\Delta \approx 9$ mm. W metodzie DT z geometrią okrężną

(rys.4a) i spójnym procesem rekonstrukcji, rozdzielczość przestrzenna może być mniejsza niż długość fali [40]. Powodem tak dobrej rozdzielczości jest spójne sumowanie danych zebranych dla pełnego obrotu, co można odnieść do syntezowania fizycznej apertury, która jest okrągła. W metodzie tej im większa jest apertura, tym lepsza rozdzielczość przestrzenna. W metodzie DT z geometrią liniową (rys.4b) i niespójnym procesem rekonstrukcji, rozdzielczość przestrzenna zależy od prędkości przesuwu głowicy względem badanego obiektu oraz od kąta rozproszenia i można ją wyznaczyć na podstawie wzorów [40]:

$$\begin{cases} \Delta y_r = \frac{\lambda x_o}{2VT_p} \\ \Delta x_r = \frac{\Delta y_r}{\sin \theta_L} \end{cases}$$
(6)

gdzie x_o – odległość rozpraszacza od powierzchni głowicy po osi propagacji fali, V – prędkość przesuwu głowicy, T_p – okres rejestracji danych podczas przesuwu, θ_L – maksymalny kąt rozproszenia dla skrajnego położenia głowicy (rys.4b). Szacując rozdzielczość tej metody do badania tkanki piersi kobiecej ($x_o \approx 10$ cm) przy częstotliwości ultradźwięków 2 MHz, uzyskujemy $\Delta y_r \approx 7$ mm oraz $\Delta x_r \approx 10$ mm. W metodzie DT z geometrią liniową (rys.4b) i spójnym procesem rekonstrukcji, rozdzielczość przestrzenna wynosi [40]:

$$\Delta y_r = \Delta x_r = \frac{c}{2f_o \tan \theta_L} , \qquad (7)$$

W przypadku badania tkanki piersi kobiecej ($\theta_L \approx 45^\circ$) przy częstotliwości ultradźwięków 2 MHz uzyskujemy rozdzielczość dla tej metody $\Delta y_r = \Delta x_r = 0.5$, porównywalną z długością stosowanej fali ultradźwiękowej $\lambda \approx 0.4$ mm.

Wadą metody DT jest konieczność stosowania technik pomiarowych o dużej czułości ze względu na bardzo wąski zakres rejestrowanych zmian częstotliwości sygnałów ultradźwiękowych i elektrycznych, co wymusza konstrukcję niskoszumnych przetworników ultradźwiękowych i układów elektronicznych. Zaletą jest z kolei efektywny zasięg badania tkanki większy niż w klasycznym zobrazowaniu USG (ze względu na stosowanie fali ciągłej) oraz możliwa do uzyskania za pomocą spójnej rekonstrukcji lepsza rozdzielczość przestrzenna zobrazowania [40]. Nadawanie i odbiór fali ciągłej wymusza natomiast dwuprzetwornikową konstrukcję głowicy pomiarowej.

Metoda DT jest obecnie ciągle we wczesnej fazie rozwoju, a konkretne jej zastosowania w zakresie obrazowania struktury tkanki miękkiej w zasadzie nie istnieją; są to głównie badania laboratoryjne [43]. Potencjalnym zastosowaniem jest natomiast badanie kobiecych piersi w celu wykrywania zmian nowotworowych. W metodzie DT możliwe jest zastosowanie trójwymiarowej akwizycji i rekonstrukcji danych pomiarowych poprzez jednoczesne zastosowanie geometrii okrężnej w płaszczyźnie horyzontalnej oraz geometrii liniowej w po wysokości obiektu.

5. Ultradźwiękowa tomografia transmisyjna

Ultradźwiękowa tomografia transmisyjna (UTT) jest bardzo podobna do tomografii rentgenowskiej (CT). Fale ultradźwiękowe wykazują jednakże istotne różnice w

porównaniu z promieniowaniem X ze względu na znacznie mniejszą częstotliwość i prędkość propagacji, dzięki czemu, oprócz współczynnika tłumienia, możliwy jest pomiar wielu parametrów akustycznych tkanki poddanej działaniu ultradźwięków. Zaletą tomografii ultradźwiękowej jest również możliwość dokonywania wielokrotnych pomiarów obiektów i organizmów bez obawy ich uszkodzenia czy napromieniowania. Należy jednak zdawać sobie sprawę z ograniczeń wynikających ze stosowania ultradźwięków w pomiarach tomograficznych. Ograniczenia te spowodowane są zjawiskami towarzyszącymi propagacji fal ultradźwiękowych w ośrodkach niejednorodnych (załamanie, dyfrakcja, rozproszenie, odbicie) i mogą prowadzić do znacznego zniekształcenia rekonstruowanego obrazu struktury wewnętrznej obiektu.

Podstawą ultradźwiękowej tomografii transmisyjnej (UTT) jest wykorzystywanie informacji, jaką niosą impulsy ultradźwiękowe przenikające przez obiekt [35,42,44]. Obraz stworzony za pomocą technik rekonstrukcyjnych stosowanych w CT przedstawia rozkład lokalnych wartości parametru akustycznego mierzonego metodą przejścia w technice skaningowej, z możliwie wielu różnych kierunków. Dzięki takiej technice można uzyskiwać ilościowe obrazy struktury wewnętrznej obiektów, w których wartości liczbowe każdego piksela charakteryzują ich podstawowe własności fizyczne, takie jak np. gęstość, lepkość, współczynnik sprężystości. Ogólnie, tomografia ultradźwiękowa została opisana po raz pierwszy właśnie jako tomografia transmisyjna [45]. Kilka lat później UTT zastosowano po raz pierwszy do badań pacjentów *in vivo* [46,47]. Jako najstarsza metoda ultradźwiękowego tomograficznego obrazowania tkanki, UTT jest obecnie najlepiej poznana i rozwinięta.

W ultradźwiękowych pomiarach tomograficznych stosuje się najczęściej sygnały impulsowe z zakresu częstotliwości 1 ÷ 10 MHz. Mierzony obiekt zanurzony jest w zbiorniku z wodą w celu uzyskania dobrego sprzężenia akustycznego. Tomografia ultradźwiękowa wykorzystuje różnorodne geometrie akwizycji danych pomiarowych [35,42,44] w celu pozyskiwania pomiarów z różnych stron badanego obiektu techniką skaningową, zależną od liczby i usytuowania przetworników nadawczych i odbiorczych lub nadawczo-odbiorczych. Najczęściej stosowane w UTT trzy geometrie akwizycji danych pomiarowych umożliwiające szybkie skanowanie przedstawiono na rys.5 [44].

Geometria rzutów równoległopromieniowych (rys.5a) stosowana również w UTT dla pary pojedynczych głowic ultradźwiękowych przesuwanych i obracanych wokół obiektu jest najprostsza i najdokładniejsza ze względu na realizację pomiarów i proces rekonstrukcji obrazu, ale proces akwizycji tomograficznych danych pomiarowych jest wówczas najwolniejszy. Przy wykorzystaniu pary ultradźwiękowych głowic liniowych nadawczej i odbiorczej [48], dla każdego ich obrotu, przetworniki elementarne są przełączane kolejno i synchronicznie dla obu głowic (rys.5a). W ten sposób, każde przełączenie pary przeciwległych przetworników umożliwia akwizycję jednego promienia pomiarowego. Zestaw danych zebranych przez przełączenie wszystkich par przetworników elementarnych wzdłuż długości głowic dla jednego kąta obrotu z zakresu $180^\circ > \theta \ge 0^\circ$ stanowi rzut pomiarowy.

Najszybsze skanowanie zapewnia geometria rzutów rozbieżnych ze stałym skokiem kątowym wymagająca jednak precyzyjnego wykonania wieloelementowej głowicy pierścieniowej z przetwornikami ultradźwiękowymi rozmieszczonymi równomiernie na okręgu [49,50] (rys.5b). Akwizycja danych tomograficznych przebiega w taki sposób, że przy załączaniu kolejno każdego przetwornika elementarnego głowicy na nadawanie, przetworniki rozmieszczone symetrycznie po drugiej stronie (najczęściej połowa pierścienia) pracują w charakterze odbiorników rejestrując niezależnie transmitowane w ten

sposób impulsy. Rzutem pomiarowym jest zestaw danych zarejestrowany dla każdego przetwornika nadawczego, a promieniami w rzucie – dane rejestrowane dla każdego przetwornika odbiorczego.

Przyspieszenie procesu akwizycji danych z wykorzystaniem pary głowic liniowych można uzyskać poprzez wyeliminowanie ich obrotu i wielokanałowe zbieranie danych w geometrii rozbieżnej ze stałym skokiem liniowym [44] (rys.5c). Podczas załączenia na nadawanie każdego z przetworników liniowej głowicy nadawczej, transmitowane impulsy fali ultradźwiękowej odbierane są zawsze za pomocą wszystkich przetworników liniowej głowicy odbiorczej. Rzut pomiarowy stanowi tutaj zestaw danych dla każdego przetwornika nadawczego, a promieniami w rzucie są dane uzyskane z przetworników odbiorczych. Taka geometria nie zapewnia jednak pokrycia skanowanego przekroju tkanki z wszystkich kierunków dookoła, zrekonstruowany obraz będzie więc wykazywał artefakty w obszarach na krańcach pomiędzy głowicami. Błędy takie można zminimalizować dokonując dodatkowo skanowania po obrocie pary głowic o kąt $\theta = 90^{\circ}$.



Rys.5. Najczęściej stosowane sposoby akwizycji danych pomiarowych w metodzie UTT: a) geometria równoległopromieniowa, b) geometria rozbieżna ze stałym skokiem kątowym, c) geometria rozbieżna ze stałym skokiem liniowym.

W celu akwizycji danych metodą UTT dla objętości tkanki w geometriach przedstawionych na rys.5, należy dodatkowo przesuwać głowice w pionie dokonując kolejno pomiarów dla poszczególnych przekrojów horyzontalnych. Możliwe jest również stosowanie bardzo zaawansowanych konstrukcji trójwymiarowych głowic UTT o kształcie rury lub czaszy z przetwornikami ultradźwiękowymi umieszczonymi od strony wklęsłej [51,52]. Przetworniki powinny wytwarzać falę quasi-płaską, a wiązka musi być szeroka, aby mogła być rejestrowana przez wiele detektorów po przejściu przez badaną strukturę [44].

Za pomocą UTT można tworzyć przekrojowe obrazy struktury wewnętrznej tkanki poprzez pomiar różnych parametrów akustycznych, z których każdy charakteryzuje tę strukturę w odmienny sposób. Konstrukcja dwuwymiarowego obrazu ze zbioru jednowymiarowych pomiarów jest w rzeczywistości rekonstrukcją dwuwymiarowego przekroju obiektu z jego rzutów. W obiekcie musi więc istnieć taka zmienna, że każda wartość zmierzona w rzucie jest liniową całką tej zmiennej wzdłuż drogi wiązki [53]. Łatwo wykazać, że czas przejścia fali ultradźwiękowej t_p jest całką odwrotności lokalnych prędkości ultradźwięków c(x,y,T) w punkcie o współrzędnych (x,y) skanowanego przekroju badanej struktury po drodze propagacji ultradźwięków L, w ustalonej temperaturze T:

$$t_{p} = \int_{L} dt_{p} = \int_{L} \frac{dt_{p}}{dl} dl = \int_{L} \frac{1}{c(x, y, T)} dl , \qquad (8)$$

gdzie $(dl)^2 = x^2 + y^2$. Mierząc bezpośrednio wartości czasu przejścia t_p można więc zrekonstruować obraz rozkładu lokalnych wartości prędkości ultradźwięków w mierzonym przekroju. Poprzez pomiar amplitudy impulsu ultradźwiękowego po przejściu można uzyskać informację o projekcyjnej wartości amplitudowego współczynnika tłumienia ultradźwięków $\alpha_p = \ln(A_N/A_L)/L$, mierzonej dla ustalonej wartości częstotliwości impulsu nadawczego f_N , w ustalonej temperaturze T:

$$\ln \frac{A_{N}}{A_{L}} = \int_{L} \frac{1}{dl} \ln \frac{A(l_{i})}{A(l_{i+1})} dl = \int_{L} \alpha(x, y, f_{N}, T) dl , \qquad (9)$$

gdzie A_N – amplituda impulsu ultradźwiękowego przed przejściem (w pobliżu źródła), A_L – amplituda impulsu ultradźwiękowego po przejściu przez badaną strukturę (zanurzoną w wodzie) na drodze L, $A(l_i)$ i $A(l_{i+1})$ – amplitudy impulsu ultradźwiękowego po przejściu przez strukturę na odcinku odpowiednio l_i oraz l_{i+1} drogi propagacji L, przy czym $dl = l_{i+1} - l_i$. Z uwagi na trudności związane z pomiarem amplitudy A_N , można bezpośrednio wyznaczać różnicę projekcyjnych wartości amplitudowego współczynnika tłumienia ($a_p - a_w$) = $\ln(A_w/A_L)$, gdzie a_w – współczynnik tłumienia w wodzie, A_w – amplituda impulsu po przejściu drogi L w wodzie bez badanej struktury. Zakładając liniową zmianę tłumienia z częstotliwością (jako pewne przybliżenie dla tkanek miękkich), można też uzyskać amplitudowy współczynnik tłumienia niezależny od częstotliwości $a(x,y,T,f) \approx (a_o(x,y,T)) \cdot f$. Na tej podstawie, w ultradźwiękowych pomiarach projekcyjnych możliwe jest zastosowanie metody pomiaru spadku częstotliwości środkowej impulsu odbiorczego. Po przejściu sygnału ultradźwiękowego przez obiekt zmienia się nieznacznie jego częstotliwość środkowa f_r , którą można mierzyć za pomocą FFT lub licznika przejść przez

zero. Wówczas, projekcyjną wartość pochodnej amplitudowego współczynnika tłumienia względem częstotliwości można wyznaczyć w postaci:

$$\frac{f_N - f_r}{2\sigma^2} = \int_L \alpha_o(x, y, T) dl \quad , \tag{10}$$

gdzie wariancja σ^2 jest miarą szerokości widma mocy sygnału odbiorczego po przejściu przez wodę. Bardziej skomplikowane modele, np. z uwzględnieniem zależności $\alpha = \alpha_0 f^n$, gdzie $n \neq 1$ (w przypadku tkanek miękkich $1 \le n \le 2$), można znaleźć w literaturze [54]. Rozwój techniki komputerowej umożliwia obecnie również projekcyjne pomiary parametrów akustycznych ośrodków biologicznych, wymagające czasochłonnych obliczeń. Jednym z takich parametrów jest nieliniowy parametr akustyczny *B/A*, charakteryzujący nieliniową odpowiedź mierzonej struktury tkanki na propagację fali ultradźwiękowej [44]. Parametr *B/A* można wyznaczyć poprzez pomiar wyższych harmonicznych w funkcji odległości.

W UTT algorytmy rekonstrukcji obrazu rozkładu lokalnych wartości parametrów akustycznych na podstawie zmierzonych wartości projekcyjnych stosuje się podobnie jak w przypadku CT (rekonstrukcja przez odwrócenie fourierowskie, algorytm filtrowanego rzutu wstecznego, algorytm splotu i rzutowania wstecznego, algebraiczna technika rekonstrukcji ART, rekonstrukcja przez równoczesną iterację SIRT [42]). Punktem wyjścia do tworzenia wielu odmian transformatowych metod rekonstrukcji obrazu jest twierdzenie o rzutowaniu dla transformaty Fouriera (*Fourier Slice Theorem*) [35], które mówi, że jednowymiarowa transformata Fouriera jednego rzutu w geometrii równoległopromieniowej jest równa dwuwymiarowej transformacie Fouriera oryginalnego obiektu wzdłuż jednej linii pod tym samym katem [42]. Oznacza to, że dysponując danymi projekcyjnymi można zrekonstruować obraz przekroju badanego obiektu poprzez odwrócenie dwuwymiarowej transformaty.

Każdy z 3 obrazów UTT charakteryzuje nieco inne cechy struktury tkanki [55]. Obraz rozkładu prędkości ultradźwięków dobrze uwidacznia ciągłe zmiany gęstości, krawędzie małych wtrąceń są tu natomiast rozmyte. Jest to obraz typowo ilościowy ze względu na dużą dokładność cyfrowego pomiaru czasu przejścia, dzięki czemu istnieje możliwość rozpoznawania charakteru nowotworu piersi (łagodny czy złośliwy [44]) po wartościach pikseli w obszarze zmiany w stosunku do tła. Obraz rozkładu pochodnej współczynnika tłumienia względem częstotliwości dobrze uwidacznia krawędzie, a słabo zmiany ciągłe. Ze względu na zafałszowanie bezwzględnych wartości pikseli obrazu, można potraktować go bardziej jakościowo, ale jest istotny, ponieważ struktury patologiczne tkanki wykazują zróżnicowanie tłumienia z częstotliwością. Obraz rozkładu współczynnika tłumienia można określić jako ilościowo-jakościowy. Uwidacznia zmiany ciągłe i skokowe w sposób pośredni. Wszystkie 3 obrazy pokazują nieco odmienne cechy struktury i w ten sposób uzupełniają się wzajemnie, niosąc istotną informację diagnostyczną.

Ocena rozdzielczości obrazowania metodą UTT jest dość złożona. Szacuje się, że ze względu na zjawisko wielodrogowości, ultradźwiękowa tomografia transmisyjna bazująca na pomiarach czasu przejścia (obraz rozkładu lokalnych wartości prędkości ultradźwięków) umożliwia dokładną rekonstrukcję prędkości ultradźwięków dla struktur o rozmiarach większych niż 5 długości fali [56]. Dla struktur o rozmiarach mniejszych od 2 długości fali, rekonstrukcja ich wnętrza jest jakościowa, umożliwia bowiem rozpoznanie niejednorodności, lecz zafałszowuje lokalne wartości prędkości ultradźwięków. Na

podstawie szczegółowych badań [57] można stwierdzić, że w przypadku rzeczywistych obiektów o zróżnicowanej strukturze, zdolność wizualizacji niejednorodności, ich kształtu i wartości prędkości w ich wnętrzu zależy dodatkowo od rzeczywistej wartości różnicy prędkości ultradźwięków w niejednorodności i w jej otoczeniu, wpływu zjawiska załamania oraz od rozdzielczości poprzecznej i podłużnej. W przypadku pomiarów wartości prędkości ultradźwięków poprzez detekcję czasu przejścia impulsu fali ultradźwiekowej metodami cyfrowymi, można uzyskać dokładność pomiaru projekcyjnej wartości czasu przejścia rzedu pojedynczych nanosekund, co pozwala na wyznaczenie projekcyjnej wartości predkości ultradźwieków z dokładnościa około 0.01 m/s (pomijając niepewność pomiaru, która może być znacznie gorsza w zależności od systemu pomiarowego i warunków pomiaru, jak również ze względu na szumy i zakłócenia). Oznacza to, że w mierzonych projekcyjnych wartościach prędkości ultradźwięków można rozróżnić wpływ wtracenia dla jego rozmiarów odpowiednio skorelowanych z różnicą lokalnej wartości predkości w strukturze tego wtrącenia i w strukturze jego otoczenia. Jeśli obecność wtrącenia zmieni mierzone z wielu kierunków projekcyjne wartości prędkości ultradźwięków, można będzie rozpoznać to wtrącenie w zrekonstruowanym na podstawie takich pomiarów obrazie UTT. Obliczenia wykazują, że przy założeniu dokładności pomiarów projekcyjnych wartości predkości ultradźwieków 0.01 m/s, w obrazie UTT można będzie rozpoznać niejednorodności różniace się od otaczającej je tkanki wartościa: 1 m/s o rozmiarze > 2.3 mm, 2 m/s o rozmiarze > 1.2 mm, 5 m/s o rozmiarze > 460 µm, 10 m/s o rozmiarze > 240 μ m, 15 m/s o rozmiarze > 160 μ m, 20 m/s o rozmiarze 120 μ m [55]. Rozdzielczość kontrastowa zwiększa się przy zmniejszeniu stosunku odległości nadajnikodbiornik do rozmiaru wtrącenia, a zmiana prędkości ultradźwięków w ośrodku sprzęgającym (wodzie) otaczającym badaną tkankę ma na nią pomijalny wpływ [53]. W przypadku pomiarów projekcyjnych wartości pochodnej amplitudowego współczynnika tłumienia fali ultradźwiekowej wzgledem czestotliwości, przez detekcje czestotliwości impulsu fali ultradźwiekowej po przejściu, można uzyskać dokładność pomiaru projekcyjnej wartości czestotliwości około 2 kHz, co przy założeniu czestotliwości fali ultradźwiekowej 2 MHz daje dokładność wyznaczenia projekcyjnej wartości pochodnej tłumienia ultradźwieków wzgledem czestotliwości około 0.001 dB/(cm MHz). Oznacza to, że w mierzonych projekcyjnych wartościach częstotliwości sygnału odbiorczego można rozróżnić wpływ wtrącenia dla jego rozmiarów odpowiednio skorelowanych z różnicą lokalnej wartości amplitudowego współczynnika tłumienia fali ultradźwiękowej w strukturze tego wtracenia i w strukturze jego otoczenia $\Delta \alpha$ [44]. Jeśli obecność wtracenia zmieni mierzone z wielu kierunków projekcyjne wartości częstotliwości impulsu odbiorczego, można będzie rozpoznać to wtrącenie w zrekonstruowanym na podstawie takich pomiarów obrazie UTT. Obliczenia wykazują, że po założeniu dokładności pomiarów projekcyjnych wartości czestotliwości impulsu odbiorczego 2 kHz, w obrazie UTT można będzie rozpoznać niejednorodności różniące się od otaczającej je tkanki wartościa tłumienia ultradźwieków: 0.1 dB/cm o rozmiarze > 8.7 mm, 0.2 dB/cm o rozmiarze > 4.4 mm, 0.5 dB/cm o rozmiarze > 1.7 mm, 1 dB/cm o rozmiarze > 870 µm, 2 dB/cm o rozmiarze > 440 µm, 5 dB/cm o rozmiarze 180 µm [44]. Obliczona rozdzielczość kontrastowa zwiększa się przy zwiększeniu szerokości widma impulsu odbiorczego, a zmiana tłumienia ultradźwięków w wodzie otaczającej pierś ma na nią pomijalny wpływ.

Niejednorodności mają zwykle zróżnicowane kształty i rozmiary. W takich przypadkach, w pomiarach projekcyjnych dla niektórych płaszczyzn projekcji niejednorodności te będą widoczne, a dla innych niewidoczne. Obecność takich nieciągłości zostanie uwidoczniona w obrazie tomograficznym UTT, jeśli różnica wartości
prędkości ultradźwięków w rzucie (wywołana niejednorodnością ich struktury) w stosunku do otoczenia jest wykrywalna choćby dla kilku kierunków rzutowania.

Ponadto obowiązuje tu bezwzględne ograniczenie związane z rozdzielczością podłużną zależną od długości fali i długości impulsu sondującego. W ultradźwiękowej metodzie echa przyjmuje się często zbyt optymistycznie rozdzielczość podłużną (osiową, wzdłuż drogi wiązki fali) jako połowę długości fali [50]. W rzeczywistych pomiarach należałoby raczej przyjąć, że rozdzielczość ta wynika z długości (czasu trwania) impulsu odbiorczego, przeliczonej na odległość w zależności od przyjętej prędkości fali ultradźwiękowej w mierzonej strukturze. Dla częstotliwości ultradźwięków 2 MHz i jednokresowej długości impulsu w tkance, rozdzielczość podłużną metody UTT, decydującą o wyostrzeniu w obrazie tomograficznym granic wykrywanych niejednorodności można oszacować jako 0.77 mm. W rzeczywistości jest ona nieco lepsza, ponieważ struktury mniejsze od długości fali mogą być widoczne w obrazie w wyniku zjawiska dyfrakcji – fala ultradźwiękowa opływa strukturę i w ten sposób np. zwiększa się mierzony czas przejścia [44]. W takim wypadku jednak informacja o wnętrzu struktury jest zafałszowana.

Rozdzielczość poprzeczna metody UTT (gęstość skanowania w płaszczyźnie poziomej) zależy przede wszystkim od rozdzielczości głowicy pierścieniowej (liczby, szerokości i rozstawu przetworników elementarnych). Rozdzielczość poprzeczną można oszacować po transformacji do kartezjańskiego układu współrzędnych za pomocą wzoru [55]:

$$\Delta r_l = R_{probe} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{N_{probe}}\right),\tag{11}$$

gdzie Δr_l – rozdzielczość poprzeczna, R_{probe} – wewnętrzna średnica pierścienia głowicy z przetwornikami elementarnymi, N_{probe} – liczba przetworników elementarnych głowicy pierścieniowej.

Rozdzielczość poprzeczna UTT nie powinna być gorsza od rozdzielczości podłużnej. Rozdzielczość podłużna i poprzeczna ulega dodatkowym ograniczeniom w zależności od różnicy wartości parametru akustycznego w strukturze niejednorodnej i w jej otoczeniu oraz w zależności od jej rozmiarów (rozdzielczość kontrastowa). Inaczej mówiąc, rozdzielczość kontrastowa UTT wpływa na rozdzielczość przestrzenną i odwrotnie oraz zależy od badanej struktury. Rozdzielczość podłużną można poprawić przez zwiększenie częstotliwości fali ultradźwiękowej (ograniczeniem jest tu jednak tłumienie w piersi) oraz przez zmniejszenie dobroci przetworników ultradźwiękowych (prowadzi to do zwiększenia pasma przenoszenia i skrócenia impulsu, ale również do zmniejszenia sprawności).

Rozdzielczość w pionie (po wysokości) zależy przede wszystkim od gęstości skanowania w pionie (grubość warstwy), z ograniczeniem wynikającym z wysokości przetwornika. Można ją oszacować na podstawie wzoru [55]:

$$\Delta r_{v} = \lambda \, \frac{2r}{h_{t}} \,, \tag{12}$$

gdzie Δr_v – rozdzielczość w pionie, λ – długość fali, r – odległość od elementarnego przetwornika głowicy pierścieniowej, h_t – wysokość elementarnego przetwornika głowicy pierścieniowej. Rozdzielczość w pionie nie stanowi jednak znaczącego ograniczenia UTT, ponieważ istnieją metody ogniskowania wiązki w pionie, a tym samym zwiększenia

rozdzielczości w azymucie. Jedną z nich jest zastosowanie soczewki na powierzchni przetworników głowicy pierścieniowej w postaci odpowiednio ukształtowanej warstwy. Soczewki ultradźwiękowe wklęsłe wytwarzane są z materiałów sprężystych np. z pleksiglasu (c ≈ 2700 m/s) lub żywicy epoksydowej (c ≈ 2750 m/s), natomiast soczewki wypukłe – z tworzyw na bazie silikonu o prędkości ultradźwięków poniżej 1500 m/s. Możliwe jest też zastosowanie przetworników o powierzchni ukształtowanej w postaci sfery wklęsłej. Inną metodą jest poziome nacięcie (lub przecięcie) przetworników elementarnych i podział na kilka linii (3 lub 5), które umożliwiają ogniskowanie za pomocą elektronicznego opóźniania wzdłuż ich wysokości (tzw. matryce 1.5D i 1.75D).

Metoda UTT może być z powodzeniem stosowana do obrazowania struktury różnorodnych tkanek miękkich [44]. Ze względu na sposób akwizycji pomiarów wymuszający dostęp do badanej struktury z możliwie wielu kierunków dookoła, metoda UTT nadaje się najlepiej do badania piersi kobiet i w tym kierunku jest obecnie najefektywniej rozwijana [44,50,51,52,55].

Rozwój UTT ukierunkowany jest obecnie na opracowania efektywnych metod minimalizowania błędów obrazu wywołanych przez refrakcję i dyfrakcję, co prowadzi do znaczącej poprawy rozdzielczości i możliwości wizualizacji struktur mniejszych od długości fali. W metodach rekonstrukcyjnych zakładane są prostoliniowe drogi transmitowanych fal ultradźwiękowych; w wyniku zjawiska refrakcji w niejednorodnej strukturze tkanki są one jednak krzywoliniowe. Zniekształcenia w obrazach UTT spowodowane zjawiskiem refrakcji [44] można zminimalizować za pomocą zaawansowanych, iteracyjnych metod obliczeń z wykorzystaniem procedur wyznaczania toru promieni fali ultradźwiękowej (ray tracing) przechodzących po załamaniach przez badaną strukturę w powiązaniu z algorytmem poszukiwania najkrótszej drogi przejścia w strukturze pomiędzy źródłem a detektorem (ray linking) [44]. Metody te polegają na wielokrotnej rekonstrukcji obrazu. Dane do kolejnych rekonstrukcji obliczane sa z poprzednio zrekonstruowanego obrazu w postaci projekcyjnych wartości parametru akustycznego w określonej geometrii pomiarowej, wyznaczonych po najkrótszych drogach promieni pomiedzy nadajnikiem i odbiornikiem [58]. Limit rozdzielczości metody UTT wynikający ze zjawiska dyfrakcji i zwiazany z długościa fali można zmniejszyć za pomoca zapożyczonej z zastosowań geofizycznych metody tomografii kształtu fali (waveform tomography) operującej na transmisyjnych danych ultradźwiękowych [59,60]. Podstawą metody tomografii kształtu fali jest iteracyjne aktualizowanie początkowego modelu predkości lub tłumienia ultradźwięków dla wybranych częstotliwości poprzez minimalizację niedopasowania pomiędzy obserwowanymi danymi pomiarowymi i danymi syntetycznymi, generowanymi za pomocą metody skończonych różnic w każdym kolejnym modelu.

6. Ultradźwiękowa tomografia odbiciowa

Transmitowanie fali ultradźwiękowej przez tkankę jest nie zawsze możliwe ze względu na jej fizyczne właściwości (tłumienie, rozproszenie, odbicie). Jeśli ultradźwięki wykorzystywane są np. do pomiarów sercowo-naczyniowych, ze względu na duże zmiany impedancji akustycznej na granicach mierzonych struktur, transmitowany sygnał może być niemożliwy do zmierzenia. W takich przypadkach wykorzystywane są zobrazowania ultradźwiękowe bazujące na sygnałach odbitych. Najprostszym zobrazowaniem ultradźwiękowym jest zobrazowanie typu B (*B-scan*) wykorzystywane w ultrasonografii. Zobrazowanie to nie daje jednak pełnej informacji ilościowej; wykrywane są tylko granice

nieciągłości i niejednorodności. Ultradźwiękowa tomografia odbiciowa (URT) umożliwia uzyskiwanie obrazu quasi-ilościowego z informacji zawartej w sygnale ultradźwiękowym odbitym od nieciągłości w strukturze tkanki i jest w zasadzie poszerzeniem zobrazowania typu B. Zaletą URT w porównaniu z UTT jest możliwość wykorzystywania jednego przetwornika nadawczo-odbiorczego zamiast pary przetworników nadawczego i odbiorczego. Aby wyjaśnić zasadę rekonstruowania obrazu w metodzie URT, należy zamodelować niejednorodności obiektu za pomocą izotropowej funkcji rozpraszania f(x,y). Estymator tej funkcji dla prostego zobrazowania typu B wyraża się wzorem [35]:

$$\widetilde{f}(x, y=0) = \sqrt{\frac{4x}{c^2}} \cdot \psi_s\left(\frac{2x}{c}\right), \qquad (13)$$

gdzie $\psi_s(2x/c)$ oznacza pole rozproszone dla odległości x od odbiornika. Stosunek $4x/c^2$ w równaniu (13) znany jest jako zasięgowa kompensacja wzmocnienia. Tomografia odbiciowa bazuje na pomiarach całek liniowych funkcji rozpraszania obiektu. Jeśli pole padające jest reprezentowane przez impulsy w dziedzinie czasu, to sygnał odebrany w czasie t reprezentuje wszystkie odbicia w odległości t c od przetwornika. Jeśli przetwornik nadawczo-odbiorczy promieniuje szeroką wiązkę obejmującą obiekt, sygnał odbiorczy dla czasu t stanowi całkę liniową wszystkich odbić w strukturze po łuku o promieniu c·t (rys.6), ponieważ promieniowana fala jest falą kulistą. Obracając przetwornik nadawczoodbiorczy wokół badanej tkanki i rejestrując odebrane sygnały uzyskujemy automatycznie zestaw pomiarów - rzut dla każdego obrotu. Transformata Fouriera każdego rzutu odpowiada tutaj sygnałowi w dziedzinie przestrzeni lub czasu, ponieważ t = x/c. W takim przypadku zrekonstruowanie funkcji rozpraszania wymaga stosowania algorytmów rzutowania wstecznego po łuku [61]. Dla dużych odległości tkanka-przetwornik i niewielkich rozmiarów tkanek można założyć, że przetwornik promieniuje falę płaską i przybliżyć łuki o promieniu c·t za pomoca linii prostej, a następnie znaleźć funkcje rozpraszania obiektu korzystając z twierdzenia o rzutowaniu dla transformat Fouriera i algorytmów rekonstrukcji obrazu dla geometrii rzutów równoległopromieniowych [35,42].



Rys.6. Sposób realizacji pomiarów w metodzie URT.

Oprócz funkcji rozpraszania obiektu, w URT możliwy jest też pomiar współczynnika rozpraszania wstecznego zdefiniowanego jako moc wstecznie rozpraszana na jednostkowy kąt bryłowy na jednostkową objętość rozproszeń [44]. Przy pomiarze tego współczynnika przetwornik nadawczo-odbiorczy odbiera impulsy ultradźwiękowe odbite wewnątrz obiektu. Z wszystkich odebranych ech mierzona jest całkowita moc poprzez całkowanie obwiedni sygnału. Ponieważ amplituda sygnału odbitego zależy nie tylko od efektów rozpraszania, ale również od tłumienia, wprowadza się tutaj zasięgową kompensację wzmocnienia, podobnie jak w większości urządzeń analizujących echa sygnału.

Zestaw tomograficznych pomiarów odbiciowych dla poszczególnych przekrojów badanej tkanki można uzyskać w krótkim czasie za pomocą ultradźwiękowej głowicy pierścieniowej [49,50], przy czym sygnały odbiorcze można rejestrować za pomocą jednego, wielu lub wszystkich przetworników odbiorczych w układzie symetrycznym dla każdego nadajnika (rys.7).



Rys.7. Metoda URT w układzie z ultradźwiękową wieloelementową głowicą pierścieniową.

W układzie z głowicą pierścieniową (rys.7), przy założeniu stałej wartości prędkości ultradźwięków w badanej tkance zanurzonej w wodzie, rozproszenie f(x,y) dla każdego piksela obrazu URT w badanym przekroju można wyznaczyć metodą migracji Kirchoffa [62] poprzez sumowanie wartości amplitudy sygnału dla wszystkich możliwych kombinacji nadajnik-odbiornik (rys.8) [63], co można nazwać metodą syntetycznej apertury nadawczej STA [64]:

$$f(x, y) = \sum A(t, \alpha, \beta) = \sum A\left(\frac{a_{\alpha} + b_{\beta}}{c}, \alpha, \beta\right) =$$
$$= \frac{1}{c} \left(\sqrt{(x_p - x_t)^2 + (y_p - y_t)^2} + \sqrt{(x_p - x_r)^2 + (y_p - y_r)^2} \right),$$
(14)

gdzie a_{α} – odległość od nadajnika położonego pod kątem α w pierścieniu głowicy (w pozycji (x_t, y_t)) do piksela w pozycji (x_p, y_p) , b_{β} – odległość od piksela w pozycji (x_p, y_p) do odbiornika położonego pod kątem β w pierścieniu głowicy (w pozycji (x_r, y_r)), c – prędkość

propagacji ultradźwięków, $A(t,\alpha,\beta) = p(t,\alpha,\beta) - jH(p(t,\alpha,\beta))$ – zespolona amplituda analitycznego sygnału odbiorczego, $H(p(t,\alpha,\beta))$ – transformata Hilberta amplitudy ciśnienia akustycznego sygnału odbiorczego. Amplitudę sygnału odbiorczego można potraktować jako obwiednię rzeczywistego sygnału ciśnienia akustycznego, uzyskując po rekonstrukcji z sumy modułów $\sum |A(t,\alpha,\beta)|$ tzw. "amplitudowy" obraz URT z dużym odstępem sygnału od szumu, uwypuklający teksturę ech kosztem rozdzielczości [65]. Uwzględniając dodatkowo argument φ wartości zespolonej $\sum A(t,\alpha,\beta)$, można uzyskać po rekonstrukcji tzw. "fazowy" obraz URT wysokiej rozdzielczości, uwypuklający ostre granice niejednorodności kosztem tekstury ech [65]. Z badań przeprowadzonych przez autora na wzorcu drutowym wynika, że dla amplitudowego obrazu URT możliwe jest uzyskanie rozdzielczości mniejszej od długości fali, a dla obrazu fazowego – mniejszej od około 0.1 λ , przy zastosowaniu krótkich impulsów nadawczych o długości około 1 ÷ 2 cykle.



Rys.8. Ilustracja procesu rekonstrukcji wartości pikseli obrazu URT.

Metoda URT bardzo dobrze obrazuje struktury silnie rozpraszające falę ultradźwiękową, stąd też nadaje się do badania wszystkich tkanek miękkich zawierających takie struktury (naczynia krwionośne, limfatyczne, guzki, cysty, itp.). Ze względu na to, że badany obiekt skanowany jest z wielu kierunków dookoła, obraz URT jako quasiilościowy, odwzorowuje strukturę tkanki dokładniej i z większą rozdzielczością niż klasyczne zobrazowanie USG rejestrujące rozproszoną wstecznie falę z jednego kierunku. Wadą URT w porównaniu z USG jest z kolei brak ogniskowania wiązki, stąd też struktury słabo rozpraszające falę ultradźwiękową są tutaj niewidoczne. Artefakty występujące w obrazach USG [44] są tu zminimalizowane, występuje jednak rozmycie i zafałszowanie kształtu granic niejednorodności struktury tkanki ze względu na założenie stałej prędkości propagacji fali ultradźwiękowej do przeliczania odległości na czas. Błędy te można jednak wyeliminować dokonując obliczeń czasów przejścia fali ultradźwiękowej po drogach $a_{\alpha} + b_{\beta}$ (rys.8) na podstawie wcześniej zrekonstruowanych obrazów rozkładu lokalnych wartości predkości ultradźwięków w tym samym przekroju metoda UTT (rozdz.5) [63].

Problemem w metodzie URT są wielokrotne echa, dyfrakcja, refrakcja oraz odbicia od powierzchni przetworników w pierścieniu głowicy ultradźwiękowej wprowadzające szum [66]. W celu minimalizacji wpływu tego rodzaju zjawisk na zobrazowanie URT oraz w

celu zwiększenia rozdzielczości, rozwijane są obecnie zaawansowane metody korekcji za pomocą pomiarów referencyjnych w wodzie, przetwarzania sygnałów odbiorczych [67], minimalizacji refrakcji [68] oraz realizacja tomograficznych pomiarów odbiciowych za pomocą pojedynczych, nadawczo-odbiorczych liniowych głowic ultradźwiękowych obracanych wokół badanej tkanki [68]. Wadą metody URT jest również konieczność stosowania przetworników szerokopasmowych, o wysokiej rozdzielczości poprzecznej i wzdłużnej, generujących falę płaską obejmującą cały mierzony obiekt. Okazuje się również, że duża część energii jest rozpraszana przez obiekt w kierunkach, z których przetwornik nie może jej odebrać [69].

Obecnie większość badań związanych z metodą URT ukierunkowana jest na obrazowanie struktury tkanki piersi kobiecych *in vivo* w celu wczesnego wykrywania zmian nowotworowych [50,51,63,65]. Metoda URT rozwijana jest obecnie równolegle i równie intensywnie jak UTT.

7. Ultradźwiękowa tomografia dyfrakcyjna

Podstawą ultradźwiękowej tomografii dyfrakcyjnej (UDT) jest dyfrakcyjne twierdzenie o rzutowaniu dla transformaty Fouriera oraz aproksymacje Borna i Rytova [35]. Wielkość mierzoną określa się ogólnie jako pole rozproszone z uwagi na to, że każdy pomiar polega na rejestrowaniu fali rozproszonej przez obiekt. Jeśli mierzone jest pole rozproszone przez obiekt w kierunku propagacji generowanej fali ultradźwiękowej to mamy do czynienia z transmisyjną odmianą tomografii dyfrakcyjnej, a jeśli w kierunku przeciwnym, to jest to odbiciowa tomografia dyfrakcyjna [42].

Sposób zbierania danych dla transmisyjnej odmiany UDT przedstawiono na rys.9. Problem rekonstrukcji obrazu wiąże się tutaj z pokryciem dwuwymiarowej przestrzeni Fouriera jak największą liczbą półokręgów o promieniu równym wartości "czasowej" liczby falowej $k_o = 2\pi f/c$, będących jednowymiarowymi transformatami Fouriera mierzonych projekcji pod kątem obrotu θ . Po odpowiedniej interpolacji można uzyskać rozkład wartości lokalnych poprzez transformatę odwrotną. Dla transmisyjnej odmiany UDT, parametrami pola rozpraszanego w kierunku propagacji są najczęściej amplituda i faza, które po rekonstrukcji tworzą obrazy rozkładu lokalnych wartości tłumienia i prędkości propagacji ultradźwięków w obiekcie [35].



Rys.9. Idea transmisyjnej odmiany UDT.

Odbiciowa odmiana tomografii dyfrakcyjnej bazuje na pomiarach pola rozproszonego przez obiekt w kierunku przeciwnym do kierunku propagacji fali ultradźwiękowej za pomocą zestawu przetworników nadawczo-odbiorczych [35,42] (rys.10) i stanowi pewne poszerzenie klasycznej tomografii odbiciowej (rozdz.6). Fala płaska generowana jest w wyniku jednoczesnego pobudzania wszystkich przetworników tym samym szerokopasmowym impulsem $p_i(t)$. Sygnał wstecznie rozproszony jest rejestrowany oddzielnie przez każdy z przetworników. W ten sposób dla każdego kąta iluminacji można uzyskać w przestrzeni Fouriera cały zestaw półokręgów o różnych promieniach (rys.10).



Rys.10. Idea odbiciowej odmiany UDT.

Transformatę Fouriera w dziedzinie czasu dla każdego z odebranych sygnałów s(t,y) można opisać jako :

$$S(\omega, y) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t, y) e^{-j\omega t} dt , \qquad (15)$$

co po operacji normowania względem sygnału nadawczego $p_t(t)$ daje:

$$S'(\omega, y) = \frac{S(\omega, y)}{\int_{-\infty}^{\infty} p_t(t) e^{j\omega t} dt} = \frac{S(\omega, y)}{P_t(\omega)}$$
(16)

Wartości funkcji $S'(\omega, y=y_o)$ reprezentują pojedyncze składniki pola rozproszonego fali płaskiej dla różnych częstotliwości ω . Transformata Fouriera tej funkcji w dziedzinie przestrzeni wyraża się wzorem:

$$S'(\omega, k_y) = \int_{-\infty}^{\infty} S'(\omega, y) e^{-jk_y y} = F(-\sqrt{k_o^2 - k_y^2} - k_o, k_y)$$
 (17)

Transformata Fouriera $S'(\omega,k_y)$ jest więc estymatą transformaty Fouriera funkcji rozpraszania obiektu wzdłuż półokręgów dla różnych częstotliwości (rys.10). Można też łatwo dowieść, że transformata Fouriera funkcji s(t,y) zsumowanych po y daje transformatę Fouriera obiektu wzdłuż linii prostej: $F(-2\omega/c,0)$ dla $0 < \omega < \infty$ (punkty przecięcia

półokręgów z osią K_x na rys.10), co jest przypadkiem szczególnym, wykorzystywanym w klasycznej tomografii odbiciowej (rozdz.6).

Główną zaletą tomografii dyfrakcyjnej jest możliwość wizualizacji struktur mniejszych od długości fali oraz możliwość rekonstrukcji obrazu z pomiarów tomograficznych w zastosowaniach, w których niemożliwe jest generowanie i odbieranie fal z wielu pozycji wokół całego obiektu [35]. Pokrycie dwuwymiarowej przestrzeni Fouriera za pomocą półokregów odpowiadających jednowymiarowej transformacie Fouriera rzeczywistych pomiarów w rzucie można tu uzyskać nie tylko poprzez zmiane położenia źródła i detektora, ale również poprzez zmiane czestotliwości transmitowanej fali. Podstawa do tworzenia dokładnych algorytmów dyfrakcyjnych są aproksymacje Borna i Rytova [35] wiażące pole rozproszone z obiektem, co umożliwia stosowanie geometrii rozbieżnej [70]. Najczęściej stosowanymi algorytmami dyfrakcyjnymi, opierającymi się na przybliżeniach Borna lub Rytova i wykorzystującymi dyfrakcyjne twierdzenie o rzutowaniu dla transformaty Fouriera są odpowiednio zmodyfikowane metody rzutowania wstecznego [70]. Algorytmy te nie są jednak tak bardzo popularne ze względu na ich niewielką uniwersalność oraz konieczność dysponowania skorygowanymi wartościami pomiarowymi całego pola rozproszonego w przód (transmisja) lub w tył (odbicie). Wymagaja one dużej mocy obliczeniowej.

Ograniczenia UDT są podobne do ograniczeń klasycznej ultradźwiękowej tomografii odbiciowej (rozdz.6), a dodatkowe zniekształcenia rekonstruowanego obrazu wywołuje metoda pomiarowa oraz przybliżenia i interpolacje w algorytmach dyfrakcyjnych [35,71]. UDT doskonale nadaje się do obrazowania struktury wewnętrznej piersi kobiet [67].

8. Tomograficzna kompozycja obrazów USG

Znaczącą poprawę jakości obrazu USG można uzyskać za pomocą metody MACI (*Multi-Angle Compound Imaging*), nazywanej też w skrócie CI (*Compound Imaging*). W metodzie tej obrazy USG (typowo 3 ÷ 9) rejestrowane są pod różnymi kątami, a następnie odpowiednio składane [72,73]. Zastosowanie tej techniki w ultrasonografii do badań *in vivo* w czasie rzeczywistym jest znane od dawna [73], lecz praktyczne implementacje są ciągle udoskonalane dzięki dynamicznemu rozwojowi techniki i wzrostowi mocy obliczeniowej cyfrowych systemów ultradźwiękowych. Istotą CI jest pozyskanie wielu ramek pod różnymi kątami (rys.11), które następnie są na siebie cyfrowo nakładane zgodnie z kątem skanowania np. poprzez odpowiednie uśrednianie pikseli [72].

Implementacja metody CI w konwencjonalnych aparatach USG wymaga dwóch podstawowych modyfikacji w oprogramowaniu elektroniki układu kształtowania wiązki oraz procesora obrazu. Musi istnieć możliwość odchylenia wiązki ultradźwiękowej o ustalony krok lub kilka kroków kątowych w lewo i w prawo w stosunku do osi głowicy liniowej. Liczba rejestrowanych ramek obrazu odpowiadająca krokom kątowym zależy od parametrów głowicy ultradźwiękowej oraz zastosowań klinicznych. Należy pamiętać, że im więcej jest ramek w sekwencji CI, tym lepsza jakość obrazu kosztem spowolnienia procesu akwizycji. Procesor obrazu musi umożliwiać składanie obrazu w sekwencji CI z ramek uzyskanych dla różnych kątów skanowania, co wiąże się z dopasowaniem geometrii obróconych siatek pikseli oraz uśrednianiem ich wartości. Obraz CI jest aktualizowany każdorazowo po zebraniu nowej ramki obrazu, dzięki czemu nie zmienia się liczba odtwarzanych ramek w czasie, jednak ich przetwarzanie wprowadza efekt rozmycia obrazu przy szybkim ruchu tkanki lub głowicy. Rozmycie przy ruchu jest tym większe, im więcej ramek składanych jest w sekwencji CI. Rozwój CI ukierunkowany jest na estymację ruchu

w sekwencjach obrazu CI w postaci tworzenia wektorowych map przesunięć poszczególnych pikseli technikami korelacyjnymi [74,75,76], które służą do korekcji rozmycia obrazu. Współczynnik dekorelacji obszarów pikseli obrazu jest wprost proporcjonalny do ich przesunięcia.



Rys.11. Porównanie konwencjonalnej akwizycji danych USG z akwizycją za pomocą metody CI na przykładzie liniowej głowicy ultradźwiękowej: a) akwizycja konwencjonalna – wszystkie linie skanujące są do siebie równoległe i prostopadłe do powierzchni głowicy, b) akwizycja CI – kolejne ramki wykorzystują różne kąty przemiatania; zewnętrze obszary składanych obrazów (szare linie) nie są wyświetlane.

Istotne zalety obrazowania CI to [73]:

- redukcja plamek i szumów wpływająca na poprawę różnicowania tkanek oraz zwiększenie wyrazistości zmian patologicznych o małym kontraście,
- redukcja wielokrotnych odbić wpływająca na czytelną wizualizację zawartości cyst, lepszą wykrywalność mikrozwapnień, zwiększenie głębokości, przy której wizualizowane są użyteczne dane,
- ciągłość struktur odbijających falę ultradźwiękową wpływająca na uwypuklenie zarysów torbieli, kanałów i tkanki łącznej, lepszą wizualizację układów liniowego prążkowania w tłuszczu i mięśniach, poprawę przedstawienia wewnętrznej architektury twardych zmian patologicznych.
- zachowanie środkowego cienia akustycznego i wzmocnienie akustyczne za strukturami cieniującymi pozwalające na utrzymanie uznanych kryteriów diagnostycznych dla zmian typu cysta i guzek,
- redukcja cieni refrakcyjnych wpływająca na szybszą identyfikację podejrzanych cieni oraz poprawę widoczności struktur położonych np. za więzadłami.

Dzięki tym wszystkim zaletom, obrazowanie CI może być bardzo przydatne do wykrywania i rozróżniania złośliwych i łagodnych zmian patologicznych w tkance piersi kobiet [73].

Obrazowanie CI można znacząco poszerzyć, wykorzystując tomograficzną metodę skanowania tkanki miękkiej z wielu kierunków dookoła [77]. Do tego celu doskonale nadaje się ultradźwiękowa wieloelementowa głowica pierścieniowa [49]. Przetworniki elementarne wewnątrz pierścienia można podzielić na sekcje stanowiące krzywoliniowe głowice ultrasonograficzne. Uruchomienie danej sekcji z odpowiednim ogniskowaniem fazowym umożliwia uzyskanie obrazu USG w czasie rzeczywistym w badanej tkance (np.

piersi zanurzonej w wodzie wewnątrz pierścienia) *in vivo* dla wybranego kierunku. Obrazy USG dla wszystkich sekcji dookoła można zarejestrować i złożyć automatycznie metodą CI (rys.12) uzyskując obraz przekroju tkanki dla ustalonego położenia głowicy w pionie. Skanując wiele przekrojów, możliwe jest uzyskanie obrazu USG CI 3D dostarczającego ogromny potencjał diagnostyczny z możliwością tworzenia obrazów dowolnych przekrojów [55], podobnie jak w klasycznej tomografii rentgenowskiej.



Rys.12. Tomograficzna kompozycja obrazów USG 2D metodą CI z wykorzystaniem sektorów elementarnych przetworników ultradźwiękowej głowicy pierścieniowej.

W tomograficznej kompozycji obrazów USG metodą CI stosowana jest normalizacja wartości pikseli obrazów oraz możliwe są różne sposoby ich uśredniania (np. średnia matematyczna. geometryczna, mediana, RMS) [72]. Algorytmy tworzenia wektorowych map przesunięć pokrywających się pikseli obrazów dla różnych kątów akwizycji (rys.12) można wykorzystać do wyrównywania położenia tych pikseli. Niewielkie zmiany tego położenia w przypadku tomograficznej kompozycji obrazów USG metodą CI spowodowane są zjawiskiem refrakcji promieni wiązki fali ultradźwiękowej oraz przyjęciem stałej wartości prędkości ultradźwięków w tkance miękkiej (c = 1540 m/s) przy przeliczaniu czasu na odległość w obrazowaniu USG [44], co powoduje rozmycie krawędzi niejednorodności.

9. Podsumowanie

Metody ultradźwiękowego obrazowania tomograficznego tkanki miękkiej, ze względu na znaczący rozwój elektroniki i techniki cyfrowej, mają obecnie coraz większy i realny potencjał do wykorzystania w diagnostyce medycznej. Szczególnie intensywnie w tym kierunku rozwijana jest ultradźwiękowa tomografia transmisyjna i odbiciowa. Kilka zespołów naukowych na świecie realizuje badania we współpracy z prywatnymi inwestorami (w tym zespół autora niniejszego artykułu), które niebawem powinny zakończyć się wdrożeniem tomografu ultradźwiękowego do diagnozowania wczesnych zmian nowotworowych w piersiach kobiet [44,50,51,52,55,63,65,67,68,78,79]. Statystycznie rak piersi lokuje się na pierwszym miejscu wśród zachorowań w populacji żeńskiej, utrzymując się również na pierwszym miejscu jako przyczyna zgonów [44]. Nie ma więc wątpliwości, że opracowanie nowych metod wczesnego rozpoznawania i

diagnozowania raka piersi w celu leczenia i poprawy szansy na przeżycie jest sprawą wielkiej wagi. Metoda UTT, może z powodzeniem zostać wykorzystana do wykrywania i diagnozowania zmian ogniskowych w piersiach kobiet. Czas badania w celu tomograficznego zobrazowania 3D całej objętości piersi wynosi obecnie około 60 ÷ 100 s. Zmiany niemożliwe do uwidocznienia w klasycznej metodzie USG są możliwe do uwidocznienia metodą UTT, która łączy zalety USG (brak promieniowania X i konieczności stosowania kontrastu, a także brak przeciwwskazań takich jak implanty ferromagnetyczne) z technika transmisyjna stosowana w TK, stając sie nowatorska i (co najważniejsze) niezwykle czuła metoda hybrydowa. W opracowywanym obecnie polskim prototypie hybrydowego ultrasonotomografu do badania piersi kobiet in vivo, oprócz różnych dwu- i trójwymiarowych obrazów UTT struktury piersi, rekonstruowane są również amplitudowe i fazowe obrazy URT [55]. Urządzenie będzie pozwalało również na klasyczne obrazowanie USG piersi w celu obserwacji dowolnego wycinka koronalnego przekroju piersi w czasie rzeczywistym za pomocą wybranego sektora głowicy pierścieniowej ustawionej na wybranej wysokości. W trybie automatycznego skanowania ultrasonograficznego, obrazy USG zarejestrowane dookoła piersi dla wielu przekrojów koronalnych będą składane metodą CI. Wszystkie zrekonstruowane obrazy przekrojów koronalnych piersi można przetwarzać z wykorzystaniem techniki wielopłaszczyznowej rekonstrukcji MPR (Multi-Planar Reformated Reconstruction), projekcji największych natężeń MIP (Maximum Intensity Projection) oraz rekonstrukcji objętościowej VP (Volume Rendering), stosowanych w tomografii rentgenowskiej, uzyskując dowolne przekroje objętości piersi. Możliwe jest również poszerzenie modalności urządzenia o obrazy UDT. Tomograficzne obrazy ultradźwiękowe uzyskane za pomocą różnych modalności (UTT, URT, USG CI) mogą być ze sobą składane za pomocą różnych technik [80], w taki sposób, aby uwypuklić w każdym z nich najistotniejsze cechy diagnozowanych zmian patologicznych, co daje ogromne możliwości diagnostyczne.

Architektura nowatorskich ultradźwiękowych systemów tomograficznych projektowana jest najczęściej z wykorzystaniem wyspecjalizowanych, szybkich i wydajnych programowalnych układów logicznych FPGA (*Field Programmable Gate Array*) [79]. W celu przyspieszenia skomplikowanych obliczeń rekonstrukcyjnych i operacji przetwarzania obrazów, wykorzystywana jest uniwersalna architektura wielordzeniowych procesorów kart graficznych CUDA (*Compute Unified Device Architecture*) opracowana przez firmę Nvidia.

Literatura

- D. Huang, E.A. Swanson, C.P. Lin, J.S. Schuman, W.G. Stinson, W. Chang, M.R. Hee, T. Flotte, K. Gregory, C.A. Puliafito. *Optical coherence tomography*. Science, 254(5035), pp. 1178–1181 (1991).
- [2] S.R. Arridge. Optical tomography in medical imaging. Inverse Problems, 15(2), pp. R41–R93 (1999).
- [3] W. Denk, J.H. Strickler, W.W. Webb. 2-Photon laser scanning fluorescence microscopy. Science, 248(4951), pp. 73–76 (1990).
- [4] J.C. Bolomey, A. Izadnegahdar, L. Jofre, CH. Pichot, G. Peronnet, M. Solaimani. *Microwave diffraction tomography for biomedical applications*. IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, **30**(11), pp. 1998–2000 (1982).
- [5] P. Metherall. *Three-dimensional electrical impedance tomography*. Nature, 380(6574), pp. 509–512 (1996).
 - 47

- [6] L.H. Wang. Ultrasound-mediated biophotonic imaging: a review of acousto-optical tomography and photo-acoustic tomography. Disease Markers, 19(2–3), pp. 123–138 (2003).
- [7] M.H. Xu, L.H.V. Wang. *Photoacoustic imaging in biomedicine*. Rev. Scientif. Instrum., 77(4), p. 041101 (2006).
- [8] A. Dima, V. Ntziachristos. Non-invasive carotid imaging using optoacoustic tomography. Optics Express, 20(22), pp. 25044-25057 (2012).
- [9] M.H. Xu, L.H.V. Wang. *Time-domain reconstruction for thermoacoustic tomography in a spherical geometry*. IEEE Trans. on Medical Imaging, **21**(7), pp. 814–822 (2002).
- [10] M-X. Tang, D.S. Elson, R. Li, C. Dunsby, R.J. Eckersley. *Photoacoustics, thermoacoustics, and acousto-optics for biomedical imaging*. Proc. of the Institution of Mechanical Engineers, Part H, Journal of Engineering in Medicine, 224(2), pp. 291-306 (2010).
- [11] X.D. Wang, Y. Pang, G. Ku, X. Xie, G. Stoica, L.V. Wang. Noninvasive laserinduced photoacoustic tomography for structural and functional in vivo imaging of the brain. Nature Biotechnology, 21(7), pp. 803–806 (2003).
- [12] X.D. Wang, D.L. Chamberland, G.H. Xi. Noninvasive reflection mode photoacoustic imaging through infant skull toward imaging of neonatal brains. J. Neurosci. Methods, 168(2), pp. 412–421 (2008).
- [13] K.H. Song, G. Stoica, L.H.V. Wang. In vivo three-dimensional photoacoustic tomography of a whole mouse head. Optics Lett., 31(16), pp. 2453–2455 (2006).
- [14] Q. Zhang, Z. Liu, P.R. Carney, Z. Yuan, H. Chen, S.N. Roper, H. Jiang. Non-invasive imaging of epileptic seizures in vivo using photoacoustic tomography. Physics in Medicine and Biology, 53(7), pp. 1921–1931 (2008).
- [15] M. Pramanik, G. Ku, Ch. Li, L.V. Wang. *Design and evaluation of a novel breast cancer detection system combining both thermoacoustic (TA) and photoacoustic (PA) tomography.* Med. Physics, **35**(6), pp. 2218–2223 (2008).
- [16] A.A. Oraevsky, V.A. Andreev; A.A. Karabutov, R. Declan Fleming; Z. Gatalica, H. Singh; R.O. Esenaliev. *Laser opto-acoustic imaging of the breast: detection of cancer angiogenesis.* Proceedings of Optical tomography and spectroscopy of tissue III, 3597, pp. 352–363 (1999).
- [17] L.M. Nie, D. Xing, Q. Zhou, D. Yang, H. Guo. *Microwave-induced thermoacoustic scanning CT for high-contrast and noninvasive breast cancer imaging*. Med. Physics, 35(9), pp. 4026–4032 (2008).
- [18] K. Maslov, H.F. Zhang, S. Hu, L.V. Wang. Optical-resolution photoacoustic microscopy for in vivo imaging of single capillaries. Optics Lett., 33(9), pp. 929–931 (2008).
- [19] H.F. Zhang, K. Maslov, M. Sivaramakrishnan, G. Stoica, L.V. Wang. Imaging of hemoglobin oxygen saturation variations in single vessels in vivo using photoacoustic microscopy. Appl. Physics Lett., 90(5), 053901 (2007).
- [20] R.I. Siphanto, K.K. Thumma, R.G.M. Kolkman, T.G. van Leeuwen, F.F.M. de Mul, J.W. van Neck, L.N.A. van Adrichem, W. Steenbergen. *Serial noninvasive photoacoustic imaging of neovascularization in tumor angiogenesis*. Optics Express, 13(1), pp. 89–95 (2005).
- [21] S. Sethuraman, J.H. Amirian, S.H. Litovsky, R.W. Smalling, S.Y. Emelianov. Spectroscopic intravascular photoacoustic imaging to differentiate atherosclerotic plaques. Optics Express, 16(5), pp. 3362–3367 (2008).

- [22] S. Sethuraman, S.R. Aglyamov, R.W. Smalling, S.Y. Emelianov. *Remote temperature estimation in intravascular photoacoustic imaging*. Ultrasound in Medicine and Biology, 34(2), pp. 299–308 (2008).
- [23] K.V. Larin, I.V. Larina, R.O. Esenaliev. Monitoring of tissue coagulation during thermotherapy using optoacoustic technique. J. Physics D – Appl. Physics, 38(15), pp. 2645–2653 (2005).
- [24] A. Agarwal, S.W. Huang, M. O'Donnell, K.C. Day, M. Day, N. Kotov, S. Ashkenazi. Targeted gold nanorod contrast agent for prostate cancer detection by photoacoustic imaging. J. Appl. Physics, 102(6), 064701 (2007).
- [25] A. De La Zerda, et al. *Carbon nanotubes as photoacoustic molecular imaging agents in living mice*. Nature Nanotechnol., **3**(9), pp. 557–562 (2008).
- [26] D.S. Elson, R. Li, Ch. Dunsby, R. Eckersley, M-X. Tang. Ultrasound-mediated optical tomography: a review of current methods. Interface Focus, 1(4), pp. 632-648 (2011).
- [27] L. Fu, A. Jain, H.K. Xie, C. Cranfield, M. Gu. Nonlinear optical endoscopy based on a double-clad photonic crystal fiber and a MEMS mirror. Opt. Expr., 14, pp. 1027-1032 (2006).
- [28] J.G. Fujimoto. Optical coherence tomography for ultrahigh resolution in vivo imaging. Nat. Biotechnol., 21, pp. 1361–1367 (2003).
- [29] S.R. Arridge. *Optical tomography in medical imaging*. Inverse Probl., **15**, pp. R41–R93 (1999).
- [30] S. Leveque, A.C. Boccara, M. Lebec, H. Saint-Jalmes. Ultrasonic tagging of photon paths in scattering media: parallel speckle modulation processing. Opt. Lett., 24, pp. 181–183 (1999).
- [31] S.R. Kothapalli, S. Sakadzic, C. Kim, L.V. Wang. Imaging optically scattering objects with ultrasound-modulated optical tomography. Opt. Lett., 32, pp. 2351–2353. (2007)
- [32] L.H.V. Wang. Ultrasonic modulation of scattered light in turbid media and a potential novel tomography in biomedicine. Photochem. Photobiol., **67**, pp. 41–49 (1998).
- [33] B.C. Forget, F. Ramez, M. Atlan, J. Selb, A.C. Boccara. High-contrast fast Fourier transform acousto-optical tomography of phantom tissues with a frequency chirp modulation of the ultrasound. Appl. Opt., 42, pp. 1379–1383. (2003).
- [34] J. Li, L.H.V. Wang. Ultrasound-modulated optical computed tomography of biological tissues. Appl. Phys. Lett., 84, pp. 1597–1599 (2004).
- [35] A. C. Kak, M. Slaney. Principles of Computerized Tomographic Imaging. IEEE Press, New York, Chap. 3, pp. 49-111 (1988).
- [36] F.A. Marks, H.W. Tomlinson, G.W. Brooksby. A comprehensive approach to breastcancer detection using light-photon localization by ultrasound modulation and tissue characterization spectral discrimination. Proc. Photon Migration Imaging Random Media Tissues, 1888, pp. 500–510 (1993).
- [37] A. Lev, Z. Kotler, B. Sfez, J. Soustiel, M. Feinsod. Non invasive local cerebral oxygenation monitoring using a combination of light and ultrasound. Intracranial Press. Brain Biochem. Monit., **81**, pp. 295–297 (2002).
- [38] J. Li, L.H.V. Wang. Ultrasound-modulated optical computed tomography of biological tissues. Appl. Phys. Lett., 84, pp. 1597–1599 (2004).
- [39] H.D. Liang, M. Halliwell, P.N.T. Wells. Continuous wave ultrasonic tomography. IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control, 48, pp. 285–292 (2001).
 - 49

- [40] H-D. Liang, Ch.S.L. Tsui, M. Halliwell, P.N.T. Wells. Continuous wave ultrasonic Doppler tomography. Interface Focus, 1, pp. 665–672 (2011).
- [41] K. Nagai, J.F. Greenleaf. Ultrasonic imaging using the Doppler effect caused by a moving transducer. Optical Engineering, 29(10), pp. 1249-1254, (1990).
- [42] K.J. Opieliński, T. Gudra. Ultrasonic Transmission Tomography, Chapter in: Industrial and Biological Tomography – Theoretical Basis and Applications, edited by J. Sikora and S. Wójtowicz. Electrotechnical Institute, Warsaw, 2010.
- [43] H.D. Liang, M. Halliwell, S.Johnson, P.N.T. Wells. Incoherent imaging using continuous wave ultrasound. A preliminary study using bovine intervertebral disc. Eur. J. Ultrasound, 16, pp. 253–260 (2003).
- [44] K.J. Opieliński. Zastosowanie transmisji fal ultradźwiękowych do charakteryzowania i obrazowania struktury ośrodków biologicznych. Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, Wrocław (2011).
- [45] J.F. Greenleaf, S.A. Johnson, S.L. Lee, G.T. Herman, E.H. Wood. Algebraic Reconstruction of Acoustic Absorption with Tissues from Their Two-Dimensional Acoustic Projections. Acoustical Holography, 5, Plenum Press, New York, pp.591-603 (1974).
- [46] P.L. Carson, T.V. Oughton, W.R. Hendee, A.S. Ahuja. *Imaging Soft Tissue through Bone with Ultrasound Transmission Tomography by Reconstruction*. Med. Phys. 4(4), pp.302-309 (1977).
- [47] G.H. Glover. Characterization of in vivo breast tissue by ultrasonic time of flight computed tomography. Proc. Nat. Bureau Standards 2nd Int. Symp. Ultrasonic Tissue Characterization, Gaithersburg (1977).
- [48] T. Gudra, K. Opieliński, A.B. Dobrucki. *Model of multielement probes for ultrasound transmission tomography*. Proceedings of the Fifth European Conference on Underwater Acoustics ECUA 2000, 2, pp. 1423-1428 (2000).
- [49] T. Gudra, K.J. Opielinski. The ultrasonic probe for the investigating of internal object structure by ultrasound transmission tomography. Ultrasonics, 44, pp. e679-e683 (2006).
- [50] N. Duric, P. Littrup, L. Poulo, A. Babkin, R. Pevzner, E. Holsapple, O. Rama, C. Glide. Detection of breast cancer with ultrasound tomography: First results with the Computed Ultrasound Risk Evaluation (CURE) prototype. Medical Physics, 34(2), pp. 773-785 (2007).
- [51] N.V. Ruiter, M. Zapf, R. Stotzka, T.O. Müller, K. Schlote–Holubek, G. Göbel, H. Gemmeke. *First Images with a 3D–Prototype for Ultrasound Computer Tomography*. IEEE Ultrasonics Symp. Proc., 4, Rotterdam, pp. 2042-2045 (2005).
- [52] M. Birk, C. Hagner, M. Balzer, N.V. Ruiter, M. Hübner, J. Becker. Evaluation of the Reconfiguration of the Data Acquisition System for 3D USCT. International Journal of Reconfigurable Computing, 2011, p.4 (2011).
- [53] K.J. Opieliński. Ultrasonic Projection, Chapter in: Ultrasonic Waves, edited by Auteliano Antunes dos Santos Júnior, InTech, Rijeka, pp. 29-58 (2012).
- [54] P.A. Narayana, J. Ophir. A Closed Form Method for the Measurement of Attenuation in Nonlinearly Dispersive Media. Ultrasonic Imaging, 5(1), pp. 17-21 (1983).
- [55] K.J. Opieliński1, P. Pruchnicki, T. Gudra, P. Podgórski, T. Kraśnicki, J. Kurcz, M. Sąsiadek. Ultrasound Transmission Tomography Imaging of Structure of Breast Elastography Phantom Compared to US, CT and MRI. Archives of Acoustics, 3, 2013 (w druku).

- [56] Y. Quan, L. Huang. Sound-speed tomography using first-arrival transmission ultrasound for a ring array. Proceedings of SPIE, 6513 (2007).
- [57] K.J. Opieliński, T. Gudra. Multi-parameter ultrasound transmission tomography of biological media. Ultrasonics, 44(1-4), pp. e295-e302 (2006).
- [58] S. Li, M. Jackowski, D.P. Dione, T. Varslot, L.H. Staib, K. Mueller. *Refraction corrected transmission ultrasound computed tomography for application in breast imaging*. Med. Phys. 37(5), pp. 2233-2246 (2010).
- [59] R.G. Pratt, L. Huang, N. Duric, P. Littrup. Sound-speed and attenuation imaging of breast tissue using waveform tomography of transmission ultrasound data. Proc. of SPIE, 6510 (2007).
- [60] Z. Zhang, L. Huang, Y. Lin. Efficient implementation of ultrasound waveform tomography using source encoding. Proc. of SPIE, 8320 (2012).
- [61] S.J. Norton, M. Linzer. Ultrasonic reflectivity tomography: Reconstruction with circular transducer arrays. Ultrason. Imaging, 1(2), pp. 154-184 (1979).
- [62] D.D. Dorney, J.L. Johnson, V.J. Rudd, R.G. Baraniuk, W.W. Symes, D.M. Mittleman. *Terahertz reflection imaging using Kirchoff migration*. Opt. Lett., 26, pp.1513-1515 (2001).
- [63] R. Stotzka, J. Würfel, T.O. Müller, H. Gemmeke. *Medical Imaging by Ultrasound-Computertomography*. Proc. SPIE, 4687, Medical Imaging 2002: Ultrasonic Imaging and Signal Processing, pp. 110-119 (2002).
- [64] J.A. Jensen, O. Holm, L.J. Jensen, H. Bendsen, S.I. Nikolov, B.G. Tomov, P. Munk, M. Hansen, K. Salomonsen, J. Hansen, K. Gormsen, H.M. Pedersen, K.L. Gammelmark. Ultrasound Research Scanner for Real-Time Synthetic Aperture Data Acquisition. IEEE Trans. UFFC, 52(5), pp. 881-891 (2005).
- [65] N. Duric, P. Littrup. Detection of breast cancer with ultrasound tomography: First results with the Computed Ultrasound Risk Evaluation (CURE) prototype. Med. Phys., **34**(2), pp. 733-785 (2007).
- [66] B. Menz. Application of Simultaneous Multiplex Techniques to Ultrasonic Reflection Tomography and Model Based Object Recognition. Proceedings of the World Congress on Ultrasonics, Yokohama, Japan, p. 464 (1997).
- [67] N.V. Ruiter, M. Zapf, T. Hopp, R. Dapp, H. Gemmeke. *Phantom image results of an optimized full 3D USCT*. Proc. of SPIE, 8320, 1605-7422 (2012).
- [68] J. Wiskin, D. Borup, S. Johnson, M. Andre, J. Greenleaf, Y. Parisky, J. Klock. *Three-dimensional nonlinear inverse scattering: Quantitative transmission algorithms, refraction corrected reflection, scanner design and clinical results.* Proc. of Meetings on Acoustics, 19, 075001, p.9 (2013).
- [69] H.S. Janee, J.P. Jones, M.P. Andre. *Analysis of scatter fields in diffraction tomography experiments*. Acoustical Imaging, **22**, Plenum Press, New York (1996).
- [70] M.P. Andre, H.S. Janee, P.J. Martin, G.P. Otto, B.A. Spivey, D.A. Palmer. *High-Speed Data Acquisition in a Diffraction Tomography System Employing Large-Scale Toroidal Arrays.* International Journal of Imaging Systems and Technology, 8(1), pp. 137-147 (1997).
- [71] M.M. Bronstein, A.M. Bronstein, M. Zibulevsky, H. Azhari. *Reconstruction in Diffraction Ultrasound Tomography Using Nonuniform FFT*. IEEE Trans. on Med. Imaging, 21(11), pp. 1395-1401 (2002).
- [72] J.E. Wilhjelm, M.S. Jensen, S.K. Jespersen, B. Sahl, E. Falk. Visual and Quantitative Evaluation of Selected Image Combination Schemes in Ultrasound Spatial Compound Scanning. IEEE Trans. on Med. Imaging, 23(2), pp. 181-190 (2004).
 - 51

- [73] R. Entrekin, P. Jackson, J.R. Jago, B.A. Porter. *Real Time Spatial Compound Imaging in Breast Ultrasound: Technology and Early Clinical Experience*. MedicaMundi, 43(3), pp. 35-43 (1999).
- [74] J. Revell, M. Mirmehdi, D. McNally. Motion trajectories for ultrasound displacement quantification. Proc. of 7th Medical Image Understanding and Analysis, pp. 193-196 (2003).
- [75] K. Xue, P. He, Y. Wang. A motion compensated ultrasound spatial compounding algorithm. Proc. Of 19th Intl. Conf. of IEEE EMBS, **2**, pp. 818-821 (1997).
- [76] C.H. Lin, M.C.J. Lin, Y.N. Sun. Ultrasound motion estimation using a hierarchical feature weighting algorithm. Computerized Medical Imaging and Graphics, 31(3), pp.178-190 (2007).
- [77] J. Camacho, L. Medina, J.F. Cruza, J.M. Moreno, C. Fritsch. *Multimodal Ultrasonic Imaging for Breast Cancer Detection*. Archives of Acoustics, **37**(3), pp. 253-260 (2012).
- [78] C. Glide, N. Duric, P. Littrup. Novel approach to evaluating breast density utilizing ultrasound tomography. Med. Phys., **34**(2), pp. 744-753 (2007).
- [79] J.A. Jensen, O. Holm, L.J. Jensen, H. Bendsen, S.I. Nikolov, B.G. Tomov, P. Munk, M. Hansen, K. Salomonsen, J. Hansen, K. Gormsen, H.M. Pedersen, K.L. Gammelmark. Ultrasound Research Scanner for Real-time Synthetic Aperture Data Acquisition. IEEE Trans. on Ultras., Ferroel., and Freq. Contr., 52(5), pp. 881-891 (2005).
- [80] N. Duric, P. Littrup, C. Li, O. Rama, L. Bey-Knight, S. Schmidt, J. Lupinacci. Detection and characterization of breast masses with ultrasound tomography: *Clinical results.* Proc of SPIE, **7265** (2009).

AKUSTYKA BIOMEDYCZNA

Zastosowanie sztucznych sieci neuronowych do diagnozowania stanu przetoki tętniczo-żylnej na podstawie sygnału akustycznego

Application of artificial neural networks for the diagnosis of arterio-venous fistula on the basis of the acoustic signal

Marcin Grochowina^{**}, Lucyna Leniowska*, Piotr Dulkiewicz**

* Instytut Techniki Uniwersytet Rzeszowski, Al. Rejtana 16 35-310 Rzeszów **Nefron Sp.z o.o.

Streszczenie

W pracy zaprezentowana została innowacyjna metoda diagnostyki przetoki tętniczo-żylnej na podstawie zarejestrowanego sygnału akustycznego. Przetoka jest sztucznie wytworzonym połączeniem pomiędzy tętnicą i żyłą w celu uzyskania odpowiednio dużego przepływu krwi dla potrzeb hemodializy. Nieprawidłowości w jej działaniu mogą prowadzić do powstania zakrzepicy lub innych sytuacji, niebezpiecznych dla zdrowia lub życia pacjenta. Na podstawie analizy dźwięków generowanych przez krew przepływającą przez przetokę można diagnozować pojawienie się stanów patologicznych. Do oceny stanu przetoki zastosowano sztuczną sieć neuronową zaimplementowaną z użyciem biblioteki FANN (*Fast Artificial Neural Network*). Prezentowane rozwiązanie zastosowano w komercyjnym systemie telediagnostycznym, umożliwiającym zdalne badanie pacjenta za pomocą telefonu komórkowego.

1.Wprowadzenie

Emisja akustyczna to zjawisko wykorzystywane w diagnostyce obiektów budowlanych, żywności, stanu narzędzi, w nadzorze niezawodności maszyn i konstrukcji, w badaniach zmęczenia i pękania materiałów, wykrywaniu wad materiałowych, itp. [1, 2]. Propagację fal akustycznych w celach diagnostycznych można także z powodzeniem wykorzystywać w medycynie, ponieważ organizm ludzki jest źródłem wielu różnych dźwięków, naturalnych dla procesów życiowych. Procesy fizjologiczne, takie jak oddychanie, trawienie czy krążenie krwi, generują fale akustyczne, które są często wykorzystywane podczas wywiadu lekarskiego jako podstawowe źródło informacji o stanie zdrowia pacjenta. Na skutek ingerencji chirurga mogą w ciele człowieka powstawać także nowe, niewystępujące naturalnie połączenia tkanek lub narządów. One też są źródłem fal akustycznych, których charakter może być dodatkową informacją diagnostyczną. Przykładem takiej ingerencji jest zabieg chirurgiczny, w wyniku którego powstaje przetoka tętniczo-żylna. Analiza dźwięków emitowanych przez przetokę pozwala na diagnozowanie jej stanu. Wygodnym narzędziem wspierającym taką analizę jest sztuczna sieć neuronowa,

której zastosowanie pozwala wykryć stany patologiczne w sposób nieskomplikowany algorytmicznie.

2. Analiza stanu przetoki na podstawie generowanych przez nią dźwięków

Termin "przetoka" pochodzi od łacińskiego słowa fistula i - jako pojęcie medyczne - oznacza połączenie ze sobą dwóch lub więcej narządów, powstające w wyniku procesów patologicznych, powikłań jatrogennych lub realizowane celowo poprzez zabieg chirurgiczny.



Rys. 1. Schemat budowy przetoki tętniczo-żylnej

W niniejszym artykule, przetoka tętniczo-żylna rozumiana jest jako sztucznie wytworzone połączenie pomiędzy naczyniem tętniczym a żyłą, zlokalizowane zazwyczaj w nadgarstku, gdzie bocznikuje przepływ krwi z jednej z dwóch tętnic zasilających dłoń (rys. 1.) . Możliwe są również inne lokalizacje przetoki, np. na obojczyku lub udzie. W wyniku przeprowadzonego zabiegu powstaje tuż pod skórą naczynie (rys. 2.), umożliwiające poprzez wkłucie dostęp do krwi tętniczej o przepływie rzędu do 1000 ml/min, co jest kluczową kwestią u osób ze schorzeniami nerek wymagających dializowania [3].



Rys. 2. Przetoka zlokalizowana na nadgarstku

Prawidłowo wykonana przetoka umożliwia bezproblemowy i ciągły przepływ krwi, jednak utrzymanie takiego stanu wymaga od pacjenta pewnych zabiegów, jak np.

odpowiednie ćwiczenia ruchowe w obrębie dłoni, nadgarstka i przedramienia. Ponadto połączenie dializacyjne powinno podlegać specjalnej pielęgnacji i ochronie. Osoba posiadająca spojenie tętniczo-żylne, musi dostosować tryb życia do nowych wymagań, jakie niesie ze sobą tego typu zespolenie. Podstawową sprawą jest samodzielne i codzienne badanie przetoki tętniczo-żylnej. Takie badanie polega na przyłożeniu palców do przetoki i sprawdzeniu tętnienia krwi na całej długości połączenia tętniczo-żylnego. Prawidłowe działanie przetoki, charakteryzuje się bowiem wyczuwalnym, wyraźnym szmerem tętnienia, przeważnie w jednym, konkretnym miejscu. Niezachowanie należytej dbałości i dyscypliny w tej kwestii może spowodować stopniowe zwężanie światła przetoki do całkowitego zamknięcia i zaniku przepływu w skrajnych przypadkach (rys. 3.)



Rys. 3. Przetoka tętniczo-żylna prawidłowa (a), zwężona (b), skrajnie zwężona (c), całkowicie zamknięta (d)

Sytuacje takie mają miejsce zazwyczaj u osób po przeszczepie nerki, u których przetoka nie jest już używana, i którzy z tego powodu przestali o nią dbać, choć jej utrzymanie leży w interesie pacjenta. Zwężenie światła przetoki powoduje zmniejszenie przepływu krwi lub przepływ turbulentny i może być zaobserwowane przy użyciu aparatu USG z funkcją oznaczania przepływów na podstawie prawa Dopplera (rys.4.) W przypadku skrajnego zwężenia, krew przepływa przez naczynie jedynie po przekroczeniu pewnej granicznej wartości ciśnienia skurczowego, co oznacza, że jeśli u pacjenta przez pewien czas ciśnienie tętnicze utrzymuje się na niskim poziomie, przepływ krwi w przetoce może całkowicie ustać. Sytuacje takie sprzyjają powstawaniu zakrzepów, a w dłuższym horyzoncie czasowym – zrostów, prowadzących do całkowitego i trwałego zamknięcia światła przetoki [4].



Rys. 4. Obraz USG z zaznaczonym przepływem krwi w przetoce prawidłowej (a) i zwężonej(b)

Ponieważ naczynie przetoki znajduje się tuż pod skórą, możliwe jest wyczucie poprzez dotyk charakterystycznego tętnienia, związanego z rytmem zmian ciśnienia tętniczego związanych z pracą serca. Również przy użyciu stetoskopu daje się słyszeć

charakterystyczny, pulsujący szum przepływającej przez naczynie krwi. Zrealizowanie nagrania dźwięku generowanego przez przetokę wymaga jedynie umieszczenia w stetoskopie mikrofonu i podłączenie go do przetwornika analogowo-cyfrowego. Na podstawie cech charakterystycznych uzyskanego tą drogą sygnału można wnioskować o stanie przetoki, a w szczególności o stopniu jej ewentualnego zwężenia, które może prowadzić do niedrożności. Przebieg sygnału, charakteryzującego niezmienioną patologicznie przetokę, cechuje się większą od zera amplitudą w całym cyklu tętna i utrzymuje się na stałym poziomie pomiędzy w momentach skurczu serca.



Rys. 5. Przebieg czasowy dźwięku przetoki o silnych znamionach patologii (a) i prawidłowej (a)

Zwężenie światła przetoki implikuje zmiany w generowanym przez nią sygnale akustycznym (rys. 5.). Jego amplituda pomiędzy szczytami nie jest już stała, lecz zmniejsza się tym bardziej, im większe jest zwężenie światła przetoki, a nawet może spadać do zera na skutek czasowego zamykania naczynia. W przypadku silnych patologii, różnice w stosunku do sygnału prawidłowego są tak duże, że można je po prostu usłyszeć. Jednak analiza sygnału w dziedzinie czasu jest dość kłopotliwa z algorytmicznego punktu widzenia, szczególnie w przypadku zapisu sygnałów z przetok o nieznacznym stopniu patologii i naturalnym krokiem jest przeniesienie badanego sygnału w dziedzinę częstotliwości, a następnie jego dalsza obróbka w tej postaci. Obraz widma częstotliwości sygnału prawidłowo pracującej przetoki charakteryzuje się znikomą zawartością częstotliwości niskich do około 50Hz, osiągając maksimum w zakresie 150-250 Hz. Następnie amplituda składowych stopniowo maleje, aż do około 1kHz (rys. 6.)



Rys. 6. Widmo częstotliwościowe sygnału prawidłowo działającej przetoki, pojedynczy przypadek (a) i synteza 64 przypadków z zaznaczeniem wartości maksymalnej, średniej i minimalnej (b)



Rys. 7. Widmo częstotliwościowe sygnału wskazującego na silną patologię, pojedynczy przypadek (a) i synteza 64 przypadków z zaznaczeniem wartości maksymalnej, średniej i minimalnej (b)

Sygnał akustyczny, charakterystyczny dla przetoki z oznakami patologii (rys. 7.) odznacza się wysoką zawartością składowych w okolicach 150 Hz oraz w zakresie 350-400 Hz, podwyższoną zawartością składowych poniżej 50 Hz i niewielkim oddziaływaniem składowych w okolicach 200 Hz. W przypadkach o umiarkowanej patologii, charakterystyczne jest podniesienie zawartości składowych o niskich częstotliwościach przy niewielkiej zmianie kształtu widma w stosunku do przebiegu prawidłowego.



Rys. 8. Widmo częstotliwościowe w zakresie 200-300Hz sygnałów pobranych od tego samego pacjenta w odstępie czasu 10 minut przed wysiłkiem (tętno 73, ciśnienie 80/125) (a) i po umiarkowanym wysiłku (tętno 98, ciśnienie 85/135)(b)

Obserwując przebieg charakterystyki częstotliwościowej sygnału można zauważyć rozlokowane co kilkadziesiąt herców maksima (rys. 8.) Przemieszczają się one względem siebie, w zależności od cech osobniczych pacjentów, wartości tętna czy ciśnienia tętniczego. W efekcie określenie zakresu dopuszczalnych wartości dla prawidłowego sygnału, poprzez obróbkę statystyczną większej ilości próbek, np. poprzez określenie maksymalnych i minimalnych wartości dla każdej częstotliwości lub określenie średniej i porównywanie z nią badanego sygnału dla szacowania jego poprawności okazuje się nieskuteczne. Określenie w badanym sygnale nie tylko ogólnej obwiedni widma, lecz również obecności i wzajemnego położenia maksimów wymaga zastosowania zaawansowanego aparatu matematycznego lub użycia algorytmów pozwalających na uogólnienie cech poprawnego sygnału. Uogólnienie takie jest możliwe dzięki zastosowaniu sztucznych sieci neuronowych.

3. Biblioteka FANN

Dla celów niniejszego projektu użyta została biblioteka FANN (ang. *Fast Artificial Neural Network*)[5]. Jest to napisana w języku C biblioteka, dystrybuowana na licencji GPL i udostępniająca interfejs programistyczny do kompleksowej obsługi sztucznych sieci neuronowych, od stworzenia poprzez trenowanie z użyciem kilku dostępnych algorytmów, aż po użycie we własnych aplikacjach. Podczas tworzenia sieci należy zdefiniować jej rozmiar, tj. ilość warstw oraz ilość neuronów w poszczególnych warstwach (rys. 9.).



Rys. 9. Schemat budowy sztucznej sieci neuronowej

Warstwa wejściowa zawiera tyle neuronów, ile sygnałów wejściowych dostarczanych jest do sieci, natomiast ilość neuronów w warstwie wyjściowej równa jest zazwyczaj ilości cech, jakie mają być przez sieć rozpoznawane. Określenie ilości warstw ukrytych oraz zawartych w nich neuronów nie jest już tak proste. Brak jest reguł określających te parametry i dobranie ich wymaga podejścia eksperymentalnego. Istotne dla prawidłowego przebiegu uczenia a następnie działania sieci jest określenie funkcji aktywacji neuronów. Zazwyczaj jest to funkcja sigmoidalna unipolarna

$$y(x) = \frac{1}{1 + e^{-\beta x}} \tag{1}$$

lub bipolarna

$$y(x) = \frac{2}{1 + e^{-\beta x}} - 1$$
 (2)

której stromość można określić parametrem β (rys. 10.). Przy $\beta \rightarrow \infty$ funkcja ta przechodzi w funkcję progową.

Biblioteka FANN pozwala określić stopień nachylenia funkcji dla każdej warstwy oddzielnie, lecz zazwyczaj jest on ustawiany jednakowo dla wszystkich warstw. Stroma funkcja aktywacji powoduje, że wynik działania sieci zbliżony jest do wartości skrajnych (0 lub 1), natomiast funkcja o łagodnym nachyleniu pozwala uzyskać wartości pośrednie.

Proces uczenia może być przeprowadzony za pomocą jednego z dostępnych algorytmów. Algorytmy uczące opierają się najczęściej na metodzie wstecznej propagacji błędów, jednak w różny sposób obliczane są wartości błędu sieci. Biblioteka FANN oferuje kilka takich rozwiązań.



Rys.10. Przykłady trzech funkcji sigmoidalnych unipolarnych (a) i bipolarnych (b) o różnym nachyleniu

Algorytm "FANN_TRAIN_INCREMENTAL" oblicza błąd i zmienia wartości wag w sieci dla każdego wzorca treningowego. Dzięki temu wagi zmieniane są wielokrotnie w ciągu jednej epoki, co pozwala uniknąć sytuacji, w której proces uczenia zostaje przerwany, ponieważ nieznaczna zmiana wag powoduje zwiększenie średniego błędu kwadratowego, mimo iż optymalne rozwiązanie nie zostało osiągnięte.

Algorytmy z rodziny "FANN_TRAIN_BATCH" obliczają średni błąd kwadratowy dla wszystkich wzorców treningowych i tak uzyskaną wartość propagują wstecz trenowanej sieci od jej wyjść do wejść jeden raz na epokę. Ta metoda jest znacznie szybsza i pozwala wykorzystać wbudowane w bibliotekę dodatkowe mechanizmy optymalizacji globalnej jednak może gubić pewne charakterystyczne cechy obecne jedynie w niewielkiej ilości wzorców treningowych.

4. Budowa systemu klasyfikacji dźwięków generowanych przez przetokę

W procesie trenowania sieci neuronowej użyto około 200 sygnałów wzorcowych pobranych od kilkunastu różnych pacjentów, w różnych stanach fizjologicznych ich organizmów, w szczególności przed i po dializie, przy różnych wartościach pulsu i ciśnienia tętniczego. Do akwizycji materiału treningowego użyte zostało pięć różnych modeli telefonów komórkowych, a mianowicie: Sony Xperia Mini, Samsung Chat 335, Samsung Galaxy S3, LG Swift L5 oraz myPhone a210. Zniekształcenia charakterystyki częstotliwościowej wprowadzane przez tory audio różnych telefonów okazały się nieistotne z punktu widzenia rozpatrywanego problemu, pod warunkiem wyłączenia trybu eliminacji zakłóceń.

Do analizy częstotliwościowej sygnału użyta została udostępniana na licencji BSD biblioteka KissFFT [7], która poprzez interfejs programistyczny umożliwia wykonanie szybkiej transformaty Fouriera w oparciu o algorytm mixed-radix [8]. W ciągu danych oznaczane są lokalne maksima natężenia dźwięku pokrywające się z maksymalną wartością ciśnienia skurczowego i w tych punktach lokowany jest środek funkcji okna czasowego. (rys.11) Dla niwelacji efektu rozmycia widma zastosowane zostało okno Hamminga.



Rys.11. Proces przygotowania sygnału do analizy widmowej, sygnał wejściowy (a), funkcja okna (b) i sygnał przygotowany do analizy

Zakres badanego widma ograniczony został do 1kHz, gdyż zawartość składowych o wyższych częstotliwościach jest znikoma i dla analizy nieistotna. Informacja o wartości składowych widma z zakresu 1-1024 Hz, z rozdzielczością 1Hz, jest podawana na 1024 wejścia sieci neuronowej. Ilość warstw sieci została ustalona na 3, a ilość neuronów w warstwie ukrytej ustalono w sposób doświadczalny na 32. Mniejsza niż 21 ilość neuronów w warstwie ukrytej nie pozwalała na wytrenowanie sieci w założonym okresie 200 epok, natomiast zwiększanie ich ilości powyżej 32 nie powodowało zmniejszenia ilości epok niezbędnych do prawidłowego treningu (rys.12).



Rys.12. Zależność czasu uczenia sieci t wyrażonego w epokach w funkcji ilości n neuronów w warstwie ukrytej

Przed dokonaniem analizy przez sieć neuronową widmo jest poddawane procesowi normalizacji, który okazał się niezbędny (rys.13.). Wynik działania sieci określa stopień zgodności badanego sygnału z uśrednionymi w procesie trenowania sieci sygnałami wzorcowymi.



W trakcie testów konieczne okazało się dodatkowe oznaczanie poziomu zakłóceń w badanym sygnale. Podanie na wejście systemu sygnału, który nie był zapisem dźwięków emitowanych przez przetokę powodowało zdiagnozowanie patologii, natomiast prawidłowy sygnał był niejednokrotnie klasyfikowany jako patologiczny, na skutek wpływu sumów i sygnałów niepożądanych pochodzących z otoczenia. Środkiem zaradczym okazała się modyfikacja sieci neuronowej w taki sposób, aby określała ona stopień zgodności nie tylko względem wzorcowych sygnałów prawidłowych, lecz również względem wzorców patologicznych. Rozbudowana wersja sieci neuronowej posiada więc dwa wyjścia. Pojawiają się na nich wartości wskazujące na stopień zgodności z sygnałami prawidłowymi i patologicznymi. Natomiast dodatkowy blok decyzyjny, w którym wykorzystano logikę rozmytą, określa ostatecznie czy badany przebieg jest zapisem prawidłowego czy patologicznego sygnału akustycznego przetoki, czy też poziom zaszumienia uniemożliwia postawienie diagnozy (rys. 14)



rys. 14. Przepływ danych w systemie z dodatkową klasyfikacją sygnałów patologicznych

Każde z wyjść sieci neuronowej może przyjąć wartość z przedziału <0; 1>. Ponieważ sygnał musi zostać jednoznacznie sklasyfikowany - jako prawidłowy albo patologiczny - dopuszczalne są jedynie przypadki, gdy na jednym z wyjść pojawia się wartość bliska 1, a na drugim bliska 0. W innych przypadkach pomiar należy uznać za nieczytelny. Funkcją logiczną, której tablica prawdy odpowiada tym kryteriom, jest *ex-nor*. Złożenie tej funkcji dokonane zostało na podstawie zależności określonej dla logiki dwuwartościowej:

$$x \mathbf{0} y = \overline{x} \, \overline{y} + xy \tag{3}$$

Pierwotnie założono najprostsze definicje dla s-normy i t-normy, tj:

$$S(x,y) = max(x,y) \quad i \quad T(x,y) = min(x,y)$$
(4)

W efekcie, pamiętając, że $\neg(x) = 1 - x$ uzyskano:

$$exNor(x, y) = max(min(1-x, 1-y), min(x, y))$$
(5)

Z algorytmicznego punktu widzenia prostsze okazało się opisanie powyższej funkcji przy założeniach

$$S(x, y) = x + y - x * y |_{i} T(x, y) = x * y$$
(6)

co po redukcji dało

$$exNor(x, y) = 1 - x - y + 2xy + (x - x^{2})(y^{2} - y)$$
(7)

Ostatecznie po uproszczeniu, które nie wpływa w istotny sposób na kształt funkcji zastosowano funkcję [6]

$$exNor(x, y) = 1 - x - y + 2xy$$
(8)



Rys. 15. Graficzna wizualizacja funkcji ex-nor opisanych zależnościami(5) (a) i (8) (b)

Dla prawidłowego przebiegu procesu trenowania sieci, wśród wzorców treningowych, obok sygnałów prawidłowych i patologicznych, znalazły się sygnały szumów, nie zawierające dźwięków emitowanych przez przetokę.

W celu wyeliminowania błędnych diagnoz rozbudowano system o moduł wykrywania sygnału tętna. Jeśli analizowany sygnał zawiera w sobie charakterystyczny cykliczny sygnał pulsu mieszczący się w zadanych granicach, wówczas uruchamiana jest dalsza część systemu oparta o transformację FFT i sieć neuronową. W przypadku gdy tętno jest niewykrywalne, materiał badawczy jest odrzucany. W algorytm wykrywania tętna zastosowano dolnoprzepustowy filtr cyfrowy o nieskończonej odpowiedzi impulsowej (IRR) (rys. 16.), o częstotliwości granicznej na poziomie kilku herców poprzedzony blokiem prostującym badany sygnał.



Rys. 16. Przepływ danych w systemie w wersji z wykrywaniem puls

W kolejnym etapie wykrywane są maksima lokalne przebiegu i obliczana jest ich wzajemna odległość od siebie. W przypadku sygnału akustycznego z przetoki maksima znajdują się w regularnych odległościach i wyznaczają momenty największej wartości ciśnienia skurczowego. Sygnały nie zawierające w sobie tętna dają w wyniku obraz maksimów rozlokowanych w sposób raczej przypadkowy, bez możliwości określenia stałego okresu ich występowania (rys. 17 i 18).



Rys. 17. Wynik działania modułu wykrywania tętna prawidłowy sygnał przetoki (a), sygnał wyprostowany (b), sygnał po przejściu przez filtr (c), wykryte maksima lokalne(d)



Rys. 18. Wynik działania modułu wykrywania tętna - sygnał szumowy (a), sygnał wyprostowany (b), sygnał po przejściu przez filtr dp (c) i wykryte maksima lokalne(d)

Wykrycie pojawiających się w regularnych odstępach czasu maksimów klasyfikuje sygnał do dalszej obróbki przy użyciu sieci neuronowej.

5. Komercyjne wykorzystanie wyników badań – aplikacja Nefron

W oparciu o wyniki przeprowadzonych badań uruchomiona została komercyjna usługa telediagnostyki przetoki tętniczo-żylnej. Firma Nefron Sp. z o.o., będąca inicjatorem przeprowadzonych badań, stworzyła system pozwalający na diagnostykę przetoki za pomocą urządzenia mobilnego z systemem operacyjnym *Android*. Zbieranie danych odbywa się za pomocą mikrofonu wbudowanego w telefon komórkowy lub tablet. Zarejestrowane próbki przekazywane są za pośrednictwem sieci Internet do serwera, na którym uruchomiona jest aplikacja odpowiedzialna za odebranie danych oraz poddanie ich analizie numerycznej, po czym wynik badania zwracany jest do telefonu i wyświetlany na ekranie (rys. 19.).



Rys. 19. Schematyczny przepływ danych w systemie diagnozowania "Nefron"

Aby dokonać analizy za pomocą aplikacji Nefron należy przyłożyć mikrofon telefonu do przetoki i uruchomić rejestrację sygnału (rys. 20). Po 10 sekundach zarejestrowana zostanie próbka o długości wystarczającej do dokonania analizy, która następnie zostanie przesłana na serwer z uruchomioną aplikacją analizującą. Po przeprowadzeniu analizy jej wynik jest zwracany do urządzenia mobilnego i wyświetlany na ekranie.



Rys. 20. Kolejne etapy działania aplikacji Nefron – akwizycja danych (a), wysłanie danych na serwer (b) i wyświetlenie wyniku badania (c)

Zaletą prezentowanego rozwiązania jest możliwość uzyskania szybkiej i w dużej mierze wiarygodnej diagnozy przy użyciu prostych i powszechnie dostępnych urządzeń, takich jak telefon komórkowy czy tablet. Problematyczne jest natomiast filtrowanie zakłóceń oraz innych sygnałów niepożądanych, trafiających wraz z sygnałem użytecznym do mikrofonu urządzenia rejestrującego, a także stosowane przez producentów urządzeń mechanizmy wstępnie przetwarzające dźwięk dla poprawienia jego jakości podczas rozmów telefonicznych. W tym konkretnym przypadku okazuje się to szkodliwe, gdyż fałszuje kształt widma częstotliwościowego sygnału. Rozwiązaniem problemu jest wyłączenie w urządzeniu mechanizmu automatycznego usuwania szumów. Gdy urządzenie takiej opcji nie udostępnia, pomocne okazuje się zasłonięcie dodatkowego, służącego eliminacji zakłóceń mikrofonu.

6. Podsumowanie

Możliwość wiarygodnego, szybkiego i niezbyt skomplikowanego badania stanu przetoki tetniczo-żylnej to ważny problem dla wielu dializowanych pacientów. Z uwagi na zauważalne różnice w generowanym przez przetokę sygnale dźwiękowym, można diagnozować stany patologiczne i zapobiegać im. W artykule opisano oryginalną metodę diagnozowania stanu przetoki tętniczo-żylnej na podstawie sygnału akustycznego zarejestrowanego np. telefonem komórkowym. Zastosowanie do diagnostyki sieci neuronowej pozwala jednoznacznie ocenić czy istnieje zagrożenie w postaci zwężenia światła przetoki. Wydaje się, że zastosowanie do analizy sygnałów transformaty falkowej może uprościć proces wykrywania tętna oraz ujawnić dodatkowe, niezauważalne przy użyciu analizy w dziedzinie częstotliwości cechy analizowanego sygnału. Natomiast dłuższe obserwacje pojedynczych przypadków wskazują, że powolne, lecz systematyczne zmiany w widmie sygnału przetoki, nie są związane w sposób bezpośredni ze stanem samej przetoki. Fakt ten zachęca do prowadzenia dalszych badań zmierzających do identyfikacji przyczyn tych zmian i uzyskania dodatkowych informacji mogacych stanowić podstawę szerszej diagnostyki opartej o analizę sygnałów akustycznych wytwarzanych przez przetokę tętniczo-żylną.

Literatura

- [1] Ranachowski Z.: Metody pomiaru i analiza sygnału emisji akustycznej. Prace IPPT PAN, l, Warszawa 1997.
- [2] Grosse Ch., Ochtsu M. (editors): Acoustic Emission Testing. Basic for Research Applications in Civil Engineering. Springer, Berlin 2008.
- [3] B.Rutowski Dializoterapia w praktyce lekarskiej MAKmedia, Gdańsk (2004)
- [4] J.T.Daugirdas, P.G.Blake, T.S.Ing Handbook of dialisis Lippincott Williams & Wilkins (2007)
- [5] Steffen Nissen, FANN reference manual
- [6] B.C.Bedregal1, R.H.S.Reiser, G.P.Dimuro *Xor-Implications and E-Implications: Classes of fuzzy implications based on fuzzy Xor* LSFA (2008)
- [7] http://sourceforge.net/projects/kissfft
- [8] E. Chu, A. George, Inside the FFT BLACK BOX Serial and Parallel Fast Fourier Transform, CRC Press LLC (2000)

Wpływ infradźwięków na poziom aktywacji

The Effects of Infrasound on the Levels on Activation

Cezary Kasprzak

AGH University of Science and Technology, Faculty of Mechanical Engineering and Robotics, Department of Mechanics and Vibroacoustics, al. A. Mickiewicza 30, 30-059 Krakow E-mail: <u>cekasp@agh.edu.pl</u>

Abstract

The paper summarises the research data showing how low frequency sound affects the level of activation in humans. Activation levels were measured with the use of the self-assessment questionnaire, known as the Activation-Deactivation Adjective Check List (AD ACL). The research program involved three independent stages. The acoustic stimulus applied in the first stage had frequency f=13 Hz, sound pressure level SPL= 105 dB (HP). The exposure time in each experiment was constant (20 min). Results indicate a statistically significant decrease of the General Activation effect following the low-frequency sound exposure.

This study is a part of the N N501 247740 research project, supported by the National Science Centre.

1. Wprowadzenie

Badania nad wpływem infradźwięków na organizm człowieka zostały podjęte stosunkowo niedawno. Większość prac na ten temat pochodzi z ostatnich 40 lat. Istotność tego typu badań wiąże się przede wszystkim z faktem występowania infradźwięków w środowisku pracy oraz zamieszkania [1, 2, 3]. Głównym obszarem w dotychczasowych badaniach był wpływ infradźwięków na zmiany fizjologicznych wskaźników człowieka. Natomiast stosunkowo rzadko bywa przedstawiany wpływ infradźwięków na subiektywne odczucia osób mierzone z wykorzystaniem psychologicznych kwestionariuszy samoopisowych.

Źródłami infradźwięków są zjawiska naturalne, jednakże wraz z rozwojem techniki pojawiło się również wiele źródeł antropogenicznych. Infradźwięki są wszechobecne i występują z różnym natężeniem zarówno w środowisku pracy, środowisku komunalnym, jak i w naturze [4, 5]. Cechą charakterystyczną antropogenicznych źródeł dźwięku jest współwystępowanie w widmie składowych o częstotliwościach słyszalnych.

Infradźwięki wywołują wrażenia słuchowe i pozasłuchowe, są odbierane nie tylko przez narząd słuchu, lecz także przez receptory czucia wibracji. Z uwagi na rosnącą liczbę

antropogenicznych źródeł infradźwięków coraz większe zainteresowanie wywołuje wpływ infradźwięków na organizm człowieka, a w szczególności na zmiany psychofizjologiczne.

Na podstawie przeprowadzonej analizy literatury można stwierdzić, że długotrwała i przewlekła ekspozycja na hałas infradźwiękowy już przy poziomie ciśnienia akustycznego wynoszącego 90 dB, wywołuje objawy uciążliwości. Do najczęściej zgłaszanych objawów uciążliwości należą: senność, nadmierne zmęczenie, ospałość, bóle głowy, rozdrażnienie, wydłużenie czasu reakcji, osłabienie sprawności psychomotorycznej, wzrost napięcia psychicznego, osłabienie słuchu [1, 3, 6, 7, 8].

Wynikiem zainteresowania tego rodzaju obszarem badań jest powstały 2009 roku raport pt: Wind Turbine Sound and Health Effects. Stwierdzono w nim m.in., że infradźwięki emitowane na poziomie od 40 do 120 dB nie wywołują negatywnych skutków zdrowotnych [6].

Wyniki wskazują, że osobnicze różnice odgrywają rolę w reakcji na infradźwięki. Niektóre osoby wykazywały objawy podobne jak przy chorobie lokomocyjnej i zauważono u nich zmiany w zapisie EEG [3, 7, 8].

Pojęcie aktywacji odnosi się do fizjologicznych warunków stanów pobudzenia, związanymi z procesami wyzwalającymi energię w układach fizjologicznych organizmu, dotyczącymi przygotowania organizmu do podjęcia określonej aktywności.

Badania wpływu infradźwięków na poziom aktywacji przeprowadzono z zastosowaniem Listy Przymiotnikowej Thayera - LPT (Activation-Deactivation Adjective Check List (AD ACL)), opracowanej na podstawie samoopisu osób badanych subiektywnego samopoczucia. Polskiej adaptacji testu dokonała Helena Grzegołowska-Klarkowska. Główną zaletą testu Thayera jest możliwość bezpośredniego pomiaru poziomu aktywacji. Thayer był jednym z pierwszych badaczy, który zastosował test samoopisowy jako istotną metodę do pomiaru poziomu aktywacji.

Thayer wyróżnił cztery podstawowe skale (dymensje) aktywacji:

- 1. Aktywacja Ogólna (General Activation) związana z pobudzeniem energetycznym.
- 2. Dezaktywacja-Senność (Deactivation-Sleep) związana ze zmęczeniem.
- 3. Wysoka Aktywacja (High Activation) związana z pobudzeniem napięciowym.
- 4. Dezaktywacja ogólna (General Deactivation) związane z relaksacją i spokojem.

Skale Aktywacji Ogólnej i Dezaktywacji-Senności są związane z pobudzeniem dotyczącym wydatkowania energii. Natomiast skale Wysokiej Aktywacji i Dezaktywacji Ogólnej odpowiadają pobudzeniu napięciowemu. Każda skala obejmuje pięć przymiotników opisujących stan samopoczucia.

Poziom aktywacji jest określany poprzez liczbę uzyskanych punktów na poszczególnych skalach.

Testy przeprowadzone przez Thayera i innych badaczy doprowadziły do następujących wniosków: Ogólna Aktywacja mierzy gotowość do pracy, wynik uzyskany na tej skali dobrze prognozuje skuteczność działań poznawczych. Skala Dezaktywacji-Senności opisuje zmęczenie, choć obserwowane są wahania związane z cyklem dobowym. Wysoka Aktywacja jest miernikiem napięcia i niepokoju. Skala Dezaktywacja zapewnia ogólne informacje na temat procesów adaptacyjnych, (gdy ciało dostosowuje się do stosowanych bodźców) do stymulacji zewnętrznej lub wewnętrznej [4, 8].

Skale te są powszechnie uważane za dobre narzędzie subiektywnej oceny nastroju (stanu aktywacji). Thayer zaproponował skale, które pozwalają wyjaśnić podłoże wielu reakcji emocjonalnych i stresowych.

Skale Aktywacji Ogólnej i Dezaktywacji-Senności związane są z wyróżnionym przez twórcę testu pobudzeniem energetycznym. Natomiast skale Wysokiej Aktywacji i Dezaktywacji Ogólnej odpowiadają pobudzeniu napięciowemu.

Istotną zaletą kwestionariusza jest jego duża rzetelność: od 0,89 do 0,92 dla poszczególnych skal oraz korelacja skal ze wskaźnikami fizjologicznymi aktywacji (aktywność elektrodermalna skóry, tętno) na poziomie 0,65-0,70 [9, 10, 11].

Wartość liczbowa obliczona na podstawie wyników testu, przypisana do wymienionych skal, stanowi bezwymiarowy współczynnik, dzięki któremu możliwe jest ocenienie aktualnych poziomów aktywacji osoby badanej.

Dotychczasowe badania wpływu infradźwięków na poziom aktywacji [12] wskazują na oddziaływanie infradźwięków na zmiany w zakresie samoopisu dotyczącego Wysokiej Aktywacji związanej z przejawianiem napięcia i lęku. Wykazano istotną statystycznie różnicę ich odczuwania w porównaniu z pomiarem kontrolnym (t = -2,18 p = 0,036). Nie stwierdzono wpływu bodźca infradźwiękowego na zmiany w pozostałych podskalach kwestionariusza Thayera związanych z aktywnością poznawczą i fizyczną (Aktywacja Ogólna i Dezaktywacja-Senność) oraz na odczuwanie relaksu (Deaktywacja Ogólna).

Ekspozycja infradźwięków nie wpływa na zmianę gotowości do pracy mierzoną na podskali Aktywności Ogólnej oraz na zwiększenie się lub zmniejszenie się wskaźnika poziomu senności mierzonego na skali Dezaktywacji-Senności, ani na zmiany reakcji na stymulację zewnętrzną (Dezaktywacja Ogólna).

Według Thayera, samoocena daje lepszą informację o poziomie aktywacji niż pomiar pojedynczego parametru fizjologicznego i może być stosowana jako doskonały wskaźnik poziomu aktywacji w zastosowaniach praktycznych. Cztery wyodrębnione skale aktywacji obejmują jedno-wymiarowe aspekty. Każdy wymiar jest powiązany

z oddzielnym mechanizmem fizjologicznym w różnych warunkach zewnętrznych, i każdy wymiar aktywacji posiada własną dynamikę.

2. Metodyka badań

W badaniach wzięło udział 35 osób (18 kobiet i 17 mężczyzn), w wieku od 19 do 23 lat. Badani byli ochotnikami, deklarowali, że nie mają problemów zdrowotnych i nie są pod wpływem leków, zostali też poinformowani, by przed eksperymentem nie spożywać napojów pobudzających i odurzających. Osoby badane były powiadamiane na temat ogólnego celu badań, zasad prowadzenia eksperymentu oraz podpisywały formularz dotyczący uświadomionej zgody na badanie.

Stanowisko badawcze składało się z komory infradźwiękowej typu węgierskiego oraz torów generacji i rejestracji warunków akustycznych.

Tor generowania sygnałów akustycznych stanowi sześć głośników GDN 30/80 (typ – magnetoelektryczny, impedancja znamionowa 8 Ω , moc elektryczna 80 W, efektywność głośnika 90 dB (dla 1000 Hz)) umieszczonych w kabinie, sterowanych za pomocą komputera przez wzmacniacz mocy ELMUZ.

Tor pomiaru i analizy warunków akustycznych składa się z mikrofonu pojemnościowego SV02/04, przedwzmacniacza mikrofonowego SV01 oraz przenośnego analizatora dźwięku i drgań SVAN 912.

Kabina typu ciśnieniowego ma postać prostopadłościanu o konstrukcji aluminiowej i szkielecie samonośnym wzmacnianym poprzecznie. Ma ona na celu podniesienie ciśnienia akustycznego przez ograniczenie objętości, w której odbywa się

eksperyment oraz izolowanie osoby badanej od warunków zewnętrznych. W suficie kabiny zamontowane są głośniki.

Na podstawie badań pilotażowych i przeglądu literatury przedmiotu w badaniu zastosowano falę akustyczną o częstotliwości f = 13 Hz i poziomie ciśnienia akustycznego SPL = 109 dB(HP). Na rysunku nr 1 zostało przedstawione widmo prezentowanego sygnału akustycznego.



Rysunek nr 1. Widmo eksponowanego sygnału akustycznego.

Procedura badania przebiegała wg przedstawionego poniżej algorytmu:

- Wypełnienie kwestionariusza Thayera.
- Wprowadzenie osoby badanej do kabiny i polecenie zajęcia wygodnej pozycji siedzącej.
- Włączenie bodźca po 5 minutach doświadczenia.
- Wyłączenie bodźca w 25 minucie eksperymentu.
- Pozostanie osoby poddawanej eksperymentowi w kabinie jeszcze przez 10 minut
- Wypełnienie kwestionariusza Thayera.
- Zakończenie eksperymentu.

Na rysunku nr 2 przedstawiono graficznie algorytm czasowy badania.





W badaniach do pomiaru aktywacji zastosowany został test Thayera (Lista Przymiotnikowa Thayera - LPT) opracowany na podstawie badań dotyczących samoopisu subiektywnie odczuwanego stanu samopoczucia. Thayer wyróżnił cztery skale aktywacji:

- Aktywacja Ogólna (General Activation),
- Dezaktywacja-Senność (Deactivation-Sleep),
- Wysoka Aktywacja (High Activation),
- Dezaktywacja Ogólna (General Deactivation).

Osoba badana przed i po badaniu wypełniała test Thayera, różnica pomiędzy wartościami uzyskanymi przed i po badaniu informowała o zmianie w poziomie aktywacji.

3. Analiza wyników

Uzyskane rezultaty badawcze z testu Thayera zostały opracowane statystycznie, otrzymano średnie wartości aktywacji na poszczególnych skalach. W tabeli nr xx przedstawiono podstawowe statystki. Szczegółową analizę statystyczną zmian poziomu aktywacji zawarto w kolejnych podpunktach. W tabeli zawarto wyniki uzyskane przed i po ekspozycji infradźwiękowej na poszczególnych skalach aktywacji (Aktywacja Ogólna, Wysoka Aktywacja, Dezaktywacja-Senność, Dezaktywacja Ogólna). Zamieszczono ilość badanych osób, średnią, medianę, minimum, maksimum oraz błąd standardowy.

Statystyki opisowe						
	Ν	Średnia	Mediana	Minimum	Maksimum	Błąd Stan.
Aktywacja Ogólna	35	13,83	14	7	19	0,59
przed						
Aktywacja Ogólna	35	12,49	12	6	20	0,55
ро						
Wysoka Aktywacja	35	7,83	8	5	12	0,36
przed						
Wysoka Aktywacja	35	7,31	7	5	12	0,32
ро						
Dezaktywacja Ogólna	35	15,86	16	10	19	0,36
przed						
Dezaktywacja Ogólna	35	16,14	16	11	19	0,29
ро						
Dezaktywacja-Senność	35	11,94	12	7	18	0,51
przed						
Dezaktywacja-Senność	35	12,34	12	8	17	0,36
ро						

Tabela nr 1. Statystyki opisowe uzyskanych rezultatów badawczych

W kolejnym etapie analiz przeprowadzono nieparametryczny test kolejności par Wilcoxona, w którym porównano uzyskane wyniki w poszczególnych skalach testu Thayera, przed i po ekspozycji falą infradźwiękową.
3.1. Aktywacja Ogólna (General Activation)

Na rysunku nr 2 przedstawiono zmiany poziomu Aktywacji Ogólnej przed i po ekspozycji infradźwiękowej.



Rysunek nr 3. Poziom Aktywacji Ogólnej przed i po ekspozycji infradźwiękowej.

W tabeli nr 3 zamieszczono analizę statystyczną zmian poziomu Aktywacji Ogólnej przed i po ekspozycją. W analizach zastosowano test Wilcoxona, przyjęto poziom istotności na poziomie p<0,05.

Tabela nr 2. Analiza statystyczna zmian poziomu Aktywacji Ogólnej

Test kolejności par Wilcoxona (Thayer) Zaznaczone wyniki są istotne z p <,05000							
N - Ważnych T Z p							
Aktywacja Ogólna przed							
&	32	150,0000	2,131679	0,033034*			
Aktywacja Ogólna po							

Przeprowadzone analizy pozwoliły na stwierdzenie istotnego statystycznie zmniejszenia Aktywacji Ogólnej po 20-minutowej ekspozycji fali infradźwiękowej. Skala ta jest związana z pobudzeniem energetycznym. Mierzy gotowość do pracy oraz pozwala przewidzieć efektywność działań poznawczych.

3.2. Dezaktywacja-Senność (Deactivation-Sleep)

Na rysunku 4 przedstawiono zmiany poziomu aktywacji mierzonej na skali Dezaktywacji-Senności.



Rysunek nr 4. Poziom Dezaktywacji-Senności przed i po ekspozycji infradźwiękowej.

W tabeli nr 3 zawarto analizę statystyczną zmian poziomu Dezaktywacji-Senności przed i po ekspozycji. W analizach zastosowano test Wilcoxona, przyjęto poziom istotności na poziomie p<0,05.

Tabela nr 3. Analiza statystyczna zmian poziomu Dezaktywacji-Senności

Test kolejności par Wilcoxona (Thayer) Zaznaczone wyniki są istotne z p <,05000						
	N – Ważnych	Т	Z	р		
Dezaktywacja-Senność przed						
&	30	203,0	0,606	0,544		
Dezaktywacja-Senność po						

Nie stwierdzono wpływu ekspozycji infradźwiękowej na zmiany w poziomie Dezaktywacji-Senności.

3. Wysoka Aktywacja (High Activation)

Na rysunku 5 ukazano zmiany poziomu aktywacji mierzonej na skali Wysokiej Aktywacji.



Rysunek nr 5. Poziom Wysokiej Aktywacji przed i po ekspozycji infradźwiękowej.

W tabeli nr xx zamieszczono analizę statystyczną zmian poziomu Wysokiej Aktywacji przed i po ekspozycji. W analizach zastosowano test Wilcoxona, przyjęto poziom istotności na poziomie p<0,05.

Tabela nr 4. Analiza statystyczna zmian poziomu Wysokiej Aktywacji.

Test kolejności par Wilcoxona (Thayer) Zaznaczone wyniki są istotne z p <,05000						
	N - Ważnych	Т	Z	р		
Wysoka Aktywacja przed &	23	89.0	1.490	0.136		
Wysoka Aktywacja po		0,0	1,120	0,100		

Nie stwierdzono istotnych statystycznie zmian w poziomie Wysokiej Aktywacji przed i po ekspozycją infradźwiękową.

3.4. Dezaktywacja Ogólna (General Deactivation)

Na rysunku 6 ukazano zmiany poziomu aktywacji mierzonej na skali Dezaktywacji Ogólnej.



Rysunek nr 6. Poziom Dezaktywacji Ogólnej przed i po ekspozycji infradźwiękowej.

W tabeli nr 5 zamieszczono analizę statystyczną zmian poziomu Dezaktywacji Ogólnej przed i po ekspozycji. W analizach zastosowano test Wilcoxona, przyjęto poziom istotności na poziomie p<0,05.

Tabela nr 5. Analiza statystyczna zmian poziomu Dezaktywacji Ogólnej

Test kolejności par Wilcoxona (Thayer) Zaznaczone wyniki są istotne z p <,05000						
	N - Ważnych	Т	Z	р		
Dezaktywacja Ogólna przed						
&	27	161,5	0,660	0,508		
Dezaktywacja Ogólna po						

Nie stwierdzono wpływu ekspozycji infradźwiękowej na zmiany w poziomie Dezaktywacji Ogólnej.

Przeprowadzone badania doświadczalne wpływu 20-minutowej ekspozycji falą akustyczną o częstotliwości f = 13 Hz i poziome ciśnienia akustycznego SPL = 109 dB(HP), pozwoliły na stwierdzenie istotnego statystycznie zmniejszenia poziomu Aktywacji Ogólnej. Nie zaobserwowano istotnych statystycznie zmian na pozostałych skalach poziomu aktywacji.

4. Wnioski

Badania wpływu infradźwięków na poziom aktywacji pozwoliły na stwierdzenie istotnego statystycznie obniżenia poziomu Aktywacji Ogólnej. Nie zauważono istotnych statystycznie zmian w skalach: Wysokiej Aktywacji Dezaktywacji Ogólnej czy Dezaktywacji-Senności.

Można stwierdzić, że 20-minutowa ekspozycja falą infradźwiękową o częstotliwości f = 13 Hz i poziomie ciśnienia akustycznego SPL = 109,1 dB w istotny statystycznie sposób wpływa na pobudzenie energetyczne. Gdzie na jednym biegunie znajduje się senność, zmęczenie a na drugim rześkość i aktywność.

Nie zaobserwowano istotnego statystycznie wpływu infradźwięków na zmiany pobudzenia afektywnego (stres, dyskomfort), poziom zmęczenia, napięcia czy niepokoju (Wysoka Aktywacja).

Nie stwierdzono zmian w ilości punktów uzyskiwanych na skali Dezaktywacji Ogólnej, informującej o procesach adaptacyjnych, mierzących reakcję na stymulację. Równocześnie informującej o poczuciu zrelaksowania i braku napięcia.

Nie stwierdzono istotnych statystycznie zmian w skali Dezaktywacji-Senności opisującej dwubiegunowy stan; z jednej strony brak czujności, senności, z drugiej – stan określany jako czujność, czuwanie.

Projekt został sfinansowany ze środków Narodowego Centrum Nauki, nr NN501 247740.

Literatura

- 1. Z. Engel. Ochrona środowiska przed drganiami i hałasem. Wydawn. Naukowe PWN, 1993.
- 2. Z. Damijan, C. Kasprzak. *Investigation of physical climate inside the Lake Wessel Chamber. Acta Phys Pol A* **118**(1), 31-34, (2010).
- 3. D. Nussbaum. *Some differential effects of infrasound on man.* The Journal of the Acoustical Society of America **66**, 63, (1979).
- 4. Leventhal G. What is infrasound? Prog. Biophys Mol Biol. **93**(1-3), 130-137, (2007).
- 5. A.N. Salt, T.E. Hullar. *Responses of the ear to low frequency sounds, infrasound and wind turbines. Hearing research* **268**(1), 12-21, (2010).
- 6. W.D. Colby, R. Dobie, G. Leventhall, D.M. Lipscomb, R.J. McCunney, M.T. Seilo, B. Søndergaard. *Wind Turbine Sound and Health Effects: An Expert Panel Review*, (2009).
- C. Kasprzak. The Effect of the Narrow-Band Noise in the Range 4 8 Hz on the Alpha Waves in the EEG Signal. Acta Physica Polonica A, 123(6), 980-983, (2013).
- 8. C. Kasprzak. Influence of Infrasound on the Alpha Rhythm of EEG Signal. Acta Physica Polonica A **121**(1A), 61-64, (2012).
 - 77

- T Sieulia 1,90 Bigu stu
- 9. R.E. Thayer. *Activation-deactivation adjective check list: Current overview and structural analysis.* Psychological Reports **58**(2), 607-614, (1986).
- 10. J. Kaiser, Z. Wojtaszek Z. Skrypt do psychofizjologii. Skrypt Uniwersytetu Jagiellońskiego, Kraków, (1988).
- 11. J. Strelau. *Psychologia różnic indywidualnych*. Wyd. Nauk. Scholar. Warszawa (2002).
- 12. C. Kasprzak. The effects of low frequency sound on the levels of activation. Archives of Acoustics **32**(4), 123-128, (2007).

Badania parametrów aeroakustycznych wentylatora bionicznego

The noise reduction studies of the "bionic" fan

Joanna M. Kopania^{*}, Marianna Kazimierska-Grębosz^{*}, Krystyna Dyszlewska^{**}

*The Faculty of Basis Technology and Industrial Ecology, Technical University of Lodz, 90-924 Lodz, 266 Piotrkowska Street, Poland,

** The Power Engineering Institute, The Aeroacoustics Laboratory of the Heat Engineering Department ,, ITC", 93-208 Lodz, 113 Dabrowskiego Street, Poland E-mail: joanna.kopania@p.lodz.pl

Abstract

To minimize the noise emission is an important issue to be considered in the design of future of the airfoils. Solutions of the noise problems are also looking for in nature, especially in owl's. Their silent flight is possible thanks to the special structure of their feathers. Their secondary flight feathers are cut in the shape of the teeth at the leading edges and the combs of the trailing edges. The effects of noise reducing by cutting the regular teeth of the trailing edge of profiles were been studied in literature. The results depend on the size of the teeth, the width between the top of the teeth, angle of attack blade, Reynolds number, etc. In our work concern on the serrated trailing edge of blades. The efficiency and flow rate were better for the bionic fan than the orginal. But the acoustic parameters were not good. But there were some evidences (e.g. decrease of the SPL in FFT analysis) that the teeth on the trailing edge of blade may be desirable.

Keywords: bionic, fan, owl's technology.

1. Introduction

In the current era the noise is omnipresent in our lives. Everyday sounds of the world coming to us and its are more or less troublesome for us. Noise disturbs sleep and heavily impacts on people's quality of life. The noise has also economic consequences in terms of reduced housing value and taxes, as it is a relevant reason for people to move out of cities into suburban areas. Therefore the minimization of the noise emission is an important issue. In many modern laboratories researches about reduction noise are conducted. In Europe more than 200 projects to reducing noise in a different way have dedicated since 2004 year. Some of the studies (like *Flocon*, *Silencer* or *Sirocco*) are improved the design and construction of machine, like fans, airfoils of wind turbines or turbomachinery or aircrafts, so that were characterized by minimal acoustic parameters.

Fans (or blowers) are ubiquitous devices and they are devices that use power-driven rotating impellers to move air. A fan has at least one inlet and at least one outlet. The

rotating impeller imparts mechanical energy from the fan shaft to the air stream; the energy in the air exists as kinetic energy and the potential energy of air pressure. Different fan applications require fans with appropriate operating characteristics, including those of noise output. The largest proportion of the noise that is generated by the fan is of aerodynamic (45%) origin and may have the following components:

- noise due to the passage of blades through the air;
- noise due to forces exerted by the fan blades on the air;
- noise due to passage of blades past any fixed point or structural member;
- noise due to the flow separation between the solid surface and the air boundary in a region of decelerating flow;

• noise due to air turbulence caused by shear forces in the fluid regions remote from boundaries;

• noise due to interference caused by the contact of turbulence wakes on obstructions [1].

In general it is said that noise is a function of tip speed, static pressure, fan power, air flow, number of blade and fan diameter, etc. For lowest noise output, fans should always be operated near their peak efficiency point. Various methods to improve the efficiency of the fan without compromising acoustic performance are used. One of them are modification of blade's construction, for example the winglet on the top of the blade, rough surface of blade, modifications of the leading and trailing edges of the blade. In this work we proposed the new approach to the reducing of the noise of fan by using the bionics engineering.

2. "The owl's technology"

Is known that the can be found a good example of effective noise reduction in nature for example by cat (the soft pillow on the bottom of the feet), by membranous wings of bats or by the specialized structures owls wings. It is owls really captivate people their silent flight. These fascinating animals are capable of some amazing physical feats, such as the ability to fly through the air in virtual silence. Their flying style is extremely delicate and their plumage is marvelous. Owls have also broad wings with large surface areas that help them to float through the air without flapping too much. The design of owls' wings allows them to fly in almost absolute silence. But generally, there are two main reasons, why owls can fly silently:

a) it is the uniquely designed leading edges of their primary feathers. They are serrated like a comb. This design breaks down turbulence into smaller currents called microturbulences. Then the edge of the feather muffles the sound of air flowing over the wing. The leading edge comb served as a false leading edge of the wind and performed the task of gradually slowing down the velocity of the air which flowed through the comb and over the top of the wind. The benefit of this was to smooth out the pressure gradient and thereby reduce any associated sound generated.

b) owls' secondary feathers are made up of soft fringe that reduce turbulence at the aft part of their wings. The trailing feathers on the back end of the wing are tattered. These fringe allowed a mixing of the upper and lower streamlines in a such a way that the noise producing vortices did not forms. The down-like texture of the feathers allowed them to move to one another without generating mechanical noise. In addition, the down feathers absorb any remaining noise created in flight. (Fig.1) It is precisely an adaptations to the silent flight of the birds (order *Strigiformes*) can be used in technical solutions. The noise reduction of airfoils or flat plates through the introduction serration of the trailing edge has been conducted by a number of researchers both in the theoretical and experimental works [2,3,4,5,6,7,8,9,10,11,12,13] with trying to explain the mechanism of noise reduction. These basic research for serrated airfoils or flat plate were often useful to design the new axial fans with reduced noise emissions [14] and the design of future aircraft [15]. For example, the method of adding serrated blades on these surface can achieve as the effect of noise reduction by transforming laminar boundary layer into turbulent boundary layer [16]. The influence of the cutting of leading edge of the blades on the aerodynamic of an airfoils was also study [17]. The similar studies about the noise reduction of fans depending on the cut and the smooth surface of blades are carried out by Ren et al [17] and Lian et al [17]. Serrations of the trailing edge were applied also to wind turbines [20]. Some of the solutions of the "owls's technology" were also transferred to the industry, but primarily in terms of change of the trailing edge and leading edge of airfoils and were publicized as a patents [21,22,23].



Fig.1. Owl's feather morphology and wing with the leading and trailing edge.

Although in the "owls' technology" there are so many works, they are still issues requiring clarification or understanding. An understanding of the features and mechanisms underlying this silent flight and attempting to transferring it to the blades of fan still requires a many researches. Despite the fact that the market are already "owl's fans", their acoustical parameters are not amazing. By using the serrated trailing edge of the blade only the noise reduction of 2 dB to 6 dB can be obtained [20]. It was studies only for simple axial fan, like tube axial or propeller. But it is also important to know the impact modification of the trailing edge of the fan blades of the vane axial fan on its aerodynamic and acoustic parameters.

3. Experimental background

In Aeroacoustic Laboratory we began research on the "owl blade system " vane axial fan. We studied the aeroacoustic and aerodynamic of the commercial vane axial fan and the same fan after modification of his rotor-Fig.2. 1/min (Fig.2). As a model has been chosen fan with parameters: rotor diameter 630mm, performance 14760 m^3/h , power 1,1 kW,

speed 950. Length adjustable fan blades was 15mm and the width was variable and ranges from 94mm to 74mm from the inside out of the rotor (of the housing). Only the one arrangement of the rotor blade was tested. The fan was mounted on the motor shaft SKG 90LG. The blade with modification of dimensions is presented in the Fig.3.



Fig.2. Original fan and modified rotor of fan.



Fig.3. The dimensions of the modified blades.

Experiments were performed in the anechoic room at the Aeroacoustics Laboratory of Institute of Power Energy in Lodz. The anechoic test chamber is cubic, approximately 350m³ in size and has walls that are acoustically treated with foam wedges providing a reflection free environment (ideally) from 100Hz to 10kHz. The research was performed on

the specially constructed stand test with the outlet to the anechoic room (Fig.4), according with the EN ISO 5801:2008 as a D-type.

In the aerodynamic study the atmospheric pressure, temperature, humidity, a static pressure difference, temperature at the inlet and outlet of the fan and the dynamic pressure were measured in the measuring sections according with the Fig.4. The mean velocity in the channel was measured by Pitot probe (8 mm) using log-Chebyshev method. Measurement of these parameters were performed using pressure transducers, temperature and humidity sensors and recorded and processed by the data acquisition station - SAD-2, equipped with the ADAM modules 4000+, an integrated PC with the application GeniDAQ, equipped with a Visual Basic language [24]. In each measured points data were recording by 10s with resolution 0,1s.

To measure the far-field noise, two $\frac{1}{2}$ microphones were located in the anechoic room. The microphones were located for angles 45 degree from the centerline of the channel at the distance 1m from the outlet. Each of the microphones was calibrated before commencing the acoustic test. To provide isolation from wind noise, wind socks were placed on these microphones. The microphone data from two microphones were collected using a two-channels analyzer 2144 at the same time. Spectra 1/3 octave were measured.



Fig.4. The measuring stand used to studies.



Fig.5. The measuring points between the rotor and the stator (steering wheel).

Additionally, the FFT analysis between the stator blade was measured by using the analyzer SVAN 912 in the points marked on the Fig.5. Also the dynamic pressure was measured in these plane, but the measuring points between the hub and housing were at 5 mm. In these measurements the small Pitot tube was used with 2 mm diameter.

The flow parameters and the acoustic parameters we studied in four point of the work fan. The flow we regulated by using the throttle at the inlet to the channel.

4. Experimental results and discussion

Because of the fan had narrow scope work only four points of his work were set in this study. The original fan had the flow between $1.9 \text{ m}^3/\text{s}$ to $3.1 \text{ m}^3/\text{s}$. At volume flow $2.6 \text{ m}^3/\text{s}$ fan had the highest pressure - 160Pa. But the maximum peak of the pressure graph is 176Pa between 2.6-2.9 m³/s. The measured efficiency of fan was 43% at 2.6 m³/s, but from Fig.6 is seen that the efficiency is around 45%. As it turned out after the excision of the blades the total pressure of the fan was higher - 178Pa for 2.6 m³/s. But the maximum pressure is 184Pa, as can be seen from Fig.6. Also the efficiency was better. For the flow 2.6 m³/s efficiency was 45%, but the maximum peak is 48%. Also the volume flow range was bigger. Bionic fan had the wider range between 1,68 m³/s to 3,27 m³/s.

For the original and bionic fan the velocity between the blade of the stator was measured. The distribution of the velocity in this region has characteristic fluctuating progress - Fig.7. The large oscillations close to top of the blade (in distance 5-35mm) are visible, especially at volume flow 3.1 m^3 /s. It is the tip corner region vortex and velocity defect is observed, so this agrees with the existing knowledge. The same was observed for the other fan operating points. For the bionic fan the region of serrated blade was between the 15mm to 35mm from top of the blade. The velocity distribution in this region was more steady and regular (Fig.7). In this case there were no such significant differences between successive measurement points. Such large fluctuations like for the original fan weren't observed. Additional the higher values of the velocity were observed at 2.6 m^3 /s. This operating point is near to the maximum efficiency of fan. The bionic fan have the higher efficiency than original, so the velocity also is higher.



Fig.6. Total pressure and efficiency of original and bionic fan.



Fig.7. The velocity distribution between the blade of stator at 3.1m^3 /s (left graph) and 2.6 m^3 /s (right graph).

But the acoustics signals weren't clear. The first harmonic of the fan was at 254Hz, and next were 506 Hz, 760 Hz and 1013 Hz. Comparison the acoustic parameters in the same operating point of the fan are presented at Fig. 8. That was done in two point of the volume flow:

✓ 3,1 m³/s, as for the two fans managed to set the same flow;

1.68 m³/s for bionic fan and 1.9 m³/s for original fan, because in these points the same total pressure was measured.

Therefore we can't clearly say that used system notches reduces noise levels of the fan. The A-weighted Sound Power Level - L_wA sound pressure is presented in Table 1.

Parameters	Values							
	original fan							
volume flow [m ³ /s]	1,9	2,2	2,6	3,1				
L _w A [dB]	72,9	73,4	74,0	69,8				
	bionic f	an						
volume flow [m ³ /s]	1,7	2,6	3,1	3,2				
L _w A [dB]	69,4	74,4	71,3	68,7				

Table.1. The A-weighted Sound Power Level - L_wA for original and bionic fan.

Only for volume flow range 1.7-1.9 m^3/s a lower value L_wA for the fan bionic was achieved. The difference of Sound Pressure Levels (SPL) between the original fan and the bionic fan was 15-3 dB in frequencies between 200Hz to 6000Hz (Fig.8). In this region, the SPL was decrease at flow 1.68-1.9 m^3/s .



Fig.8. Sound pressure level 1/3 spectrum original and bionic fan at different volume flow: right graph - $3.1 \text{ m}^3/\text{s}$ and left graph - $1.7 \text{ m}^3/\text{s}$ (bionic) and $1.9 \text{ m}^3/\text{s}$ (original).

The same dependence was observed at flow 3.1 m^3 /s. Between the 280Hz to 7800Hz the SPL for bionic fan was lower. But above 8000Hz the SPL the both of fans was increased. So in this region the notches not reduce the noise. But in the region 100-160 Hz the strong noise reduction was observed, especially for low volume flow.

The differences between the SPL of original and bionic fan was used as the rate of noise reduction. At the Fig.9 is visible the range of frequencies where the bionic fan reduce noise and where not reduce. In the operating point near the maximum efficiency of fan at 2.6 m^3 /s this difference oscillates around zero between 200-1000Hz. Between 1000-2200Hz the decrease this values is observed. But above 2200Hz increase of differences is observed. For 3.1 m3/s the noise reduction is between 100-200Hz and 280-7800Hz. Whereas for small volume flow the significant increase of the rate is observed. Exception is 160 Hz, which is strong reduced at flow 3.1 m3/s, but in the other operating point of fan in this frequency the value of rate is bigger for bionic fan. This frequency is stronger for the bionic fan. At this stage of the study we are not able to explain this phenomenon. Probably this

peak could become from interaction between the stator and delayed the air flow due to notches in the blades. However, this requires further study.



Fig.9. Noise reduction rate contra-distinction between original and bionic fan in different operating points.

The FFT analysis was performed for the full opening of the inlet. For the original fan we obtained the 3,1 m³/s but for the bionic fan the flow rate in these conditions was 3,27 m³/s. So there were differences in the flow rate for the both of fans. In these slightly different conditions the FFT analysis showed differences in the eighth measurement point.

The decrease in the total SPL was observed in this point. This point is located 12 cm from hub along the blade in the middle of the space between the teeth, what explained that lower acoustics signal. Because this space works as a resonator. Differences between the FFT spectrum original and bionic fans in selected measured points is presented at Fig.11. For the 8 point decrease of the SPL is observed between 200-800Hz. However, for the bionic fan increase SPL in the areas of harmonic frequencies and also around 460 Hz was observed. So the system notches used in this study didn't eliminate the harmonics of fan. However, they reduce the SPL frequency in certain areas.



Fig.10. Total sound pressure level from FFT analysis for original and bionic fan.



Fig.11. Differences between the original and bionic fan FFT spectrum in 8 measured points the 12 cm from hub along the blade.

5. Conclusions

Generally although the efficiency and flow rate were better for the bionic fan but the acoustic parameters were not perfect. The notches, which were made of trailing edge of vane axial fan blades, change the pressure and efficiency of the fan and also velocity behind the rotor. Changes in air flow and efficiency of bionic fan is perfect. The range of the air flow is increased from 1,68 m³/s to 3,27 m³/s. The efficiency is improved (about 5%) and the total pressure also increases 18Pa for the flow 2.6 m³/s. That is all explained that this fan's power exportation ability is also increased.

From literature is known that the notches on the trailing edge of the airfoil are used to reduce his aerodynamic noise. Serrated airfoil separated the trailing vortex concentrating on the airfoil into some small-scale vortices. These small vortexes crashed into the shell at different times, parts and directions. That could be make the strong interference in continuous strikes of high frequency and low amplitude. The speed and direction of these vortex are uncertain, so the dissipation effect of these structures was enhanced. But the intensity of such small vortex are weakened. So the reduction noise effect could be observed. There are in this aspect some suggestions, like the decrease the SPL in the space between the teeth and in some ranges of frequencies. Resonator nature of the sound spectrum indicates the possibility use the notches to reduce fan noise with the stator. But very important is choose the type of notches with different dimensions. The influence on the no reduction of noise could have also the stator. So the noise reduction by the using of the serrated blade of fan needs more works also with the serrated stator blade. The effect could be better. This study will be continue in future.



Literatura

- [1] N. ZHI etc. Fan Noise Control technology [M]. China Machine Press. 9, (1985).
- [2] M.S. Howe, *Aerodynamic noise of a serrated trailing edge*. Journal of Fluids and Structures, **5** (1), pp. 33–45, (1991).
- [3] M.S. Howe, *Noise produced by a sawtooth trailing edge*. The Journal of the Acoustical Society of America, **90**, pp. 482, (1991).
- [4] M.S. Howe, *Acoustics of fluid structure interactions*. Cambridge University Press, New York, (1998).
- [5] A.G.M. Dassen, R. Parchen, J. Bruggeman and F. Hagg, *Results of a wind tunnel study on the reduction of airfoil self-noise by the application of serrated blade trailing edges.* In Proc. of the European Union Wind Energy Conference and Exhibition, Göteborg, pp. 800–803, (1996).
- [6] S. Oerlemans, M. Fisher, T. Maeder and K. Kögler, *Reduction of wind turbine noise using optimized airfoils and trailing"edge serrations*. AIAA journal, 47, pp. 1470–1481, (2009).
- [7] R. Parchen, W. Hoffmans, A. Gordner, and K. Braun, *Reduction of airfoil self-noise at low Mach number with a serrated trailing edge*. In International Congress on Sound and Vibration, 6 th, Technical Univ. of Denmark, Lyngby, Denmark, pp. 3433–3440, (1999).
- [8] M. Gruber, P. Joseph and T.P. Chong, *Experimental investigation of airfoil self-noise* and turbulent wake reduction by the use of trailing edge servations. In 16th AIAA/CEAS Aeroacoustics Conference, (2010).
- [9] M. Gruber, P. Joseph, T.P. Chong, On the mechanisms of serrated airfoil trailing edge noise reduction, 17th AIAA/CEAS Aeroacoustics Conference, 5-8 June 2011, Portland, Oregon, (2011).
- [10] M. Gruber, M. Azarpeyvand, P. Joseph, *Airfoil trailing edge noise reduction by the introduction of sawtooth and slitted trailing edge geometries*, Proceedings of 20th International Congress on Acoustics, 23-27 August, Sydney, Australia, (2011).
- [11] M. Gruber, P. Joseph, T.P. Chong, On the airfoil self-noise reduction by trailing edge serrations of non-insertion type, 18th AIAA/CEAS Aeroacoustics Conference, 4-6 June 2012, Colorado Springs, CO, (2012).
- [12] D. Moreau, L. A. Brooks, C. J. Doolan, On the noise reduction mechanism of a flat plate serrated trailing edge at low-to-moderate Reynolds number, 18th AIAA/CEAS Aeroacoustics Conference, 4-8 June, Colorado Springs, CO, (2012).
- [13] D. J. Moreau, M. R. Tetlow, L. A. Brooks, C. J. Doolan, Acoustic analysis of flat plate trailing edge noise, ICA 2010, Proceedings of 20th International Congress on Acoustics, 23-27 August, Sydney, Australia, (2010).
- [14] <u>http://www.ziehl-abegg.com</u>
- [15] G. M. Lilley, A quest for quiet commercial passenger transport aircraft for take-off and landing. In 10th AIAA/CEAS Aeroacoustics Conference, AIAA 2004-2922, (2004).
- [16] L. Cheng, Test Research for Rhizoma Soft Blade to the Effect of Noise and Performance. Compresor Blower & Fan Technology, March, (1989).
- [17] S. Ito, Aerodynamic influence of leading-edge serrations on an airfoils in a low
 - 89

Reynolds number, Journal of Biomechanical Science and Engineering, 4, 117-123, (2009).

- [18] L. Ren, S. Sun, Ch. Xu, Noise reduction mechanism of non-smooth leading edge of owl wing, Journal of Jilin University (Engineering and Technology Edition), 2008-S1-029, (2008).
- [19] G. Lian, J. Wang, Y. Chen, Ch. Zhou, J. Liang, L. Ren, *The study of owl's silent flight and noise reduction on fan vane with bionic structure*, Advances in Natural Science, p. 192, v. 3, n. 2., (2010).
- [20] G. Guidati, S. Ostertag and S. Wagner, Prediction and Reduction of Wind Turbine Noise: An Overview of Research Activities in Europe, ASME Wind Energy Symposium, 19th, Aerospace Sciences Meeting and Exhibit, 38th, Reno, Nevada, 10-13 January, pp. 219 – 229, (200).
- [21] F. Kongo, M. Taniguchi, M. Hayashi, A. Ito, *Propeller fan*, U. S. Patent nr 5,603,607, (1997).
- [22] P. R. Gliebe, Serrated fan blade, U. S. Patent nr 6,733,240 B2, (2004).
- [23] A. C. A. Odilon, Blade for axial flow fan, U. S. Patent nr 6,779,978 B2, (2004).
- [24] J. Kopania, R. Kaczyński, Selected aspects of automation in fan examinations on standardized test stand, 42/2, 76-81, Heating, Ventilation and Air Conditioning, SIGMA-NOT, (2010).

Wybrane zmiany w głosie spowodowane zabiegiem tonsillektomii

Selected changes of voice properties following tonsillectomy

Ł. Potępa*, J. Szaleniec**, W. Wszołek*, A. Steczko**, J. Składzień**

*Akademia Górniczo-Hutnicza, al. Mickiewicza 30, PL-30-059 Kraków **Klinika Otolaryngologii, Collegium Medicum UJ, ul. Śniadeckich 2, PL-31-531 E-mail: lpotepa@agh.edu.pl, wwszolek@agh.edu.pl

Streszczenie

Celem badań, których wyniki przedstawiono w artykule, było określenie zakresu zmian w parametrach akustycznych głosu wynikłych z usunięcia migdałków podniebiennych (tonsillektomii). W zakresie opisywanych badań podjęto próbę określenia zmian w zakresie wybranych parametrów głosu u osób, które ten zabieg przeszły, a także podjęto próbę określenia przesłanek do predykcji potencjalnych zmian głosu tych, którzy się jeszcze na ten zabieg nie zdecydowali. W tym celu wykonano analizę wypowiedzi osób przed zabiegiem usunięcia migdałków oraz po jego wykonaniu. Pierwsze nagrania miały miejsce w okresie od trzech do jednego dnia przed zabiegiem. Kolejne nagrania wykonano po około 6 tygodniach po zabiegu, przy okazji badań kontrolnych.

W niniejszej pracy wykonano analizę fonemów /a/, /e/, /i/ oraz /u/ o przedłużonej fonacji. Z przeprowadzonych badań wynika, że do oceny zmian w głosie, w zakresie zmian wynikających z tonsillektomii, mogą być przydatne niektóre współczynniki mel-cepstralne, częstotliwości formantowe, a także współczynniki mocy względnej.

1. Wprowadzenie

Tonsillektomia, czyli usunięcie migdałków podniebiennych, jest chirurgiczną ingerencją w struktury modulacyjne traktu głosowego. Zmiany morfologiczne powstające na skutek tego zabiegu nie są znaczne pod względem ich rozmiaru, niemniej mogą skutkować zmianami jakości głosu. Potencjalne pogorszenie brzmienia głosu może mieć duże znaczenie dla niektórych pacjentów (np. pracujących jako aktorzy czy śpiewacy) oraz może mieć wpływ na ich ostateczną decyzję o usunięciu migdałków podniebiennych. W związku z tym celowe wydaje się obiektywne określenie zmian w jakości głosu wynikających z zabiegu tonsillektomii. Ustalenie wielkości i charakteru zmian głosu u pacjentów, którzy już ten zabieg przeszli, może stanowić przesłankę do predykcji potencjalnych zmian głosu u pacjentów, którzy jeszcze nie zdecydowali się na zabieg i przed podjęciem decyzji rozważają argumenty za i przeciw takiej operacji. Badania podjęte przez autorów przesłanek dla racjonalnego podejmowania właściwych decyzji.

W ramach badań przeprowadzono dwukrotnie nagrania wypowiedzi osób przechodzących zabieg. Pierwsze nagrania przeprowadzono w okresie od trzech do jednego dnia przed planowanym zabiegiem, a kolejne 6 tygodni po zabiegu

W wyniku analizy zebranych nagrań wyznaczono wartości wybranych parametrów sygnału mowy przed i po zabiegu, poszukując obiektywnie wykrywalnych różnic. Ponieważ badano skutki zmian morfologicznych struktur modulacyjnych traktu głosowego i nie oczekiwano zmian w zakresie procesu generacji tonu krtaniowego ani w zakresie efektów artykulacyjnych manifestujących się w obszarach transjentów, jako materiału badawczego użyto wypowiedzi fonemów o przedłużonej fonacji. Odkryto przy tym ciekawa prawidłowość: Mimo, że według opinii przeważającej cześci pacientów ich głos nie zmienił sie w wyniku przeprowadzonego zabiegu, po dokonaniu akustycznej analizy czasowo-czestotliwościowej struktury głosu i po statystycznym opracowaniu otrzymanych wyników określono parametry głosu, które znacząco różnicują wypowiedzi przed i po tonsillektomii. Wynik ten sugeruje, że rozważając argumenty za i przeciw przy wyborze tej metody leczenia trzeba mieć na uwadze także skutki w postaci zmian brzmienia głosu operowanego pacjenta, co może mieć w określonych sytuacjach istotne znaczenie. Oprócz wzmiankowanej wyżej szczególnej sytuacji osób, dla których głos jest narzędziem pracy, zmiany w głosie mogą stać się problemem w przypadku upowszechnienia biometrycznych metod identyfikacji i weryfikacji tożsamości osób, opartych na ocenie brzmienia głosu osoby, która jest identyfikowana na przykład w systemie bankowych czy podczas uzyskiwania dostępu do poufnych danych. Zmiana głosu w przypadku osób korzystających ze wzmiankowanych biometrycznych metod identyfikacji może mieć podobne skutki jak zapomnienie kodu PIN lub zgubienia karty chipowej. Tak więc obszar podjętych badań można uznać za ważny i potrzebny, jednak wziąwszy pod uwagę małą liczność próby badawczej wykorzystanej w opisywanych tu badaniach należy stwierdzić, że przedstawione wyniki mają charakter wstępny. Niemniej na ich podstawie można stwierdzić, że możliwe jest wskazanie parametrów fonetycznych i akustycznych wypowiedzi, które ulegają zmianie na skutek zabiegu tonsillektomii - temu właśnie poświecona jest ta publikacja.

2. Przerost migdałków podniebiennych i wskazania do ich usunięcia

Migdałki podniebienne o prawidłowym rozmiarze mają kształt zbliżony do elipsoidy o długości około 2 cm i szerokości 1 cm. Swoją nazwę zawdzięczają kształtowi przypominającemu migdały. Umiejscowione są one we wgłębieniach gardzieli po obu stronach gardła na jego bocznych ścianach, pomiędzy łukiem podniebienno-gardłowym a łukiem podniebienno-językowym. Wchodzą wraz z migdałkiem gardłowym w skład pierścienia gardłowego Waldeyera mieszczącego się w cieśni gardzieli [1].

Umiejscowienie migdałków na skrzyżowaniu dróg oddechowych i pokarmowych umożliwia im kontakt z czynnikami patogennymi we wdychanym powietrzu i spożywanym pokarmie (np. bakteriami, wirusami, grzybami). W tkankach migdałków następuje pierwsza ekspozycja czynników chorobotwórczych dla układu odpornościowego człowieka, umożliwiająca wczesne reagowanie na zagrożenia wynikające z tych patogenów.

Przyczyny przerostu migdałków nie zostały jak dotąd jednoznacznie określone. Poszczególne przypadki przerostu migdałków nie mają także wspólnej etiologii. Powiększone migdałki mogą wiązać się zarówno z przerostem fizjologicznym (ze względu na udział w produkcji przeciwciał), jak również z nawracającymi ostrymi infekcjami gardła lub innymi chorobami. Należy zwrócić uwagę, że wielkości migdałków nie należy traktować jako zasadniczego wskazania do wykonania zabiegu. Decyzja o usunięciu powinna zależeć przede wszystkim od objawów klinicznych. Ze względu na pełnioną przez

migdałki rolę w fizjologii układu odpornościowego, ich wycięcie (zwłaszcza u dzieci) może wiązać się z pewnym upośledzeniem funkcji immunologicznych organizmu. Biorąc pod uwagę możliwe negatywne skutki zabiegu trzeba przyznać, że nie zawsze wycięcie migdałków jest korzystne dla pacjenta. W każdym przypadku niezbędna jest indywidualna ocena bilansu potencjalnych korzyści i zagrożeń wynikających z zabiegu. Niniejsza praca dostarcza dodatkowych (nowych) argumentów lokujących się po stronie zagrożeń.

3. Przebieg badań

Nagrania głosów pacjentów zostały przeprowadzone w odpowiednio wyciszonym pomieszczeniu przeznaczonym do badań audiometrycznych w Klinice Otolaryngologii Collegium Medicum Uniwersytetu Jagiellońskiego.

Wypowiedzi osób skierowanych na zabieg tonsillektomii były rejestrowane dwukrotnie. Pierwsze nagrania były wykonywane w czasie oczekiwania chorych na zabieg w terminie od trzech do jednego dnia przed jego wykonaniem, natomiast kolejne nagrania wykonywano ok. 6 tygodni po zabiegu, przy okazji lekarskich badań kontrolnych. W ten sposób skontrolowano 20 osób przechodzących zabieg wycięcia migdałków (12 mężczyzn i 8 kobiet). Z uzyskanych nagrań wybrano do dalszej analizy próbki czasowe sygnału odpowiadające procesowi wypowiadania wybranych fonemów /a/, /e/, /i/ oraz /u/.

W trakcie rejestracji pacjent odczytywał wcześniej przygotowany tekst. Nagrania wykonywano trzykrotnie w celu zmniejszenia prawdopodobieństwa uzyskania nagrań zniekształconych przez przypadkowe zakłócenia i nieprzydatnych do dalszej analizy. Dla wszystkich nagrań tekst był ten sam. Tekst ten składał się z następującego zestawu wypowiedzi:

a, e, i, u, ala, as, ula, ela, igła, Dziś jest ładna pogoda. aaa, eee, iii, uuu,

Każdorazowo przed wykonywaniem nagrań wypowiedzi pacjentów (zarówno przed i po zabiegu tonsillektomii) przeprowadzany był wywiad lekarski. Pacjent wypełniał także ankietę, w której w czterostopniowej skali dokonywał własnej oceny różnych aspektów związanych z jakością własnego głosu.



Rys.1. Schemat toru pomiarowego, gdzie: 40AF – mikrofon pomiarowy firmy G.R.A.S.; 1201 – przedwzmacniacz firmy Norsonic;12AA – wzmacniacz firmy G.R.A.S.

Nagrania na potrzeby badań tu opisanych zostały zebrane przy użyciu karty dźwiękowej E-MU 0404 USB. Schemat blokowy toru pomiarowego został przedstawiony na rys. 1. Częstotliwość próbkowania sygnału wynosiła 48 kHz. Zebrane dane zapisywane były w formacie WAVE.

3. Parametryzacja sygnału

W celu określenia zakresu zmienności dźwięków mowy wynikającej z zabiegu tonsillektomii w ramach badań wyznaczono szereg parametrów fonetycznych i akustycznych głosu pacjenta. Parametry obliczane były dla wypowiedzi wymienionych wyżej fonemów samogłoskowych o przedłużonej fonacji. W dalszej części pracy omówiono główne parametry charakteryzujące różnice w wypowiedziach przed i po zabiegu dla niektórych dźwięków mowy o przedłużonej fonacji.

Jako rozważane parametry sygnału rozważani między innymi formanty. Jak wiadomo te parametry sygnału mowy można określić jako lokalne maksima jego obwiedni charakterystyki amplitudowo-częstotliwościowej. Amplitudy tych maksimów z reguły nie zawierają interesujących informacji, natomiast częstotliwości, dla których te maksima występują, mają spore znaczenie przy analizie i rozpoznawaniu mowy. Są one nazywane częstotliwościami formantowymi.

Na rysunku 2. przedstawiono przykładową charakterystykę częstotliwościową sygnału mowy w jego części quasi-ustalonej związanej z przedłużoną artykulacją samogłoski wraz z jej obwiednią i zaznaczonymi kolejnymi formantami. Wyraźne formanty w obrazie widma fourierowskiego charakteryzują wypowiedzi samogłosek. Mimo, że częstotliwości formantowe są osobniczo zmienne, ich względne wartości są w przybliżeniu stałe dla poszczególnych fonemów.



Rys. 2. Widmo wraz z obwiednią wypowiedzi fonemu /a/ dla głosu męskiego. Oznaczono 5 kolejnych formantów.

Dotychczas opracowano kilka analitycznych metod wyznaczania formantów [2,3,4]. Poniżej przedstawiono jedną z nich, opartą na odpowiednim doborze parametrów transmitancji H(z) opisującej dynamikę traktu głosowego.

Idea rozważanej metody sięga do tak zwanej analizy LPC (*Linear Prediction Code*). Analiza ta opiera się na takim dobraniu parametrów transmitancji modelowanego toru artykulacyjnego, aby błąd modelu (wyrażający się rozbieżnością między rzeczywistym przebiegiem sygnału a jego liniową predykcją – stąd nazwa metody) był jak najmniejszy. Najczęściej błąd ten jest definiowany jako całka z kwadratu różnicy pomiędzy odpowiedzią takiego modelu a rzeczywistym przebiegiem sygnału (5).

W celu uproszczenia modelu i zmniejszenia nakładu obliczeń wymaganych dla jego identyfikacji przyjmuje się uproszczoną postać transmitancji traktu głosowego zawierającą wyłącznie bieguny. Rozwiązanie dla takiego przypadku sprowadza się do rozwiązania układu równań liniowych. W przypadku transmitancji posiadającej wyłącznie bieguny dodatkowo uzyskuje się aproksymację charakterystyki kanału głosowego wyraziście ukazującą częstotliwości rezonansowe. Taki model odpowiada formantowej naturze sygnału mowy, bieguny transmitancji odpowiadają bowiem wartościom częstotliwości formantowych charakterystyki amplitudowo-częstotliwościowej transmitancji toru artykulacyjnego (szczegóły przedstawiono w [5]):

$$H(z) = G \frac{1}{1 - \sum_{k=1}^{p} a_k z^{-k}}$$
(1)

Odpowiedź impulsowa dla transmitancji (1) może być opisana równaniem różnicowym (2):

$$v(n) = G\delta(n) + \sum_{k=1}^{p} a_k v(n-k)$$
⁽²⁾

Dla n>0 równanie (2) przyjmuje postać:

$$v(n) = \sum_{k=1}^{p} a_{k} v(n-k)$$
(3)

Prawa strona równania (3) jest kombinacją liniową p poprzednich wartości odpowiedzi impulsowej, która to kombinacja liniowa służy do predykcji kolejnej wartości tej odpowiedzi.

Transmitancja (1) modelu najwierniej odpowiada rzeczywistości wtedy, gdy parametry predykcji a_k są dobrane w taki sposób, że minimalizują rozbieżność e(n) pomiędzy wartościami obserwowanymi v(n) a otrzymanymi z modelu $v_m(n)$:

$$e(n) = v(n) - v_m(n) = v(n) - \sum_{k=1}^p a_k v(n-k)$$
(4)

Rozbieżność ta może być uznana za błąd modelu. Błąd może mieć różne wartości w różnych chwilach czasowych, więc się go uśrednia. Za kryterium jakości doboru parametrów przyjmuje się najczęściej błąd średniokwadratowy:

$$E = \sum_{n=1}^{N-1} e^{2}(n) = \sum_{n=1}^{N-1} \left[v(n) - \sum_{k=1}^{p} a_{k} v(n-k) \right]^{2}$$
(5)

Zmiany w obrębie parametrów formantowych nie określają zmian kształtu obwiedni widma poza częstotliwościami formantowymi. Niezbędne jest w związku z tym wyznaczenie także takich parametrów, które będą miarodajne dla zmian w całej strukturze widma. Takiego rodzaju parametrami są m.in. momenty widmowe.

Momenty widmowe służą do oceny udziału energii składowych o wyższych częstotliwościach w całkowitej energii sygnału. Ogólnie są one opisane za pomocą wzoru (6):

$$M(m) = \sum_{k=1}^{K} |X(k)| [f_k]^m$$
(6)

gdzie:

|X(k)| - wartość widma mocy dla k-tego pasma analizowanych częstotliwości,

 f_k - częstotliwość środkowa *k*-tego pasma,

K - liczba analizowanych pasm częstotliwości.

Parametr m decyduje o czułości momentu widmowego na zmianę energii sygnału w pasmach o wyższych częstotliwościach. Im wyższy rząd, tym także wyższa czułość na takie zmiany.

Porównanie nagrań wypowiedzi o różnej wartości energii sygnału wymaga przeprowadzenia normalizacji. Momenty widmowe *m*-tego rzędu normalizuje się w odniesieniu do momentu zerowego rzędu, co ukazuje wzór (7):

$$M_u(m) = \frac{M(m)}{M(0)} \tag{7}$$

W celu oceny zmian w zakresie częstotliwości bliskim częstotliwościom formantowym używa się współczynników mocy względnej określających stosunek energii sygnału w danym paśmie częstotliwości do energii sygnału w całym analizowanym paśmie. Zakres częstotliwości dla współczynników mocy określa się w zakresie wyznaczonych doświadczalnie granicznych częstotliwości występowania kolejnych formantów dla poszczególnych fonemów [6]. Wzór na współczynnik mocy w zakresie *m*-tego formantu przedstawiono poniżej:

$$W_m = \frac{\sum_{f=f_d}^{J_g} |X(f)|}{\sum_{f=f_p}^{f_k} |X(f)|}$$
(8)

Częstotliwości f_d i f_g są to graniczne częstotliwości występowania kolejnych formantów w poszczególnych fonemach, natomiast f_p oraz f_k oznaczają odpowiednio początkową (dolną) i końcową (górną) częstotliwość analizowanego pasma częstotliwości. Wartości założonych zakresów wartości częstotliwości zostały przedstawione w tabeli 1. na podstawie pracy [7]. Wyznaczono je na podstawie wypowiedzi grupy osób nie skarżących się na problemy z głosem.

Tabela 1. Zakresy	czestotliwości	formantów	niektórych	fonemów	jezyka [·]	polskiego	[7]
2	2		2				

Economy	F1		F2		F3		F4	
гопетну	f_d	f_g	f_d	f_g	f_d	f_g	f_d	f_g
/a/	680	1020	1130	1570	2330	2860	3100	4090
/e/	520	630	1580	2230	2470	3150	3070	4030
/i/	190	275	2080	2840	2670	3430	3320	4140
/u/	240	340	560	790	2270	3190	2940	4058

Szerokie zakresy występowania formantów związane są przede wszystkim ze zmiennością osobniczą wynikającą głównie z różnic anatomicznych oraz uwarunkowań psychofizycznych osoby mówiącej. Zmienność ta może również wynikać z kontekstu lub stylizacji wypowiedzi, przynależności do klasy społecznej czy też deformacji struktury traktu głosowego.

Kolejnymi sposobami wyznaczenia pewnych parametrów sygnału mowy są techniki cepstralne.

Pojęcie cepstrum jest szczególnie przydatne do analizy i syntezy mowy. Na podstawie tzw. podejścia perceptualnego uważa się, że najbardziej efektywne wyniki rozpoznawania uzyskuje się naśladując mechanizmy rozpoznawania dźwięków, które posiada człowiek. Jedną z tego typu metod jest przekształcenie skali częstotliwości w taki sposób, aby odpowiadała ona subiektywnemu odbiorowi częstotliwościowi ludzkiego narządu słuchu. Stosowane w rozpoznawaniu mowy skale perceptualne charakteryzują się nieliniowym odwzorowaniem częstotliwości, przy czym nieliniowość odwzorowania jest szczególnie wyraźna dla wyższych częstotliwości (powyżej 1 kHz).

Pomysł wykorzystania parametrów cepstralnych obliczonych w skali melowej wynika z nieliniowej zależności pomiędzy skalą częstotliwości wyrażoną w hercach a subiektywnym odbiorem poziomu sygnału przez ucho ludzkie. Wraz ze wzrostem wartości częstotliwości minimalne różnice częstotliwości dwóch rozróżnialnych przez ucho ludzkie sygnałów sinusoidalnych są coraz większe. Zależność ta jest obserwowana zarówno dla dwóch jednocześnie odbieranych sygnałów o różnej częstotliwości, jak i sygnałów niejednoczesnych. W celu kompensacji tej własności dla celów analizy została zastosowana tzw. skala melowa odzwierciedlająca zdolności subiektywnej percepcji częstotliwości przez ludzki narząd słuchu. Jako punkt odniesienia przyjęto w niej sygnał o częstotliwości 1 kHz oraz amplitudzie o 40 dB większej od progu słyszalności. Przyjęto, że sygnał ten odpowiada poziomowi 1000 meli. W celu przybliżenia charakterystyki słyszalności ludzkiego ucha wyrażoną w skali melowej w odniesieniu do skali częstotliwościowej przyjęto zależność (9) [8, 9].

$$mel(f) = 2595 \log\left(1 + \frac{f}{700}\right) \tag{9}$$

Analiza mel-cepstralna zastosowana w opisywanych badaniach wykorzystuje wyniki filtracji widma sygnału przez zestaw filtrów o trójkątnej charakterystyce i o tej samej szerokości w skali melowej.

Po przefiltrowaniu sygnału przy użyciu kolejnych filtrów z zestawu obliczane są całki z wyników filtracji. Tak otrzymany wektor złożony z wyników całkowania jest następnie poddawany analizie cepstralnej. Wynikiem tej operacji jest zestaw parametrów mel-cepstralnych w liczbie odpowiadającej ilości użytych filtrów.

$$C_n = \sqrt{\frac{2}{N}} \sum_{i=1}^{N} \log(s_i) \cos\left(\frac{\pi n}{N} \left(i - \frac{1}{2}\right)\right)$$
(10)

gdzie:

 C_n - *n*-ty parametr cepstralny,

 \mathbf{s}_i - i-ty parametr otrzymany przez scałkowanie widma przefiltrowanego przez i-ty filtr z zestawu,

N - liczba filtrów.

Dla potrzeb opisywanych badań zastosowano 20 trójkątnych filtrów o szerokości 300 meli.

Ogólny schemat metody wyznaczania MFCC przedstawiono na rysunku 3.



Rys. 3. Schemat klasycznego algorytmu wyznaczania współczynników MFCC.

Wartości współczynniki cepstralnych o niskich indeksach odpowiadają kształtowi obwiedni widma, natomiast dalsze współczynniki niosą ze sobą informację na temat sygnału pobudzenia (który dla głosek dźwięcznych może być identyfikowany z tonem krtaniowym). Prezentacja współczynników cepstralnych obliczonych dla widma zredukowanego przez filtrację melową umożliwia często uzyskanie wyników analizy bardziej przejrzystych do interpretacji pod względem zaistniałych zmian.

4. Parametry różnicujące wypowiedzi przed i po tonsillektomii

Na podstawie analizy statystycznej parametrów (cech) obliczonych dla wypowiedzi fonemów o przedłużonej fonacji wybrano zestaw parametrów akustycznych, które znacząco różnicują wypowiedzi pacjentów przed i po zabiegu. Parametry te są różne w zależności od wypowiadanych fonemów oraz od płci osób wypowiadających fonemy. W tabeli 2. przedstawiono zestaw cech, które znacząco¹ różnicują wypowiedzi osób przed i po zabiegu wycięcia migdałków (kursywą oznaczono te parametry, dla których występuje bardzo wyraźna różnica w wartościach wariancji pomiędzy porównywanymi grupami, przez co założenia dla najprostszych (użytych w tej pracy) testów statystycznych pozostają niespełnione, co jednak nie wyklucza jednoznacznie tych parametrów ze zbioru parametrów różnicujących).

W tabeli 2. oraz na rys. od 4. do 8. zastosowano następujące oznaczenia:

- F1, F2, F3, F4 kolejne częstotliwości formantowe (uzyskane za pomocą algorytmu predykcji liniowej LPC)
- $C_1, ..., C_{20}$ kolejne parametry mel-cepstralne wg wzoru (10)
- W_1 , W_2 , W_3 , W_4 współczynniki mocy dla kolejnych formantów wg wzoru 8)
- M_1, M_2, M_3 unormowane momenty widmowe 1., 2. i 3. rzędu wg wzoru (7)



¹ Za różnicę znaczącą uznano tę, dla której wartość statystyki *t-Studenta* przekroczyła wartość krytyczną dla przyjętego poziomu ufności P = 0.95. Dokładniejsza dyskusja dalej w tekście.

Tabela 2. Zestawienie średnich wartości parametrów znacząco różnicujących wypowiedzi fonemów przed i po zabiegu tonsillektomii. Nie pogrubione pozostały nazwy tych parametrów, dla których wartość statystyki przekracza przyjętą wartość krytyczną, ale nie są spełnione wszystkie założenia co do warunków poprawności zastosowanego testu.

Comme	Fonem	Demonstra	Średnia wartość	Średnia wartość
Grupa		Parametr	przed zabiegiem	po zabiegu
		F4	4702,75	5182,00
ty	/a/	C_{11}	-0,02	-1,10
		M_2	8815690	11282511
	/e/	C_{20}	-0,32	0,04
bie	/;/	<i>C</i> ₁₀	-2,03	-2,77
ko	/1/	<i>C</i> ₁₆	-0,41	-0,89
		C_3	6,62	4,73
	/u/	C_7	0,34	-1,11
		<i>C</i> ₁₀	-1,31	-2,32
	/0/	C_4	-0,73	-1,65
	/a/	W_2	0,13	0,17
	/e/	C_{I}	9,14	11,20
		W_4	0,05	0,08
ini	/i/	C_{20}	-0,43	-0,15
zyź		W_1	0,22	0,14
ężc		C_5	-0,39	0,45
m		<i>C</i> ₁₂	-0,80	-1,44
	/11/	<i>C</i> ₁₄	-0,04	0,43
	/ u/	<i>C</i> ₁₅	0,39	-0,37
		<i>C</i> 19	-0,75	-0,21
		W ₁	0,19	0,27

Jako kryteria wyboru parametrów do zestawu współrzędnych wektora cech różnicujących wypowiedzi przed i po zabiegu zastosowano wartości statystyki t-Studenta lub F Snedecora (do zestawu różnicującego wybrano te parametry, dla których wartość przynajmniej jednej statystyki przekracza wartość krytyczną dla poziomu istotności równego 0,95). Ponadto z zestawu parametrów różnicujących wykluczono te z parametrów, które nie spełniają przyjętych dla tych testów założeń dotyczących rozkładu wartości oraz jednorodności wariancji.

Przyjęto, że wartości parametrów spełniają warunek rozkładu normalnego, gdy ich skośność i kurtoza jest zawarta w przedziale ufności (-1,92; 1,92). Kryterium to pozwala wykluczyć z zestawu parametrów m.in. te wskaźniki, dla których mogły wystąpić nieprzewidziane błędy w poprawności ich wyznaczenia. Dla wariancji przyjęto, że istotna jej różnica dla parametrów przed i po zabiegu występuje, gdy stosunek większej wartości wariancji do mniejszej wartości jest większy od 2. Kryterium to w pewnym stopniu weryfikuje czy badane grupy można uznać za reprezentatywne dla całej populacji. Zwiększenie liczby osób przebadanych może poprawić wartości wariancji (zmniejszyć różnicę pomiędzy wariancjami w grupach przed i po zabiegu dla danego parametru),

dlatego nie można uznać tego wskaźnika jako jednoznacznie wykluczającego dany parametr z zestawu różnicującego.

Średnie wartości parametrów różnicujących wypowiedzi przedstawiono na wykresach radarowych osobno dla wypowiedzi kobiet (rys. 4) i mężczyzn (rys. 5). Dla poprawy czytelności dokonano normalizacji wyników w taki sposób, że ich wartości podzielono przez wartość bezwzględną parametru o większej wartości bezwzględnej.

Z tak przedstawionych wyników (wartości poszczególnych współrzędnych wektora cech), można określić które z nich znacznie zmieniają swoją wartość (wyliczone dla mowy po zabiegu), w stosunku do tych samych wyliczonych dla mowy przed zabiegiem. Parametry te można wykorzystać do oceny jak zmieniła się mowa po zabiegu w stosunku do mowy przed zabiegiem (np. wykorzystując odpowiednio dobraną metrykę) [6].



Rys. 4 Zestawienie znormalizowanych wartości średnich parametrów z zestawu różnicującego głosy kobiece przed i po zabiegu.





Rys. 5. Zestawienie znormalizowanych wartości średnich parametrów z zestawu różnicującego głosy męskie przed i po zabiegu.

Analizując uzyskane rezultaty (przedstawione na rysunkach 4 i 5) należy podkreślić dużą użyteczność parametrów mel-cepstralnych w ocenie zmian głosu spowodowanych wycięciem migdałków dla głosów męskich i dla głosów kobiecych. Dla głosów kobiecych zaobserwowano także znaczną zmienność takich parametrów jak: częstotliwości formantowe, współczynniki mocy oraz drugi i trzeci moment widmowy. Zmienność tych parametrów także występuje w głosach męskich, ale w mniejszym stopniu.

Wizualizację zmian w przestrzeni wybranych cech głosu można też uzyskać przedstawiając na płaszczyźnie dwa parametry wybrane z zestawu różnicującego. Przykłady takich zestawień przedstawiono na rys. 6 i 7.





Rys. 6. Zestawienie wartości 7 oraz 10 parametru mel-cepstralnego fonemu /u/ dla głosów kobiecych przed i po usunięciu migdałków podniebiennych.



Rys. 7. Zestawienie wartości 5 oraz 12 parametru mel-cepstralnego fonemu /u/ dla głosów męskich przed i po usunięciu migdałków podniebiennych.

Na rysunkach tych można wyróżnić oddzielne obszary zajmowane przez parametry sygnału uzyskane z nagrań przed i po zabiegu. Obszary te nie są rozłączne, co świadczy o tym, że za pomocą tylko tych wybranych parametrów nie można jednoznacznie rozróżniać głosu osób przed i po zabiegu wycięcia migdałków. Można jednak wskazać najczęstszy kierunek zmian w głosie spowodowany zabiegiem.

Uzyskane wyniki analizy głosu jedynie dla fonemu /a/ wypowiadanego przez kobiety wskazują na wzrost częstotliwości czwartego formantu i jedynie dla tego parametru mogą

potwierdzić wyniki pozostałych prac [10, 11, 12] wskazujących na zmiany w zakresie trzeciego i czwartego formantu wynikające z tonsillektomii. Wyniki te jednak w żaden sposób nie przeczą pozostałym pracom innych autorów. Różnice mogą wynikać z zastosowanej w niniejszych badaniach liniowej predykcji (*LPC*), która korzysta z metod aproksymacji transmitancji toru artykulacyjnego, a więc nie można stwierdzić, że uzyskane tą metodą wartości częstotliwości formantowych są wyznaczone dokładnie.



Rys. 8. Zestawienie spektrogramów wypowiedzi fonemu /a/ dla głosu kobiecego a) przed zabiegiem i b) po zabiegu tonsillektomii.

Dla porównania uzyskanych wyników z wynikami wspomnianych prac podjęto próbę wyznaczenia częstotliwości formantowych (np. na podstawie widm sygnału) poszczególnych nagrań. Porównanie wykresów spektrograficznych, których przykład zamieszczono na rys. 8 może dać informację na temat kierunku zmian w zakresie częstotliwości formantowych. Obserwowane różnice pomiędzy wypowiedziami przed i po zabiegu dla zebranych nagrań wypowiedzi fonemu /a/ stanowią potwierdzenie wyników prezentowanych w pracach [10, 11, 12]. Na podstawie różnic w obrazie spektrograficznym tych rezultatów można stwierdzić, że struktura formantowa wypowiedzi osób po zabiegu wycięcia migdałków zmienia się zdecydowanie bardziej, niż wynika to z naturalnej zmienności.

5. Podsumowanie

Uzyskane wyniki analizy wybranych parametrów wypowiedzi wskazują, że zmiany w głosie związane z wycięciem migdałków wiążą się głównie ze zmianami wartości parametrów wyznaczanych na podstawie widma Fouriera sygnału mowy. Zmiany te wynikają przede wszystkim ze zmian kształtu toru modulującego dźwięk wytwarzany przez wibrujące fałdy głosowe. Wyniki analizy przeprowadzonej w badaniach częściowo potwierdzają wyniki prac innych autorów (dotyczy to w szczególności zwiększenia częstotliwości F4 dla fonemu /a/ wypowiadanego przez kobiety).

W następstwie przeprowadzonych badań ustalono, że parametry mel-cepstralne różnicują wypowiedzi osób przed i po zabiegu wycięcia migdałków. Fakt ten świadczy o możliwości wykorzystania tego typu analizy do oceny zmian w głosie związanych z ingerencją w obrębie kanału modulacyjnego.

W wyniku badań wskazano także na zmiany dotyczące wartości częstotliwości formantów F1 i F2 wyznaczonych dla wypowiedzi fonemu /a/ przez kobiety oraz na zmiany związane z udziałem energii sygnału mowy w obrębie częstotliwości

drugiego i trzeciego formantu (współczynniki mocy W_2 i W_3), a dla głosu męskiego w obrębie drugiego formantu (współczynnik mocy W_2). Wyniki te wskazują na znaczące zmiany spowodowane zabiegiem w strukturze widma sygnału mowy.

Podsumowując, szerokie zastosowanie w różnicowaniu wypowiedzi przed i po zabiegu mają w przypadku zebranych nagrań wybrane parametry mel-cepstralne, współczynniki mocy i częstotliwości formantowe. Niezbędne wydaje się jednak przeprowadzenie dalszych badań w celu zweryfikowania użyteczności wybranych parametrów mel-cepstralnych do różnicowania wypowiedzi w przypadku większych grup pacjentów. Dalsze badania są również niezbędne w celu weryfikacji zauważonych zmian w obrębie częstotliwości bliskich pierwszemu i drugiemu formatowi wypowiedzi, gdyż zmiany takie nie zostały wcześniej opisane w szerzej znanych publikacjach, mimo że opisują one badania związane ze strukturą formantową wypowiedzi.

Mimo, że przedstawione wyniki należy jeszcze zweryfikować dla większej grupy pacjentów, jednak opisane dotychczasowe rezultaty sugerują, że w dalszej perspektywie można spodziewać się zdefiniowania na ich podstawie nowego, rozszerzonego zestawu parametrów różnicujących wypowiedzi osób przed i po zabiegu tonsillektomii.

Literatura

- [1] A. Bochenek, M. Reicher. Anatomia człowieka. Wyd. IX (dodruk). T. II: Trzewia. Warszawa: Wydawnictwo Lekarskie PZWL, 2006, pp. 112-123.
- [2] R. Snell. *Formant location from LPC analysis data*, IEEE Transactions on Speech and Audio Processing, 1(2), pp. 129–134, 1993.
- [3] P. Zolfaghari, T. Robinson, Formant analysis using mixtures of gaussians. Spoken Language, 1996. ICSLP 96. Proceedings., Fourth International Conference on (Volume:2).
- [4] A. Acero. Formant analysis and synthesis using hidden Markov models. EUROSPEECH. Vol. 99. 1999.
- [5] R. Tadeusiewicz. *Sygnał mowy*. Warszawa: Wydawnictwa Komunikacji i Łączności; 1988.
- [6] W. Wszołek. *Selected methods of pathological speech signal analysis*, Archives of Acoustics, 2006, vol. 31, issue 4, pp. 413–430.
- [7] W. Jassem. Podstawy fonetyki akustycznej, PWN, Warszawa 1973.
- [8] M. Kłaczyński. Zjawiska wibroakustyczne w kanale głosowym człowieka. Rozprawa doktorska, AGH Katedra Mechaniki i Wibroakustyki, Kraków, 2007.
- [9] V. Makinen. *Front-end Feature Extraction with Mel-scaled Cepstral Coefficients*. Helsinki University of Technology, 2000.
- [10] P. Lin, W.J. Gould, T. Fukazawa, et al. Acoustic analysis of voice in tonsillectomy. J Voice 1989;3:81-6.
- [11] Y. Hori, Y. Koike, G. Ohyama, et al. *Effects of tonsillectomy on articulation*. Acta Otolaryngol Suppl 1996;523:258-51.
- [12] H. Saida, H. Hirose. Acoustic changes in voice after tonsillectomy. Acta Otolaryngol (Stockh) Suppl 1993;523: 239-41.
- [13] Ł. Potępa. Badanie użyteczności karty E-MU 0404 USB w zastosowaniu do oceny stanu pacjentów operowanych z powodu przerostu migdałków podniebiennych. Praca magisterska, AGH, Kraków, 2011.
- [14] L. Potepa, R. Tadeusiewicz, J. Szaleniec. *Research on the changes in voice quality caused by tonsillectomy*, Bio-Algorithms and Med-Systems, Vol. 8, January 2012, pp. 159-172.

Ultradźwiękowe obrazowanie projekcyjne z wykorzystaniem wieloelementowej głowicy pierścieniowej

Ultrasonic Projection Imaging using Multielement Ring Probe

Krzysztof J. Opieliński*, Paweł Pruchnicki*, Tadeusz Gudra*

^{*}Katedra Akustyki i Multimediów, Wydział Elektroniki, Politechnika Wrocławska E-mail: krzysztof.opielinski@pwr.wroc.pl

Abstract

Ultrasonic projection imaging is similar to X-ray radiography. Nowadays, ultrasonic projection methods have been developed in the set-up of multielement flat arrays with miniature transducers, where one of the array acts as a transmitter and the other one is a receiver.

In the paper, a new method of the projection imaging using a 1024-element ultrasonic ring probe was presented. That ring probe allows for the choice of a projection scanning plane for any angle around an investigated object dipped in water. The fast measurement data acquisition is possible due to a parallel switching of opposite transmitting and receiving transducers in the ring of the probe and to a vertical movement of the probe. The algorithm equalizing the length of measurement rays and distances between them was elaborated for the reconstruction of projection images.

Projection research results of different media obtained by means of the elaborated measurement set-up and compared with mammography simulations (acquired through the overlapping of X-ray tomographic images) show that ultrasonic projection method presented in this paper can be applied to the woman's breast providing diagnosis for an early detection of cancerous lesions and most of all, as an alternative or complementary method to mammography. Mammography is harmful because of ionizing radiation and invasive because of the mechanical compression of tissue.

1. Wprowadzenie

Metoda projekcji ultradźwiękowej (inaczej rzutowania ultradźwiękowego) jest analogią do rentgenografii (zdjęć RTG) [1,2,3,4]. Jej istotną zaletą w porównaniu z RTG jest brak promieniowania jonizującego, dzięki czemu struktury biologiczne *in vivo*, a w szczególności tkanki ciała ludzkiego, można badać wielokrotnie, z wielu wybranych kierunków. W przypadku źródła generującego ultradźwiękową falę płaską (równoległe promienie wiązki), uzyskiwany jest obraz w projekcji równoległej (rzut ortogonalny), a w przypadku źródła generującego ultradźwiękową falę kulistą (rozbieżne promienie wiązki) jest to obraz w projekcji środkowej. Możliwe jest również zastosowanie źródła fali cylindrycznej do projekcji środkowo-równoległej (promienie wiązki są rozbieżne w jednej płaszczyźnie i równoległe w płaszczyźnie prostopadłej). Zjawiska towarzyszące propagacji fal ultradźwiękowych w strukturach biologicznych (rozpraszanie, dyfrakcja, interferencja, załamanie, odbicie) wywołują niewielkie zniekształcenia obrazu projekcyjnego pod warunkiem, że lokalne wartości prędkości ultradźwięków nie są znacznie zróżnicowane, co jest spełnione dla większości tkanek miękkich [5,6]. W metodzie projekcji (transmisja) można uzyskać prawie dwukrotnie większy poziom amplitudy ultradźwiękowych impulsów odbiorczych w porównaniu z metodą echa [7]. Wadą metody projekcyjnej jest natomiast konieczność dostępu do badanego ośrodka z dwóch przeciwległych kierunków oraz stosowanie sprzężenia wodnego.

Pozyskanie ultradźwiękowych obrazów projekcyjnych badanego ośrodka z wielu różnych kierunków pozwala na trójwymiarową estymację rodzaju i położenia niejednorodności w jego wnętrzu. Obrazowaniu projekcyjnemu może podlegać jednocześnie kilka parametrów akustycznych wyznaczanych cyfrowo na podstawie informacji zawartej bezpośrednio w impulsach ultradźwiękowych przenikających przez strukturę biologiczną (amplituda, czas przejścia, zmiana częstotliwości środkowej, widmo impulsu odbiorczego). Na podstawie tych parametrów uzyskuje się różne ultradźwiękowe obrazy projekcyjne, z których każdy charakteryzuje nieco inne cechy badanej struktury [1] (np. rozkład średnich (projekcyjnych) wartości współczynnika tłumienia i prędkości propagacji fal ultradźwiękowych, pochodnej współczynnika tłumienia względem częstotliwości, nieliniowego parametru akustycznego B/A). Taka kompleksowa charakterystyka projekcyjna może mieć kapitalne znaczenie przy wykrywaniu i diagnozowaniu wczesnych zmian nowotworowych w tkankach miękkich, a w szczególności w piersiach kobiet [8,9].

Ultradźwiękowe obrazowanie projekcyjne jest obrazowaniem jakościowym, a więc gorszym od ilościowego obrazowania metodą ultradźwiękowej tomografii transmisyjnej [7,10,11], niemniej jednak projekcja ultradźwiękowa jest znacznie tańszym rozwiązaniem, a szybka akwizycja danych pomiarowych pozwala nawet na uzyskiwanie obrazów w czasie pseudo-rzeczywistym z niewielkim opóźnieniem wynikającym z buforowania (ultradźwiękowa kamera transmisyjna [1,3,4,12]).

W niniejszej pracy przedstawiono nowatorską metodę przeznaczoną do ultradźwiękowego obrazowania projekcyjnego tkanki piersi kobiet z wykorzystaniem wieloelementowej głowicy pierścieniowej [13] i specjalnie opracowanych prostych algorytmów transformujących dane pomiarowe skojarzone z równoległymi promieniami projekcyjnymi zróżnicowanymi pod względem długości i odległości wzajemnej, do postaci danych skojarzonych z promieniami o wyrównanej długości i odstępie. Metodę tę można nazwać mammografią ultradźwiękową poprzez analogię do mammografii rentgenowskiej. Jej istotnymi zaletami są: krótki czas badania przy dużej rozdzielczości skanowania, wystarczająco duże natężenie fali ultradźwiękowej bez potrzeby ogniskowania wiązki, brak konieczności uciążliwej kompresji mechanicznej piersi, możliwość szybkiego wyboru wielu dowolnych płaszczyzn rzutowania dookoła i możliwość badań wielokrotnych *in vivo* bez narażania pacjentów na szkodliwe oddziaływanie promieniowania jonizującego.

2. Projekcja ultradźwiękowa za pomocą wieloelementowej głowicy pierścieniowej

Ze względu na możliwość regulacji rozdzielczości skanowania i dopasowania głowic ultradźwiękowych do badanej struktury, najlepszej jakości obrazy projekcyjne można uzyskać za pomocą mechanicznego przesuwu pary ultradźwiękowych głowic jednoelementowych nadawczej i odbiorczej, jednak bardzo długi czas pomiarów nie

pozwala na wykorzystanie takiej metody w badaniach in vivo [2].

Wizualizację projekcyjną ośrodków biologicznych w czasie pseudo-rzeczywistym (ultradźwiekowa kamera transmisyjna) umożliwiają ultradźwiękowe matryce dwuwymiarowe, ich konstrukcja jest jednak bardzo skomplikowana i kosztowna, ze względu na małe rozmiary przetworników elementarnych, zapewnienie powtarzalności ich parametrów, przełączanie i sposób doprowadzenia elektrod [14,15,16,17,18,19,20,21]. W celu zwiekszenia rozdzielczości skanowania, rozmiary przetworników matryc i odległości pomiedzy nimi powinny być jak najmniejsze, co z kolej prowadzi do zmnjejszenja nateżenia fali ultradźwiekowej generowanej w badanym ośrodku i konieczności stosowania dwuwymiarowego ogniskowania fazowego, wykorzystania syntetycznych apertur lub soczewek mechanicznych [23,24,25,27,28]. Znane są prace dotyczące takich kamer, prowadzone od dłuższego czasu przez różnych autorów w kilku znanych ośrodkach naukowych na świecie [3,4,26,27,28], jak również przez autorów niniejszego artykułu - na Wydziale Elektroniki Politechniki Wrocławskiej [1,9,12,16].

W niniejszej pracy zaproponowano nowatorską metodę ultradźwiękowego obrazowania projekcyjnego z wykorzystaniem ultradźwiękowej wieloelementowej głowicy pierścieniowej [13], przeznaczoną do wizualizacji struktury wewnętrznej tkanki piersi kobiet *in vivo* (rys.1).



Rys.1. Schemat blokowy stanowiska pomiarowego do ultradźwiękowej projekcji równoległej z wykorzystaniem 1024-elementowej głowicy pierścieniowej.

Metoda ta stanowi kompromis pomiędzy tanią, dokładną, uniwersalną, ale długotrwałą projekcją z wykorzystaniem mechanicznie przesuwanej pary głowic jednoelementowych a kosztowną, bardziej skomplikowaną i mniej dokładną, ale szybką ultradźwiękową kamerą transmisyjną z elektronicznym przełączaniem przetworników elementarnych.

Wstępnych badań metodą ultradźwiękowego obrazowania projekcyjnego z wykorzystaniem ultradźwiękowej 1024-elementowej głowicy pierścieniowej dokonano na

stanowisku pomiarowym do ultradźwiękowej tomografii transmisyjnej [8] poprzez selekcję rzutów równoległych (dla wybranych płaszczyzn projekcji) z trójwymiarowego zestawu danych tomograficznych w geometrii wiązki rozbieżnej, pozyskanych z pomiarów biopsyjnego fantomu piersi CIRS Model 052A oraz poprzez odpowiednią transformację tych danych. W ramach niniejszej pracy zmodyfikowano układ pomiarowy z głowicą pierścieniową w taki sposób, aby możliwe było szybkie skanowanie obiektów metodą ultradźwiękowej projekcji równoległej (rys.1). Akwizycja danych na stanowisku pomiarowym realizowana jest w geometrii równoległopromieniowej [6]. Dla wybranej płaszczyzny projekcji (skanowania), odpowiednie pary elementarnych przetworników głowicy pierścieniowej przełączane są równolegle w ciągu nadawczo-odbiorczym dla każdego położenia głowicy przesuwanej mechanicznie w pionie (rys.2).



Rys.2. Przykładowy projekcyjny ciąg skanujący ultradźwiękowych przetworników nadawczych i odbiorczych 48-elementowej głowicy pierścieniowej (początkowy przetwornik nadawczy ciągu – nr 43, końcowy przetwornik nadawczy ciągu – nr 7).

Wybór płaszczyzn skanowania dookoła obiektu dokonywany jest poprzez określenie początkowych i końcowych przetworników nadawczych w ciągach skanujących o nieparzystej liczbie. Środkowy przetwornik takiego ciągu wyznacza średnicę głowicy i kierunek rzutowania (rys.2). Przetworniki nadawczo-odbiorcze ultradźwiękowej głowicy pierścieniowej (szerokość 0.5 mm, wysokość 18 mm, odległość między krawędziami 0.2 mm, częstotliwość pracy ~2 MHz, długość fali w tkance miękkiej $\lambda = 0.77$ mm, średnica wewnętrzna głowicy 260 mm) zasilane są w czasie nadawania z generatora kilku-okresowymi impulsami prostokątnymi poprzez układ wzmacniacza napięciowego i załączony klucz elektroniczny, natomiast odbiór sygnałów przechodzących przez badany ośrodek biologiczny odbywa się poprzez załączony klucz elektroniczny i wzmacniacz niskoszumny. Odebrane sygnały rejestrowane są na twardym dysku komputera (z wykorzystaniem komputerowej karty akwizycji sygnałów o częstotliwości próbkowania do
250 MHz) i za pomocą odpowiedniego programu z algorytmami pomiaru akustycznych parametrów impulsów ultradźwiękowych, wyznaczane są z nich 3 parametry projekcyjne: amplituda, czas przejścia i częstotliwość.

Ze względu na skanowanie wewnątrz pierścienia głowicy, dane pomiarowe nie reprezentują bezpośrednio projekcji równoległej. Konieczna jest ich transformacja w celu wyrównania długości skojarzonych z nimi promieni pomiarowych i odstępów pomiędzy tymi promieniami (rys.3).



Rys.3. Graficzna ilustracja operacji wyrównania długości (a) oraz odstępów (b) promieni pomiarowych skojarzonych z odpowiednimi danymi projekcyjnymi.

W celu uwzględnienia nierównoległości powierzchni dla par przetworników nadawczych i odbiorczych położonych na cięciwach głowicy wokół jej średnicy, konieczne jest wykonanie jednej linii pomiarów odniesienia w wodzie bez obiektu dla każdej ustalonej płaszczyzny skanowania. Linie takie można szybko zarejestrować przed zanurzeniem obiektu, dla wszystkich 1024 płaszczyzn skanowania wokół obiektu ze skokiem kątowym 0.3515625°. Amplitudy, czasy i częstotliwości impulsów zarejestrowanych w wodzie dla linii odniesienia umożliwiają też korekcję pomiarów ze względu na zróżnicowanie parametrów elementarnych przetworników głowicy pierścieniowej oraz niewielkich odchyłek w ich prawidłowej lokalizacji na obwodzie pierścienia.

3. Pomiary

Na opracowanym stanowisku badawczym (rys.1) dokonano ultradźwiękowych pomiarów projekcyjnych trójwymiarowych fantomów piersi kobiet przeznaczonych do trenowania biopsji wspomaganej obrazowaniem ultrasonograficznym. Zrekonstruowane obrazy przedstawiające projekcję równoległą rozkładu trzech różnych parametrów akustycznych w strukturze badanych obiektów: prędkości propagacji $c_p(x,z)$, tłumienia $\alpha_p(x,z)$ oraz pochodnej tłumienia fali ultradźwiękowej względem częstotliwości $\partial \alpha_p / \partial f(x,z)$, uzyskano na podstawie zestawu zarejestrowanych impulsów odbiorczych w określonej płaszczyźnie skanowania ze skokiem (po transformacji) $x \approx 0.7$ mm, z = 1 mm. Na rys.4

(kontrast normalny) i na rys.5 (kontrast zwiększony) przedstawiono zestaw obrazów projekcyjnych tych 3 parametrów w odcieniach szarości od czerni do bieli dla jednego z badanych obiektów w wybranej płaszczyźnie projekcji (od strony najdłuższego wymiaru) – fantomu piersi CIRS Model 052A, zanurzonego w zbiorniku z wodą destylowaną wykorzystywaną jako ośrodek sprzęgający.



Rys.4. Ultradźwiękowe obrazy projekcyjne badanego biopsyjnego fantomu piersi CIRS Model 052A (kontrast 50 %, jasność 50%), zanurzonego w wodzie, wyznaczone z pomiarów: a) czasu przejścia impulsów fali ultradźwiękowej – obraz prędkości ultradźwięków, b) amplitudy impulsu fali ultradźwiękowej po przejściu – obraz tłumienia ultradźwięków, c) spadku częstotliwości środkowej impulsu fali ultradźwiękowej po przejściu – obraz pochodnej tłumienia ultradźwięków względem częstotliwości.



Rys.5. Ultradźwiękowe obrazy projekcyjne badanego biopsyjnego fantomu piersi CIRS Model 052A, zanurzonego w wodzie, wyznaczone z pomiarów: a) czasu przejścia impulsów fali ultradźwiękowej – obraz prędkości ultradźwięków (kontrast 70 %, jasność 40%), b) amplitudy impulsu fali ultradźwiękowej po przejściu – obraz tłumienia ultradźwięków (kontrast 80 %, jasność 60%), c) przesunięcia częstotliwości środkowej impulsu fali ultradźwiękowej po przejściu – obraz pochodnej tłumienia ultradźwięków względem częstotliwości (kontrast 70 %, jasność 40%).

Fantom ustawiony był na podstawce w sposób symulujący położenie ciała na wznak (podstawą prostopadle do powierzchni przetworników). Według specyfikacji producenta, badany fantom zawiera 6 amorficznych (o nie sferycznych kształtach) wtrąceń o

rozmiarach $8 \div 15$ mm i zielonym zabarwieniu imitujących torbiele oraz 6 amorficznych wtrąceń o rozmiarach $6 \div 12$ mm i czarnym zabarwieniu imitujących guzki. Położenie wtrąceń w fantomie jest losowe. Zaletą fantomu, biorąc pod uwagę wykorzystanie do ultradźwiękowych badań transmisyjnych w wodzie, jest gładka powierzchnia, która minimalizuje osłabienie fali ultradźwiękowej przy jej ukośnym padaniu.

Ujemne wartości pikseli w projekcyjnych obrazach tłumienia i pochodnej tłumienia względem częstotliwości wynikają z błędów pomiaru amplitudy impulsu po przejściu przy brzegach struktur, gdzie najczęściej dochodzi do osłabienia i zaniku sygnału w wyniku dyfrakcji i refrakcji.

W celu uzyskania wzorcowej struktury 3-D badanego fantomu CIRS Model 052A, zmierzono go metodą klasycznej tomografii komputerowej (TK) za pomocą promieni X z rozdzielczością x = y = 0.52 mm, z = 0.63 mm. W czasie pomiarów fantom umocowany był w sposób symulujący położenie ciała na stojąco (podstawą równolegle do gantry). Z wyznaczonych warstwowych obrazów w płaszczyznach koronalnych, za pomocą rekonstrukcji wielopłaszczyznowej (MPR) uzyskano obrazy w płaszczyznach sagitalnych, na podstawie których, na rys.6 wyrenderowano kształty wszystkich odseparowanych niejednorodności w strukturze fantomu, nakładając je na siebie od tylnych do przednich przekrojów i numerując według kolejności pojawiania się na obrazach (od przednich do tylnych).



Rys.6. Kształty wszystkich odseparowanych niejednorodności w strukturze badanego fantomu piersi CIRS Model 052A, wyrenderowane z obrazów TK w projekcji sagitalnej.

Wtrącenia charakteryzujące się tłumieniem promieni X mniejszym niż w żelu fantomu (torbiele) oznaczono odcieniem ciemnoszarym, a te charakteryzujące się tłumieniem większym (guzki) – odcieniem jasnoszarym. W strukturze fantomu wykryto również pęcherzyki powietrza, które oznaczono kolorem czarnym. Dodatkowo, aby zasymulować obrazy mammograficzne struktury fantomu bez kompresji mechanicznej, na rys.7 przedstawiono nałożone na siebie obrazy TK (kolejno od tylnych do przednich przekrojów) z przejrzystością 90%, z normalnym i ze zwiększonym kontrastem, zrekonstruowane w poszczególnych przekrojach sagitalnych. Nakładające się w ten sposób niejednorodności w projekcji sagitalnej są widoczne ze zróżnicowaną przejrzystością, zależnie od kolejności składania obrazów. Należy zaznaczyć, że metoda TK nie jest stosowana w diagnostyce medycznej do badania piersi kobiet ze względu na twardość wiązki promieniowania (zwykle 120kV), z czego wynikają zbyt małe różnice osłabiania promieniowania w tkankach. Z tego też powodu, w obrazach TK struktury fantomu piersi CIRS Model 052A zrekonstruowanych z bezpośrednich pomiarów za pomocą energii 80 keV lub 140 keV, nie udało się wyodrębnić niejednorodności. Na wizualizację wtrąceń w żelu fantomu pozwoliły

dopiero rekonstrukcje wtórne obrazów badania dwu-energetycznego TK odpowiadające energii 40 keV. Taki sposób badań pozwolił na zasymulowanie udoskonalonego obrazu mammograficznego, bez konieczności mechanicznej kompresji fantomu, która spowodowałaby jego zniszczenie.



Rys.7. Symulacja mammografii rentgenowskiej w postaci nałożonych na siebie obrazów TK zrekonstruowanych metodą MPR w poszczególnych przekrojach sagitalnych, z przezroczystościa 90% i kontrastem normalnym 50 % (a) oraz zwiększonym do 80 % (b).

4. Analiza wyników

Przy analizie porównawczej obrazów ultradźwiękowych i rentgenowskich należy wziąć pod uwagę przesunięcie wtrąceń w strukturze miękkiego żelu wskutek zróżnicowanej deformacji fantomu przy badaniu projekcyjnym w pozycji leżącej (rys.4, rys.5) i stojącej (rys.6, rys.7). Deformacja fantomu spowodowana jest również działaniem siły wyporu w wodzie.

Projekcyjny obraz rozkładu prędkości ultradźwięków (rys.4a, rys.5a) pozwala na rozpoznawanie w tle przede wszystkim niejednorodności o wartościach prędkości mniejszych od otoczenia (cysty) nawet o pojedyncze [m/s]. Ze względu na projekcyjny charakter zobrazowania (wartości w rzutach zwiększają się ze wzrostem rozmiaru obiektu wzdłuż propagacji wiązki fali), niejednorodności o wartościach prędkości nieco większych od otoczenia (zwarte guzki) są rozpoznawalne znacznie gorzej. Wadą tego zobrazowania jest rozmycie krawędzi mogące być przyczyną błędów szacowania rozmiarów wtrąceń.

Projekcyjny obraz rozkładu współczynnika tłumienia pośrednio uwidacznia zmiany ciągłe i skokowe (rys.4b, rys.5b). Obraz ten jest bardzo dobrym uzupełnieniem projekcyjnych obrazów prędkości i pochodnej tłumienia ultradźwięków, ze względu na duże zwykle zróżnicowanie wartości współczynnika tłumienia we wtrąceniach w stosunku

do tła. Pozwala to (zwłaszcza przy zwiększonym kontraście) na rozpoznanie w obrazie wielu nakładających się na siebie w rzucie niejednorodności (rys.5b). W obrazie tym pęcherzyki powietrza widoczne są w postaci jasnych pikseli, podobnie jak błędy wynikające z pomiarów projekcyjnych na krawędziach fantomu.

Projekcyjny obraz rozkładu pochodnej współczynnika tłumienia ultradźwięków względem częstotliwości (rys.4c, rys.5c) lepiej uwidacznia krawędzie niż zmiany ciągłe, a wartości pochodnej są zafałszowane w wyniku nakładania się na impulsy odbiorcze odbić bocznych, wielokrotnych i zakłóceń oraz w wyniku założenia liniowych zmian tłumienia ultradźwięków z częstotliwością. Obraz ten pozwala jednak szacować rozmiary niejednorodności lepiej niż projekcyjny obraz prędkości ultradźwięków (por. rys.4a z rys.4c oraz rys.5a z rys.5c).

W obrazach projekcyjnych (w szczególności tych kontrastowych – rys.5) wyraźnie widoczne są pionowe prążki wynikające ze skokowego zróżnicowania wartości projekcyjnych dla kolejnych równoległych promieni pomiarowych (par nadajnikodbiornik), co jest spowodowane błędami wprowadzanymi przez transformację związaną z wyrównywaniem długości i odległości wzajemnej pomiędzy nimi.

Jakość obrazów projekcyjnych z wykorzystaniem ultradźwiękowej głowicy pierścieniowej można jeszcze udoskonalić poprzez poprawienie konstrukcji głowicy ze względu na dokładność wykonania pierścienia i lokalizacji przetworników elementarnych oraz poprzez wyrównanie ich parametrów za pomocą precyzyjnej selekcji. Ponadto możliwe jest też zwiększenie dokładności pomiaru i wyznaczania wartości projekcyjnych jak również opracowanie inteligentnych algorytmów usuwania charakterystycznych zakłóceń z obrazów projekcyjnych w procesie przetwarzania danych i obrazu.

5. Wnioski

Analiza uzyskanych wyników wykazuje, że 3 wizualizowane rozkłady projekcyjnych wartości parametrów akustycznych struktury ośrodków biologicznych: prędkości ultradźwięków $c_p(x,z)$, współczynnika tłumienia ultradźwięków $\alpha_p(x,z)$ oraz pochodnej współczynnika tłumienia ultradźwięków względem częstotliwości $\partial \alpha_p / \partial f(x,z)$ doskonale się wzajemnie uzupełniają (por. rys.4, rys.5 z rys.6, rys.7).

Dzięki wykorzystaniu 1024-elementowej głowicy pierścieniowej można uzyskać rozdzielczość skanowania około 0.7 mm. Pomiary są szybkie, ponieważ przetworniki nadawcze i odbiorcze przełączane są elektronicznie, a ruch mechaniczny głowicy lub badanego obiektu realizowany jest tylko w pionie. Takie rozwiązanie pozwala na minimalizację kosztów wykonania głowicy i układów elektronicznych oraz na uzyskanie odpowiedniego natężenia fali ultradźwiękowej ze względu na możliwość regulacji powierzchni czynnej przetworników elementarnych poprzez zwiększenie ich wysokości. Dodatkowo możliwe jest również stosowanie ogniskowania fazowego w poziomie. Zmniejszenie szerokości wiązki w pionie można zrealizować podobnie jak w głowicach USG, za pomocą odpowiednio ukształtowanej soczewki na pierścieniu przetworników, bądź też za pomocą apertury 1.5-D lub 1.75-D [29]. Metoda ultradźwiękowego obrazowania projekcyjnego z wykorzystaniem głowicy pierścieniowej może znaleźć zastosowanie w medycynie do diagnostycznych badań piersi kobiet analogicznie do mammografii rentgenowskiej, lecz bez narażania pacjentów na szkodliwe oddziaływanie promieniowania jonizującego.

Literatura

- [1] K.J. Opielinski, *Ultrasonic Projection*. Chap. 1 in *Ultrasonic Waves*, edited by A. Dos Santos Junior, INTECH, Rijeka, pp. 29-58 (2012).
- [2] K.J. Opielinski, T. Gudra. Computer Recognition of Biological Objects' Internal Structure Using Ultrasonic Projection. In Computer Recognition Systems, edited by M. Kurzynski, E. Puchala, M. Wozniak, A. Zolnierek, Springer-Verlag, Berlin, pp. 645-652 (2005).
- [3] H. Ermert, O. Keitmann, R. Oppelt, B. Granz, A. Pesavento, M. Vester, B. Tillig, V. Sander. A New Concept For A Real-Time Ultrasound Transmission Camera. IEEE Ultrasonics Symposium Proceedings, San Juan, pp. 1611-1614 (2000).
- [4] D. Reguieg, F. Padilla, M. Defontaine, F. Patat, P. Laugier. Ultrasonic Transmission Device Based on Crossed Beam Forming. IEEE Ultrasonics Symposium Proceedings, Vancouver, pp. 2108-2111 (2006).
- [5] F.A. Duck. Physical Properties of Tissue A Comprehensive Reference Book. Academic Press, London, Chap. 4, pp. 73-135 (1990).
- [6] A. C. Kak, M. Slaney. *Principles of Computerized Tomographic Imaging*. IEEE Press, New York, Chap. 3, pp. 49-111 (1988).
- [7] K.J. Opieliński. Zastosowanie transmisji fal ultradźwiękowych do charakteryzowania i obrazowania struktury ośrodków biologicznych. Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, Wrocław (2011).
- [8] K.J. Opieliński Krzysztof, T. Gudra, P. Pruchnicki, P. Podgórski, T. Kraśnicki, J. Kurcz, M. Sąsiadek. Ultradźwiękowe tomograficzne obrazowanie transmisyjne struktury biopsyjnego fantomu piersi CIRS Model 059 w porównaniu z USG, TK i MR. Materiały 59 Otwartego Seminarium z Akustyki, Poznań-Boszkowo (2013).
- [9] K.J. Opielinski, T. Gudra, Ultrasonic projection imaging of biological media. Proc. of Meetings on Acoustics, Vol. 19, Acoustical Society of America, pp. 075008 (2013).
- [10] K.J. Opielinski, T. Gudra. Three-dimensional reconstruction of biological objects' internal structure heterogeneity from the set of ultrasonic tomograms. Ultrasonics, 42(1-9), pp. 705-711 (2004).
- [11] N. Duric, P. Littrup, L. Poulo, A. Babkin, R. Pevzner, E. Holsapple, O. Rama, C. Glide. Detection of breast cancer with ultrasound tomography: First results with the Computed Ultrasound Risk Evaluation (CURE) prototype. Medical Physics, 34(2), pp. 773-785 (2007).
- [12] K.J. Opielinski, P. Pruchnicki, T. Gudra. 2-D Directional Ultrasonic Passive Matrix of 512 Elementary Transducers for Projection Imaging of Biological Media. In International Congress on Ultrasonics Gdańsk 2011 - AIP Conference Proceedings, edited by B. B. J. Linde, J. Pączkowski, N. Ponikwicki, American Institute of Physics, New York, Vol. 1433, pp. 199–202 (2011).
- [13] T. Gudra, K.J. Opielinski. The ultrasonic probe for the investigating of internal object structure by ultrasound transmission tomography. Ultrasonics, 44, pp. e679-e683 (2006).
- [14] K.J. Opielinski, T. Gudra, P. Pruchnicki. A Digitally Controlled Model of an Active Ultrasonic Transducer Matrix for Projection Imaging of Biological Media. Archives of Acoustics, 35(1), pp. 75-90 (2010).
- [15] K.J. Opielinski, T. Gudra, P. Pruchnicki. Narrow Beam Ultrasonic Transducer Matrix Model for Projection Imaging of Biological Media. Archives of Acoustics, 35(1), pp. 91-109 (2010).
 - 115

- [16] K.J. Opielinski, T. Gudra. Multielement ultrasonic probes for projection imaging of biological media. Physics Procedia, 3(1), pp. 635-642 (2010).
- [17] B.W. Drinkwater, P.D. Wilcox. Ultrasonic arrays for non-destructive evaluation: A Review. NDT&E International, 39, pp. 525-541 (2006).
- [18] M.D.C. Eames, J.A. Hossack J.A. Fabrication and evaluation of fully-sampled, twodimensional transducer array for "Sonic Window" imaging system. Ultrasonics, 48, pp. 376-383 (2008).
- [19] M. Karaman, I.O. Wygant, Ö. Oralkan, B.T. Khuri-Yakub. *Minimally Redundant 2-D Array Design for 3-D Medical Ultrasound Imaging*. IEEE Transactions on Medical Imaging, 28(7), pp. 1051-1061 (2009).
- [20] J-J. Kim, T-K. Song. Real-Time High-Resolution 3D Imaging Method Using 2D Phased Arrays Based on Sparse Synthetic Focusing Technique, 2006 IEEE Ultrasonics Symposium Proceedings, pp. 1995-1998 (2006).
- [21] I.O. Wygant, H. Lee, A. Nikozadeh, D.T. Yeh, Ö. Oralkan, M. Karaman., B.T. Khuri-Yakub, An Integrated Circuit with Transmit Beamforming and Parallel Receive Channels for Real-Time Three-Dimensional Ultrasound Imaging, 2006 IEEE Ultrasonics Symposium Proceedings, pp. 2186-2189 (2006).
- [22] K.E. Thomenius. *Evolution of ultrasound beamformers*. 1996 IEEE Ultrasonics Symposium Proceedings, pp. 1615-1622 (1996).
- [23] R.Y. Chiao, L.J. Thomas. Aperture formation on reduced-channel arrays using the transmit-receive apodization matrix. 1996 IEEE Ultrasonics Symposium Proceedings, pp. 1567-1571 (1996).
- [24] R.T. Hoctor, S.A. Kassam. The Unifying Role of the Coarray in Aperture Synthesis for Coherent and Incoherent Imaging. Proceedings of the IEEE, 78(4), pp. 735-752 (1990).
- [25] J.A. Johnson, M. Karaman, B.T. Khuri-Yakub, Coherent-Array Imaging Using Phased Subarrays. Part I: Basic Principles. IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, 52(1), pp. 37-50 (2005).
- [26] P.S. Green, L.F. Schaefer, E.D. Jones, J.R. Suarez, A New High Performance Ultrasonic Camera. Acoustical Holography, 5, Plenum Press, New York, pp. 493-503 (1974).
- [27] H. Brettel, U. Roeder, C. Scherg. *Ultrasonic transmission camera for medical diagnosis*. Biomedizinische Technik, **26**, p.63 (1981).
- [28] B. Granz, R. Oppelt. A Two Dimensional PVDF Transducer Matrix as a Receiver in an Ultrasonic Transmission Camera. Acoustical Imaging, 15, Plenum Press, New York, pp. 213-225 (1987).
- [29] D.G. Wildes, R.Y. Chiao, Ch.M.W. Daft, K.W. Rigby, L.S. Smith, K.E. Thomenius, *Elevation performance of 1.25D and 1.5D Transducer Arrays*. IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, 44(5), pp. 1027-1037 (1997).

AKUSTYKA BUDOWLI

Interakcja akustyczna fosy orkiestrowej z widownią i sceną na przykładzie Opery we Lwowie

Acoustic interaction of orchestra pit with the audience and the stage in the example of the Opera House in Lviv

Krzysztof Brawata^{*}, Tadeusz Kamisiński, Jarosław Rubacha, Agata Szelag, Roman Kinash^{**}

^{*} AGH Akademia Górniczo-Hutnicza im. Stanisława Staszica w Krakowie, Wydział Inżynierii Mechanicznej i Robotyki, Katedra Mechaniki i Wibroakustyki, Al. Mickiewicza 30,30-059 Kraków, ^{**} AGH Akademia Górniczo-Hutnicza im. Stanisława Staszica w Krakowie, Wydział Górnictwa i

Geoinżynierii, Katedra Geomechaniki, Budownictwa i Geotechniki E-mail: brawata@agh.edu.pl

Streszczenie

Artykuł porusza problem akustyczny występujący w salach widowiskowych wyposażonych w fosę orkiestrową. Usytuowanie orkiestry w obniżeniu w stosunku do sceny i widowni umożliwia jej ukrycie przed wzrokiem widzów, ale jednocześnie ogranicza propagację dźwięku drogą bezpośrednią. Łączy się z tym konieczność utrzymania odpowiedniej interakcji akustycznej pomiędzy orkiestronem, sceną i widownią. Przedstawione w artykule wyniki badań przeprowadzonych w sali Opery we Lwowie umożliwiły analizę tego zjawiska. W pracy rozpatrzono wpływ głębokości orkiestronu, wysokość balustrady, geometrię wybranych elementów odbijających dźwięk oraz sposób adaptacji akustycznej orkiestronu. Efektem badań było zaproponowanie oceny interakcji akustycznej orkiestronu, sceny i widowni z wykorzystaniem parametru siły dźwięku G.

Wprowadzenie

W artykule poruszono ważny problem akustyczny występujący w salach widowiskowych wyposażonych w fosę orkiestrową. Usytuowanie orkiestry w obniżeniu w stosunku do sceny i widowni umożliwia jej ukrycie przed wzrokiem widzów, ale jednocześnie ogranicza propagację dźwięku drogą bezpośrednią. Łączy się z tym konieczność utrzymania odpowiedniej interakcji akustycznej pomiędzy orkiestronem, sceną i widownią. W tym połączeniu występuje wiele dziedzin nauki i sztuki (akustyka, architektura, muzyka) generujących rozwiązania kompromisowe podyktowane różnymi oczekiwaniami.

Autorzy postawili sobie za cel zebranie dotychczasowych doświadczeń, i wiedzy o zjawisku interakcji fosy orkiestrowej z widownią i sceną, oraz zaproponowali sposób jego oceny.

Wielość czynników mających wpływ na odbiór muzyki w salach widowiskowych powoduje duże trudności w określeniu ich znaczenia w sumarycznej ocenie danego wnętrza. W artykule, autorzy określili czynniki, które mogą wpływać na jakość akustyczną sali i ocenili wpływ ich zmian na warunki akustyczne. Wykorzystano powszechnie znane parametry akustyczne sal. W celu poprawnej oceny wpływu poszczególnych czynników na warunki akustyczne w sali, w fosie orkiestrowej i na scenie, przydatne będzie zdefiniowanie ich funkcji.

Wysokość fosy orkiestrowej – ukrycie orkiestry w celu zapewnienia odpowiedniej widoczności sceny przez widzów. W przypadku fosy w teatrze Wagnerowskim funkcją jest ograniczenie dźwięku bezpośredniego[1].

Balustrada – zasłonięcie widoku orkiestry przed wzrokiem widzów, zmniejszenie poziomu dźwięku w pierwszych rzędach widowni, oraz wydzielenie przestrzeni orkiestronu.

Elementy refleksyjne – kierowanie pierwszego odbicia dźwięku w celu poprawy równomierności pola akustycznego

Adaptacja akustyczna fosy orkiestrowej – emisja dźwięku z fosy orkiestrowej, kształtowanie wzajemnego słyszenia się muzyków oraz redukcja poziomu dźwięku w orkiestronie.

Badania z wykorzystaniem modelowania komputerowego w salach widowiskowych przeprowadził zespół Lindy Parati [2], gdzie badano wpływ zmian elementów fosy orkiestrowej na balans pomiędzy dźwiękiem emitowanym ze sceny i orkiestronu.

Autorzy artykułu w pierwszej części opisali przeprowadzone badania, w drugiej poddali ocenie interakcję pomiędzy badanymi przestrzeniami, gdzie wykorzystano parametr siły dźwięku G_{mid} .

Badania

W celu oceny jakości interakcji przeprowadzono szereg badań subiektywnych (ankietowe) i obiektywnych (pomiarowe, symulacyjne). Ze względu na brak obiektywnych zasad oceny jakości akustycznej fosy orkiestrowej pod kątem użytkowania jej przez muzyków, konieczne było przeprowadzenie oceny subiektywnej. Przeprowadzono badanie ankietowe opracowane na podstawie wytycznych sformułowanych przez J. Dammeruda [3].



Rysunek 1 Fosa orkiestrowa Opery Lwowskiej

Badania ankietowe, ale przede wszystkim rozmowa z dyrygentami orkiestry Opery Lwowskiej wskazały na ważna kwestie zwiazana z uzyskaniem odpowiedniego balansu w brzmieniu orkiestry wraz z solistami. Balans ten był badany przez L. Beranka [4] w teatrach operowych, gdzie uzyskane wyniki były niejednoznaczne. Badaniem balansu zajmował się również m.in. J. O'Keef [5], L. Parati [2], T. Kamisiński [7]. Z dotychczasowych badań wynika, że uzyskane wartości na drodze pomiarowej nie opisuja w pełni tego zagadnienia. Nie można ocenić balansu pomiędzy scena i widownia tylko na podstawie wyników pomiarowych. Należy pamiętać, że uzyskanie odpowiednich proporcji w brzmieniu zależy przede wszystkim od dyrygenta. Ma on możliwość jego kreowania podczas wykonywania przedstawienia artystycznego dzieki odpowiedniej dynamice, ale przede wszystkim ma on wpływ na dobór ilości muzyków dla każdej grupy instrumentów. W przypadku fosy orkiestrowej napotykamy często na problem zbyt małej powierzchni. W Operze Lwowskiej fosa orkiestrowa oferuje skromną ilość miejsca. Jej powierzchnia 64m² pozwala na lokację w niej ok. 40 muzyków, co daje ok. 1.6m² na muzyka. Dla zapewnienia odpowiedniego komfortu pracy wg Barona [8] wielkość ta powinna wynosić 2.1m² na muzyka. Rozmiary fosy orkiestrowej przez znamienitą większość muzyków została w badaniu ankietowym określona jako zbyt mała. Jedynie muzycy instrumentów perkusyjnych i jeden z waltornistów ocenili wielkość fosy jako wystarczająca. Wiaże się to zapewne ze specyfiką gry oraz umiejscowienia tych muzyków (perkusista jest otoczony przez instrumenty o znacznych wymiarach, co zapewnia mu podczas gry swobode ruchów). Wielkość fosy została określona jako zbyt mała również przez dyrygentów. Brakuje miejsca zwłaszcza dla umieszczenia dodatkowych instrumentalistów grupy skrzypiec, altówek i wiolonczel. Również z tego powodu proporcje dźwięku na widowni nie są obecnie odpowiednie.

Na podstawie zebranych informacji można sformułować stwierdzenie, że ocenę balansu pomiędzy sceną (wokalistą) a fosą orkiestrową (orkiestrą) należy przeprowadzić na podstawie zmierzonych wartości parametrów akustycznych oraz na podstawie możliwej do uzyskania liczebności orkiestry, a tym samym powierzchnią fosy orkiestrowej.

Symulacje obliczeniowe wykonano z wykorzystaniem oprogramowania CATT-Acoustic 9.0a. Podczas wykonywania symulacji obliczeniowych zwrócono uwagę na ogromny wpływ niewielkich zmian w geometrii modelu na uzyskiwane wyniki. Podczas

walidacji predyktywnej modelu z wykorzystaniem obliczonych wartości parametrów akustycznych dla poszczególnych ustawień źródła dźwięku i odbiornika, konieczne było wprowadzenie licznych poprawek nie tylko w parametrach akustycznych modelowanych powierzchni, ale przede wszystkim w ich kształcie. Również niewielkie zmiany w lokalizacji punktów odbiorczych wpływały na uzyskiwanie rozbieżnych wyników. Z tego powodu w tej i dotychczasowych publikacjach znajdziemy jedynie wartości uśrednione dla wielu punktów. Wyniki uzyskiwane na drodze pomiarowej również podawane są jako uśrednione dla wielu punktów.

Rejestracja odpowiedzi impulsowych w sali Opery Lwowskiej została wykonana zgodnie z obowiązującą normą PN-EN ISO 3382-1 [9]. Pozycje źródła dźwięku określono na podstawie licznych publikacji różnych autorów m.in. R. Pompoli [10] oraz na podstawie doświadczenia autorów. W pomiarach wykorzystano źródło wszechkierunkowe dwunastościenne (Bruel&Kjaer Type 4292-L) umieszczone na wysokości 1.5m nad poziomem podłogi (fosy i sceny). Pozycje źródła na scenie zostały oznaczone jako S1, S4 (numeracja nadana podczas wykonywania pomiarów), a źródła w fosie zostały oznaczone jako G2 i G4. Punty pomiarowe w orkiestronie i na scenie były zlokalizowane w tych samych punktach co źródła. Punkty pomiarowe na widowni zostały umieszczone tylko na parterze. Zdecydowano się zawęzić obszar badań tylko do widowni na parterze ze względu na fakt występowania tam gorszych warunków akustycznych, również ze względu na większy wpływ jakie miały zmiany wprowadzane w konstrukcji fosy orkiestrowej na warunki akustyczne w tej części sali.



Rysunek 2 Punkty pomiarowe i pozycje źródeł dźwięku przy badaniu propagacji dźwięku ze sceny i fosy na widownię

W celu określenia wpływu poszczególnych elementów analizowano zmiany po ich modyfikacji względem stanu obecnego. Dla każdej z opcji przeprowadzona została walidacji predyktywna modelu na podstawie wartości parametrów akustycznych uzyskanych z badań w obiekcie rzeczywistym.

Ocena interakcji pomiędzy poszczególnymi obiektami została przeprowadzona z wykorzystaniem parametrów siły dźwięku i ich różnic.

Wartości parametrów G_{80} i G_1 uzyskane na drodze symulacji obliczeniowej zostały obliczone zgodnie z podanymi przez Dammerud-a [3] zależnościami:

$$G_{g0} = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{10^{C_{g0}}/10 \cdot 10^{C}/10}{1 + 10^{C_{g0}}/10} \right)$$
(1)
$$G_{l} = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{10^{C}/10}{1 + 10^{C_{g0}}/10} \right)$$
(2)

Parametry te zostały użyte podczas oceny wpływu wprowadzanych zmian w konstrukcji fosy orkiestrowej. Ich przydatność w ocenie warunków na scenie została w ostatnich latach wykazana w szeregu publikacji J. Dammerud-a.

Wysokość fosy orkiestrowej

Fosa orkiestrowa opery lwowskiej została przebudowana w latach 70-tych XX wieku. Obniżono wtedy podłogę orkiestronu o 50cm. Deskowana podłoga na pustce powietrznej została zastąpiona podłogą z desek położonych na podłodze żelbetowej. Z przeprowadzonych wśród muzyków ankiet jasno wynikało, że przebudowa ta negatywnie wpłynęła na akustyczną jakość sali. Obniżenie wysokości fosy spowodowało pogorszenie warunków akustycznych na widowni zlokalizowanej na parterze oraz wpłynęło to negatywnie na komfort pracy muzyków. Na przekroju przedstawiono wysokości sceny, fosy orkiestrowej i widowni względem siebie.



Rysunek 3 Podstawowe wymiary fosy orkiestrowej wraz z zaznaczeniem wysokości sprzed remontu

W celu zbadania wpływu wysokości fosy orkiestrowej, przeprowadzono badania w sali Opery Lwowskiej. Zarejestrowano odpowiedzi impulsowe w punktach zlokalizowanych na widowni i na scenie dla różnych wysokości źródła wszechkierunkowego umieszczonego w orkiestronie. Źródło umieszczono w dwóch pozycjach (lokalizacja pierwszych skrzypiec i instrumentów dętych) i na trzech wysokościach w stosunku do płaszczyzny orkiestronu: 130, 150 i 170cm. W celu obiektywnej oceny wpływu wysokości fosy orkiestrowej, poddano analizie zmiany wartości parametrów G_{80} i G_1 .

Wraz ze wzrostem wysokości źródła dźwięku wartości parametru G_{80} wzrosły dla wyższych częstotliwości (powyżej 500Hz) średnio o 2dB. Jest to wartość niemalże równoważna podwojeniu ilości muzyków danej grupie. Natomiast zmiany G_1 były niewielkie (poniżej 1dB). Wartość siły dźwięku G wzrosła powyżej minimalnej

zauważalnej różnicy (ang. JND wg [9]). Na rysunku przedstawiono uśrednione wartości różnicy parametrów G_{80} i G_1 dla punktów zlokalizowanych na parterze widowni.

Największe różnice w wartościach parametrów akustycznych można zaobserwować dla położenia źródła w miejscu pierwszych skrzypiec. Wyniki dla pozycji numer dwa źródła dźwięku są zbliżone i nie zależą od wysokości. Można zatem założyć, że część tylna fosy orkiestrowej może znajdować się niżej i nie wpłynie to znacząco na warunki akustyczne na parterze widowni.



Rysunek 4 Różnica wartości parametrów siły dźwięku

dla różnych wysokości źródła dźwięku nad podłogą fosy orkiestrowej (130cm i 170cm)

W celu weryfikacji założenia że pomiar wykonany dla różnych wysokości źródła uprawnia do postawienia tezy o porównaniu wyników dla różnych wysokość fosy orkiestrowej, przeprowadzono predykcję parametrów akustycznych z wykorzystaniem modelu komputerowego, w którym wprowadzono zmiany wysokości całej fosy orkiestrowej. Badania wykonano dla postulowanej przez muzyków wysokości fosy orkiestrowej (sprzed remontu w latach 70-tych XX wieku), oraz dla obecnej wysokości. Różnica wysokości wyniosła 50cm. Źródło dźwięku umieszczono na wysokości 1m nad powierzchnią podłogi zgodnie z normą [9] i z zaleceniami podanymi m.in. przez Dammeruda [3], Gade [6] . Wysokość ta bardziej odpowiada rzeczywistej pozycji naturalnych źródeł dźwięku (instrumentów muzycznych).



Rysunek 5 Różnica wartości parametrów siły dźwięku dla różnych wysokości fosy orkiestrowej (stan obecny i 50cm wyżej

Różnice wartości parametrów siły dźwięku uzyskanych na drodze symulacji obliczeniowej są mniejsze ze względu na inne warunki wykonywania symulacji względem pomiarów w obiekcie rzeczywistym (wysokość źródła zmniejszona w symulacji obliczeniowej o 50cm względem warunków podczas pomiarów w obiekcie). Tendencja zmian jest zachowana.

Badając wpływ balansu pomiędzy źródłem dźwięku na scenie i w fosie orkiestrowej możemy zobaczyć, że zmiana wysokości fosy orkiestrowej wpływa pozytywnie. Dodatkowo należy zwrócić uwagę, że dzięki podniesieniu podłogi uzyskana pod nią pustka powietrzna, jest korzystna. Może działać jako forma pudła rezonansowego dla wiolonczel i kontrabasów [11].

Elementy refleksyjne

W tej części rozpatrzono wpływ elementów refleksyjnych na warunki akustyczne na widowni sali, scenie i fosie orkiestrowej. Elementy refleksyjne są stosowane zarówno do poprawienia warunków akustycznych na widowni, ale odgrywają również ogromną rolę w kreowaniu odpowiednich warunków akustycznych dla muzyków na scenie i w fosie orkiestrowej [12]. Skupiono się na elementach fosy orkiestrowej t.j.: balustradą i frontem sceny, podobnie jak w pracy T. Kamisińskiego [7]. Elementy te mogą mieć wpływ zarówno na interakcję akustycznej fosy ze sceną (balustrada) i na interakcję fosy i sceny z widownią (front sceny). **Błąd! Nie można odnaleźć źródła odwolania.** prezentuje przestrzeń (pierwszy balkon), gdzie jest kierowane odbicie dźwięku źródła zlokalizowanego w fosie orkiestrowej od frontu sceny. Poniżej zaprezentowano rysunek obrazujący kierunek pierwszego odbicia od frontu sceny z punktu G2. Front sceny wykonany jest z boazerii drewnianej o wysokości 30cm.



Rysunek 6 Odbicie dźwięku źródła zlokalizowanego w fosie orkiestrowej od frontu sceny

Na podstawie przeprowadzonych ankiet stwierdzono problemy w słyszeniu solistów w fosie orkiestrowej, zwłaszcza wśród muzyków znajdujących się bliżej krawędzi sceny (instrumenty dęte). W danej przestrzeni zlokalizowano punkt odbiorczy. Dla tego punktu przeprowadzono symulacje obliczeniowe dla sytuacji obecnej i po wprowadzeniu

pochylenia balustrady. Pochylenie umożliwi dojście silnego odbicia dźwięku od balustrady co pozwoli zwiększyć poziom dźwięku w całym obszarze orkiestronu.



Rysunek 7 Przekrój fosy orkiestrowej z zaznaczonym pochyleniem ściany balustrady

Analizę graficzną pierwszych odbić prezentuje **Bląd!** Nie można odnaleźć źródła odwołania. Wprowadzenie nawet niewielkiego pochylenia (7°) umożliwia dotarcie pierwszego odbicia do wszystkich muzyków znajdujących się w orkiestronie. **Błąd!** Nie można odnaleźć źródła odwołania. przedstawia różnicę wartości parametru siły dźwięku między stanem po wprowadzeniu pochylenia i stanem obecnym. Można zaobserwować znaczny wzrost wartości parametru G_{80} (średnio 2dB dla analizowanych pasm oktawowych) przy niewielkim spadku wartości parametru G_{1} .

Wpływ pochylenia balustrady na wartości parametru G na widowni zostanie omówiony w dalszej części pracy.



Rysunek 8 Różnica wartości parametrów siły dźwięku dla punktu G4 dla balustrady prostej i pochylonej (wartości uzyskane na drodze symulacji obliczeniowej)

Adaptacja akustyczna fosy orkiestrowej

Stan obecny fosy orkiestrowej: ściana tylna wykonana z boazerii drewnianej montowanej na pustce powietrznej do ściany żelbetowej, ściana przednia i ściany boczne tynkowane, malowane farbą olejną, podłoga drewniana montowana bezpośrednio do wylewki betonowej.



Rysunek 9 Widok fosy orkiestrowej modelu komputerowego na adaptowaną ścianę

W modelu fosy orkiestrowej wprowadzono na ścianie przedniej tzw. rozpraszacz Schroeder'a o maksymalnej głębokości 44mm. Ustrój ten został wybrany ze względu na niewielkie wymiary i wiarygodne dostępne parametry akustyczne [13]. Ograniczono się tylko do jednej zmiany aby uprościć analizę wyników i umożliwić jej poprawną ocenę. Wprowadzenie na obecnie twardej ścianie (tynk malowany farbą olejną) ustroju akustycznego rozpraszającego wpłynie na zmniejszenie energii pierwszych odbić, które wpływają na percepcję głośności, oraz pozwolą wypromieniować więcej energii poza obrys fosy orkiestrowej.

Do oceny zmian warunków akustycznych w fosie wybrano parametry siły dźwięku.



Rysunek 10 Różnica wartości parametrów siły dźwięku z i bez adaptacji akustycznej dla punktów nadawczych i odbiorczych w fosie orkiestrowej (wartości uzyskanena drodze symulacji obliczeniowej)

Wartości parametru G w fosie orkiestrowej zmalały średnio o 2dB, co pozytywnie wpływa na zmniejszenie ekspozycji muzyków na hałas. Spada jednocześnie poziom wartości parametru G na parterze widowni średnio o 2dB.

Interakcja sceny, fosy orkiestrowej i widowni

Ocenę interakcji przeprowadzono na podstawie porównania uśrednionych wartości parametru siły dźwięku G_{mid} (uśredniona wartość 500 i 1000Hz) w badanych przestrzeniach. Wyniki analizy przedstawiono w postaci dwóch zestawów liczb, dotyczących interakcji sceny i fosy z widownią oraz sceny z orkiestronem. Interakcje sceny i fosy z widownią reprezentuje uśredniona wartość siły dźwięku G_{mid} dla punktów na widowni dla dwóch pozycji źródła dźwięku na scenie; w nawiasie znajduje się różnica uśrednionych wartości parametru G_{mid} dla punktów na widowni, dla dwóch pozycji źródła w fosie orkiestrowej. Interakcję sceny z orkiestronem reprezentuje uśredniona wartość siły dźwięku G_{mid} dla punktów w fosie orkiestrowej dla dwóch pozycji źródła dźwięku na scenie; w nawiasie znajduje się różnica uśrednionych wartości parametru G_{mid} dla punktów w fosie orkiestrowej dla dwóch pozycji źródła dźwięku na scenie; w nawiasie znajduje się różnica uśrednionych wartości parametru G_{mid} dla punktów w fosie orkiestrowej dla dwóch pozycji źródła dźwięku na scenie; w nawiasie znajduje się różnica uśrednionych wartości parametru G_{mid} dla punktów w fosie orkiestrowej dla dwóch pozycji źródła dźwięku na scenie; w nawiasie znajduje się różnica uśrednionych wartości parametru G_{mid} dla punktów w fosie orkiestrowej dla dwóch pozycji źródła dźwięku w fosie orkiestrowej dla dwóch pozycji źródła dźwięku w fosie orkiestrowej dla dwóch pozycji źródła dźwięku w fosie orkiestrowej.

Jeżeli wartość w nawiasie jest dodatnia oznacza to, że dźwięk z fosy orkiestrowej jest wsparty pogłosem pomieszczenia w większym stopniu niż emitowany ze sceny.

Błąd! Nie można odnaleźć źródła odwołania. zawiera zbiorcze zestawienie uśrednionych wyników opisanych wyżej badań. Pierwsza kolumna tabeli pokazuje, że wprowadzone zmiany wybranych elementów fosy orkiestrowej mają znikomy wpływ na propagację dźwięku ze sceny na widownię. Natomiast przy propagacji dźwięku z fosy orkiestrowej modyfikacja jej elementów powoduje zmiany wartości G_{mid} w zakresie 3dB.

Lp	Stan pomieszczenia	Scena-widownia-fosa	Scena-fosa
		G _{mid} dB	G _{mid} dB
1	Stan obecny	2,8 (-0,4)	6,7 (-0,5)
2	Podwyższona podłoga	2,7 (+1,3)	7,3 (+0,2)
3	Pochylenie balustrady	2,9 (-1,9)	7,3 (-1,3)
4	Adaptacja akustyczna	2,7 (-1,3)	6,1 (-0,4)

Tabela 1 Zestawienie wartości opisujących interakcje fosy orkiestrowej, sceny i widowni

Przedstawione wyniki pokazują, że wprowadzane zmiany w budowie fosy orkiestrowej wpływają na interakcje fosy orkiestrowej i sceny. Niewielkie zmiany np.: pochylenie balustrady wpływa znacząco na lepszą komunikację pomiędzy sceną i orkiestronem. Interakcje tą można kreować w dość szerokim zakresie wykorzystując wszystkie drobne elementy fosy orkiestrowej.

Podsumowanie

Dotychczas analizowane w literaturze rozwiązania sytuowania elementów orkiestronu w teatrach operowych, nie podlegały kompleksowej ocenie pod względem wzajemnych oddziaływań sceny, orkiestronu i widowni. Przedstawione w artykule zestawienie wartości parametru G_{mid} zamieszczone w tabeli 1, otwiera nowe spojrzenie na

sposób oceny i metody korekty zjawisk interakcyjnych w rozpatrywanym obszarze. Wyszczególnione w tabeli główne elementy orkiestronu mające największe oddziaływanie na interakcję oceniane są poprzez wartości uzyskane z pomiaru. Ustanowienie zależności pomiędzy tymi wartościami pozwoli na sformułowanie obiektywnej oceny oraz otworzy drogę do opartej na podstawach naukowych korekty akustycznej takich wnętrz.

Opisane wnioski były oparte na badaniach w obiekcie Opery Lwowskiej, lecz zagadnienie wymaga dalszych badań obejmujących inne sale o podobnej funkcji w celu uzyskania uogólnienia oceny.

Literatura

- [1] A. Kulowski, Akustyka sal, Wydawnictwo Politechniki Gdańskiej (2007).
- [2] L. Parati, N. Prodi, R. Pompoli. *Computer model investigations on the balance between stage and pit sources in opera houses*, Applied Acoustics 68.10 (2007): 1156-1176.
- [3] J.-J. Dammerud, Suggested data collection for assessing the stage conditions on symphony orchestra stages, http://stageac.wordpress.com/, (2011, revised 2013).
- [4] L.Beranek, *Concert halls and opera houses: music, acoustics, and architecture*, Springer (2004).
- [5] J. O'Keefe, *Measurement of stage to pit balance in four proscenium arch theatres.* Proceedings-Institute of Acoustics 19 (1997): 145-152.
- [6] A. C. Gade, Subjective and objective measures of relevance for the description of acoustics conditions on orchestra stages., International Symposium on Room Acoustics ISRA, Melbourne (2010).
- [7] T. Kamisiński, M. Burkot, J. Rubacha, K. Brawata, *Study of the effect of the orchestra pit on the acoustics of the Kraków Opera Hall*. Archives of Acoustics 2009 vol. 34 no. 4 s. 481–490 (2009).
- [8] M. Barron, Auditorium acoustics and architectural design. Taylor & Francis, 2009.
- [9] PN-EN ISO 3382-1:2009 Pomiar parametrów akustycznych pomieszczeń -- Część 1: Pomieszczenia specjalne.
- [10] R. Pompoli, N. Prodi., Guidelines for acoustical measurements inside historical opera houses: procedures and validation, Journal of sound and vibration 232.1 (2000): 281-301.
- [11] A. Askenfelt, *Stage floors and risers: Supporting resonant bodies or sound traps?*, Publications issued by the Royal Swedish Academy of Music No. 52, Stockholm 1986.
- [12] T. Kamisiński, A. Szeląg, J. Rubacha, Sound Reflection from Overhead Stage Canopies Depending on Ceiling Modification, Archives of Acoustics Vol. 37, No. 2, Pp. 213–218 (2012)
- [13] T. Kamisiński, K. Brawata, A. Pilch., J. Rubacha, M. Zastawnik, Test Signal Selection for Determining the Sound Scattering Coefficient in a Reverberation Chamber. Archives of Acoustics, 37(4), 405-409 (2012).

Wpływ metody badania pochłaniania dźwięku foteli na predykcję parametrów akustycznych sal widowiskowych

The influence of seats' sound absorption test method on prediction of acoustic parameters in auditoria and concert halls

> Jarosław Rubacha^{*}, Tadeusz Kamisiński^{*}, Krzysztof Brawata^{*}, Agata Szeląg^{*}

^{*}AGH Akademia Górniczo-Hutnicza im. Stanisława Staszica w Krakowie, Wydział Inżynierii Mechanicznej i Robotyki, Katedra Mechaniki i Wibroakustyki, Al. Mickiewicza 30,30-059 Kraków E-mail: jrubacha@agh.edu.pl

Streszczenie

W artykule zawarto opis badań pochłaniania dźwięku foteli przeznaczonych do sal koncertowych. Współczynniki pochłaniania foteli wyznaczono wg metod: Beranka, Katha i Kuhla, Nishihary oraz wg. normy ISO 354. Uzyskane wartości wykorzystano w modelu obliczeniowym do predykcji parametrów akustycznych w sali koncertowej Filharmonii w Rzeszowie. Porównanie wartości parametrów akustycznych sali pochodzących z symulacji oraz pomiarów, umożliwiło wskazanie najlepszej metody dla określenia współczynnika pochłaniania dźwięku foteli. Ponieważ w salach koncertowych widownia stanowi element o największej chłonności akustycznej, ma ona decydujący wpływ na parametry akustyczne wnętrza. Dlatego dokładność wyznaczenia wartości współczynnika pochłaniania dźwięku foteli umożliwia zwiększenie dokładności predykcji parametrów akustycznych sal.

1. Wprowadzenie

Jednym z najważniejszych i najlepiej zdefiniowanych kryteriów oceny akustyki wnętrz jest czas pogłosu wprowadzony przez Sabine [1]. Stworzona przez niego statystyczna teoria pola akustycznego była również pierwszą metodą predykcji czasu pogłosu we wnętrzach. Metody tej przy projektowaniu sal koncertowych używali m.in. Kosten [2] oraz Beranek [3] osiągając dobre rezultaty.

Rozwinięciem statystycznej teorii pola akustycznego są metody geometryczne symulacji pola akustycznego. Pozwalają one na uwzględnienie kształtu pomieszczenia oraz rozmieszczenia materiałów o zróżnicowanych współczynnikach pochłaniania dźwięku. Wyniki modelowania parametrów akustycznych sal koncertowych oraz teatrów o najczęściej spotykanych układach widowni, z wykorzystaniem metod geometrycznych, przedstawił w swoich pracach Kamisiński [4], [5]. Modele akustyczne wymagają, jako podstawowych parametrów wejściowych współczynników pochłaniania dźwięku powierzchni ograniczających dane wnętrze. Współczynniki te uzyskuje się najczęściej na

podstawie pomiarów w komorze pogłosowej [6]. W celu zwiększenia dokładności uzyskiwanych z predykcji parametrów akustycznych, poza współczynnikami pochłaniania dźwięku, powierzchnie charakteryzuje się również współczynnikiem rozproszenia dźwięku. Badania nad rozproszeniem dźwięku przez różne ustroje akustyczne prowadzili m.in. Schroeder [7], Cox [8] oraz Kamisiński [9], [10].

Badania przeprowadzone przez Vorlandera [11] wykazały, że uzyskanie właściwych wyników symulacji parametrów akustycznych uwarunkowane jest dokładnością użytych do obliczeń wartości współczynników pochłaniania dźwięku. W przypadku sal koncertowych, jak wykazali Nishihara [12] oraz Kulowski [13], widownia stanowi element charakteryzujący się największym udziałem w chłonności akustycznej całego wnętrza, nawet do 80%, stąd też ma ona największy wpływ na warunki pogłosowe danego pomieszczenia.

Ponadto analizy przeprowadzone przez Beranka [3] wykazały, że do uzyskania poprawnych wyników obliczeń przy użyciu wybranego modelu należy wykorzystać właściwe współczynniki pochłaniania dźwięku. Z wykonanych obliczeń, na prostych modelach obliczeniowych czasu pogłosu opartych na wzorach Sabine'a i Eyring'a, wynika, że zastosowanie wymiennie współczynników pochłaniania Sabine'a i Eyring'a prowadzi do dużych rozbieżności miedzy wartościami obliczonymi i zmierzonymi.

Rozwój techniki pomiarowej pozwolił na opracowanie szeregu metod wyznaczania współczynnika pochłaniania dźwięku foteli w komorze pogłosowej, na niewielkiej próbce złożonej z kilkunastu sztuk. Jednak prowadzone badania ujawniły szereg komplikacji przy pomiarze współczynnika pochłaniania dźwięku. Wynikają one w głównej mierze z układu foteli na widowni tworzących strukturę przestrzenną z dużą liczbą wyeksponowanych krawędzi, gdzie zjawisko dyfrakcji powoduje zwiększenie chłonności całego układu widowni w stosunku do chłonności pojedynczego fotela [14]. Badania prowadzone przez Pilcha wykazały, że pochłanianie dźwięku przez ustroje przestrzenne zależy zarówno od właściwości pochłaniających materiału z jakiego wykonano ustrój jak również od jego geometrii [15]. W salach występują zróżnicowane struktury widowni pod względem budowy foteli, gęstości ich rozmieszczenia, profilu widowni oraz układu sektorów. Ponadto wpływ na pochłanianie dźwięku foteli ma zapełnienie widzami.

W artykule zawarto opis badań laboratoryjnych pochłaniania dźwięku foteli przeznaczonych do sal koncertowych. Współczynniki pochłaniania dla układu foteli wyznaczono wg metod: Beranka, Katha i Kuhla, Nishihary oraz wg. normy ISO 354. Uzyskane wartości współczynnika pochłaniania dźwięku wykorzystano w modelu obliczeniowym do predykcji czasu pogłosu w sali koncertowej Filharmonii Podkarpackiej w Rzeszowie (FP). Przeprowadzone porównanie wartości parametrów akustycznych sali pochodzących z symulacji i pomiarów, umożliwiło wskazanie metody pomiaru współczynnika pochłaniania dźwięku foteli pozwalającej na uzyskanie najdokładniejszych wyników symulacji.

2. Metody badań foteli

Metoda pomiaru wg normy ISO 354

Obecnie najpowszechniej stosowaną metodą wyznaczania współczynnika pochłaniania dźwięku foteli jest metoda pomiaru w komorze pogłosowej wg normy ISO 354 [6]. Umożliwia ona przeprowadzenie pomiaru, maksymalnie dla około 24 foteli. Badane fotele montuje się w komorze pogłosowej, ustawiając je w rzędach. Powstały w ten sposób sektor widowni obudowuje się ramą refleksyjną o wysokości badanych obiektów, tzw. płytką studnią, w celu wyeliminowania pochłaniania dźwięku przez powierzchnie boczne. Współczynnik pochłaniania dźwięku wyznaczany jest na podstawie zmierzonej chłonności akustycznej $A_{\rm T}$ i odniesiony do pola powierzchni S_p rzutu ramy sektora na powierzchnię podłogi wg równania,

$$\alpha_s = \frac{A_T}{S_p}.$$
 (1)

Metoda ta pozwala na wyznaczenie współczynnika pochłaniania dźwięku tylko górnej powierzchni sektora bez uwzględnia wpływu pochłaniania dźwięku przez powierzchne boczne.

Metoda Katha i Kuhla (KK)

Kath i Kuhl w swoich publikacjach [16], [17] przedstawili metodę wyznaczania współczynnika pochłaniania dźwięku dla sektora widowni wraz z wyznaczeniem współczynników pochłaniania dźwięku dla powierzchni bocznych. Według tej metody, fotele montowane są w narożu komory pogłosowej.

Pomiar współczynnika pochłaniania z ramą przebiega analogicznie jak wg metody normowej, natomiast wykonywany jest jeszcze dodatkowy pomiar sektora bez ramy, co pozwala na wyznaczenie wpływu powierzchni bocznych na pochłanianie dźwięku przez widownię.



Rys. 1 Schemat zamontowania foteli w komorze pogłosowej wg metody Katha i Kuhla (KK) [12].

W metodzie tej, do obliczenia współczynnika pochłaniani układu foteli przyjmuje się pole powierzchni S_p rzutu ramy na powierzchnię podłogi skorygowane o jedną ósmą długości fali λ , jak na rys. 1.

$$S_{p} = \left(L + \frac{\lambda}{8}\right) \left(W + \frac{\lambda}{8}\right), \tag{2}$$

gdzie: L – długość sektora, W – szerokość sektora,

Wyniki uzyskane przez Katha i Kuhla zostały potwierdzone przez Daviesa [18], który przeprowadził weryfikację tej metody na podstawie badań w salach audytoryjnych.

Metoda Bradleya

Bradley w swoich pracach [19] i [20] wykazał, że współczynnik pochłaniania dźwięku sektora widowni jest liniowo zależny od ilorazu obwodu próbki do pola jej powierzchni. Uzyskane wyniki potwierdził Barron w badaniach na modelu w skali [14]. W metodzie tej wykorzystana została zależność (3) wyprowadzona wcześniej dla materiałów płaskich,

$$\alpha = \beta \left(\frac{P}{S_p}\right) + \alpha_{\infty}.$$
(3)

gdzie α jest współczynnikiem pochłaniania sektora widowni o obwodzie *P* i polu powierzchni *S_p*, β jest współczynnikiem regresji, natomiast α_{∞} jest współczynnikiem pochłaniania dźwięku powierzchni o nieskończonych wymiarach.

Jak wykazał Rubacha w swojej publikacji [21], na podstawie wartości współczynnika regresji β można wyznaczyć współczynniki pochłaniania dźwięku dla bocznych powierzchni sektora widowni.

Metoda Beranka

Zgodnie z metodą przedstawioną przez Beranka [22], współczynnik pochłaniania dźwięku widowni α_T wyznacza się na podstawie wartości czasu pogłosu sali. Czas pogłosu opisany został formułą Sabine'a (4) z uwzględnieniem poszczególnych elementów wyposażenia sali i ich współczynników pochłaniania dźwięku,

$$T = \frac{0.161V}{S_T \alpha_T + S_R \alpha_R + S_N \alpha_N + 4mV}.$$
(4)

gdzie:

V -objętość sali, m³

m – współczynnik tłumienia dźwięku przez powietrze, dB/m,

 S_T – pole powierzchni widowni w sali, m²

 α_T – współczynnik pochłaniania widowni,

 S_R – pole powierzchni ścian, sufitu, podłogi, itp., m²

 α_R – współczynnik pochłaniania ścian, sufitu, podłogi, itp.,

 S_N – pole powierzchni elementów dźwiękochłonnych, m².

 α_N – współczynnik pochłaniania elementów dźwiękochłonnych,

Według zaproponowanej metody przez Beranka pole powierzchni widowni S_T należy wyznaczyć jako sumę powierzchni zajmowanych przez poszczególne sektory widowni. W przypadku gdy krawędź sektora jest odsłonięta, wówczas należy zwiększyć jego powierzchnię o pas szerokości 0.5m przyległy do tej krawędzi, ma to na celu uwzględnienie efektu pochłaniania dźwięku przez powierzchnie boczne. Na podstawie uzyskanych wartości współczynnika pochłaniania dźwięku, Beranek wprowadził także podział foteli na bogato, średnio oraz lekko tapicerowane [23].

Metoda Nishihary

Badania przeprowadzone przez Nishiharę [12], wykazały, że współczynniki pochłaniania dźwięku wyznaczone metodami ISO oraz KK wykorzystane w modelu

obliczeniowym Beranka zawyżają obliczone wartości czasu pogłosu dla niskich częstotliwości (*f*<500Hz). Powstałe różnice wynikają z niedostatecznie rozproszonego pola akustycznego w komorze pogłosowej w trakcie pomiaru foteli. Zaproponowała więc sposób korekty współczynników pochłaniania zmierzonych wg metody KK w oparciu o rozkład prawdopodobieństwa padania fali akustycznej na powierzchnię widowni w funkcji kąta padania oraz o wartość współczynnika pochłaniania dźwięku w funkcji kąta zmierzonego w polu swobodnym. Dla większości spotykanych układów widowni w salach i większości typów foteli, dla uproszczenia można przyjąć, że pole powierzchni sektorów widowni należy zwiększyć o pasy przyległe do odsłoniętych boków sektora, o szerokości 0.9m dla częstotliwości 125Hz oraz 0.5m dla 250Hz.

3. Badania foteli

Pomiary współczynnika pochłaniania dźwięku foteli metodą wg normy ISO oraz KK wykonano w komorze pogłosowej KMiW AGH. Czasy pogłosu wyznaczone zostały metodą całkowania odpowiedzi impulsowej. Wartości współczynnika pochłaniania (ISO) α_s obliczono wg zależności z normy [6] dla pasm 1/3 oktawy, a następnie uśredniono w celu uzyskania wartości dla pasm 1/1 oktawy. Podobnie wyznaczone zostały wartości współczynników pochłaniania wg metody KK, przy czym pole powierzchni próbki obliczono ze wzoru (2). Współczynniki pochłaniania dźwięku wg metody Nishihary obliczono na podstawie współczynników pochłaniania uzyskanych wg metody KK i skorygowano je dla układu sektorów widowni w sali FP w Rzeszowie. Rzut sali z rozmieszczeniem sektorów widowni przedstawiono kolorem szarym na rys. 2.



Rys. 2 Rzut sali koncertowej FP w Rzeszowie wg modelu CATT-Acoustic v9.0a

W badaniach laboratoryjnych wykorzystano fotele, które docelowo zamontowano w sali koncertowej FP. Konstrukcję nośną badanych foteli stanowił stalowy stelaż zatopiony w piance poliuretanowej. Siedzisko oraz oparcie pokryto tkaniną poliestrową. Tył oparcia osłonięto sklejką profilowaną grubości 10mm (rys. 3).

Fotele zamontowano w komorze pogłosowej w układzie 6 foteli w 3 rzędach z zachowaniem odległości między rzędami 0.95m, co odpowiada układowi foteli zastosowanemu w sali koncertowej filharmonii. Boki próbki na czas pomiaru osłonięto płytą gipsowo-kartonową. Wymiary foteli przedstawiono na rys. 4.



Rys. 3 Widok badanych foteli, a) od przodu, b) od boku.



Rys. 4 Wymiary i usytuowanie badanych foteli.

Wartości współczynnika pochłaniania dźwięku widowni wg metody Beranka wyznaczone zostały na podstawie zależności (4). Średni współczynnik pochłaniania dźwięku dla ścian sufitu i podłogi obliczono dla wartości czasu pogłosu w sali filharmonii przed zamontowaniem foteli. Pole powierzchni widowni do obliczenia współczynnika pochłaniania wyznaczono wg opisu Beranka.

Uzyskane wartości współczynników pochłaniania dźwięku dla poszczególnych metod zawarto na wykresie (rys. 5).



Rys. 5 Zestawienie wartości współczynników pochłaniania dźwięku foteli dla Filharmonii Podkarpackiej wyznaczone różnymi metodami.

Porównanie wartości współczynników pochłaniania dźwięku wyznaczonych różnymi metodami wykazuje, że uzyskane wyniki w warunkach laboratoryjnych są niższe niż dla pomiarów przeprowadzonych w sali. Szczególnie duże różnice występują w zakresie niskich częstotliwości (f<500Hz), gdzie wynoszą ponad 0.2, natomiast dla średnich i wysokich częstotliwości (f>500Hz) wynoszą ok 0.1.

4. Wyniki symulacji czasu pogłosu

Symulacje wartości czasu pogłosu w sali koncertowej Filharmonii Podkarpackiej w Rzeszowie przeprowadzono w oparciu o model geometryczny stworzony w programie CATT-Acoustic v9.0a.

Punktem wyjścia do przeprowadzenia symulacji była walidacja modelu na podstawie średniej wartości czasu pogłosu, zmierzonej w sali przed zamontowaniem foteli. Następnie wartości współczynników pochłaniania dźwięku foteli wyznaczone w laboratorium oraz metodą Beranka w sali, zostały wykorzystane jako parametry wejściowe do modelu obliczeniowego.

Dla współczynników pochłaniania dźwięku wyznaczonych w laboratorium, sektory widowni zamodelowano jako prostopadłościenne bloki o wysokości 0.88m, co odpowiada wysokości badanych foteli. Powierzchniom bocznym przypisano współczynniki pochłaniania takie same jak dla powierzchni górnej. W przypadku symulacji dla metody Beranka widownię zasymulowano jako powierzchnię na poziomie podłogi o wymiarach sektorów, powiększoną o pas szerokości 0.5m wzdłuż wolnych krawędzi sektorów.



Rys. 6 Porównanie wartości czasu pogłosu uzyskanych z pomiaru oraz z symulacji w modelu geometrycznym (CATT-Acoustic v9.0a)

Wyniki porównania przeprowadzonych symulacji czasu pogłosu oraz wartości zmierzonej przedstawia rys. 6. Jak można zaobserwować, najbardziej zbliżone wyniki symulacji uzyskano dla wartości współczynnika pochłaniania dźwięku wyznaczonego wg metody Beranka. Dokładniejsza analiza wyników na podstawie wartości błędu względnego δ (rys. 7) wykazała, ze rozbieżności nie przekraczają 10%. Natomiast w przypadku wyników uzyskanych dla współczynników pochłaniania wyznaczonych w komorze pogłosowej największe różnice występują w zakresie niskich częstotliwości i przekraczają nawet 25%. Zaproponowana przez Nishiharę metoda korekty współczynnika pochłaniania dźwięku foteli dla niskich częstotliwości pozwala na zmniejszenie błędu do ok. 20% dla 125Hz. Dla częstotliwości powyżej 1000Hz różnice są mniejsze i dla żadnej z metod nie przekraczają 10%.



Rys. 7 Wartość błędu względnego δ dla symulowanych wartości czasu pogłosu wyznaczonych na podstawie zmierzonych współczynników pochłaniania dźwięku foteli.

5. Dyskusja i podsumowanie

Przeprowadzone badania wykazały, że w zależności od sposobu wyznaczenia współczynnika pochłaniania dźwięku foteli uzyskuje się różne wartości, a w konsekwencji przekłada się to na wyniki predykcji czasu pogłosu przy wykorzystaniu modeli zarówno statystycznych jak i geometrycznych.

Z badań wynika, że najbardziej zbliżone do zmierzonych wartości czasu pogłosu uzyskano z obliczeń dla współczynnika pochłaniania dźwięku wyznaczonego *in situ* wg metody Beranka. Potwierdza to, że modele geometryczne o stosunkowo prostym kształcie i małej chłonności, takich obiektów jak sale koncertowe, pozwalają na uzyskanie wyników zbieżnych z modelem Sabine'a stosowanym przez Beranka. Przy czym przeprowadzenie pomiarów współczynnika pochłaniania dźwięku foteli w sali w której maja zostać zamontowane ze względów praktycznych może zostać zrealizowane tylko w nielicznych przypadkach.

Z kolei obliczenia czasu pogłosu w sali wykonane z wykorzystaniem współczynników pochłaniania tych samych foteli, ale wyznaczonych znanymi metodami w komorze pogłosowej znacznie różniły sie od wartości zmierzonych. Szczególnie duże rozbieżności miedzy wartościami współczynników pochłaniania dźwieku uzyskanymi w warunkach laboratoryjnych oraz zmierzonymi w sali, zaobserwowano zakresie niskich częstotliwości. Jest to efektem małych wymiarów próbki pomiarowej mierzonej w komorze w stosunku do wymiarów pojedynczego fotela. Mała próbka nie odwzorowuje w pełni rzędowego układu foteli spotykanego w salach widowiskowych, co w przypadku przestrzennego ustroju pochłaniającego ma duże znaczenie. Według badań Nishihary [12] wpływ ma także małe rozproszenie pola akustycznego w komorze pogłosowej w zakresie niskich częstotliwości. Zaproponowana przez nią korekta współczynników pochłaniania dla niskich częstotliwości tylko cześciowo skompensowała niedoszacowanie wartości współczynnika pochłaniania. Natomiast dla wyższych czestotliwości, na powstałe różnice wpływa mniejsze rozproszone pola akustycznego w sali koncertowej. Na widownie dociera głównie dźwiek bezpośredni z kierunku sceny oraz pierwsze odbicia od sufitu i ścian bocznych. Ponadto zastosowany w sali profil widowni z przewyżka, nachylonej w kierunku sceny powoduje, że kolejne rzedy foteli są wyeksponowane na działanie fali bezpośredniej, co również powoduje zwiększenie pochłaniania dźwieku.

W celu uzyskania dokładniejszych wyników predykcji czasu pogłosu, na podstawie modeli geometrycznych uzyskanych wyników można wykorzystać wartości współczynników pochłaniania dźwięku foteli wyznaczonych przez Beranka w różnych salach. Jednak wymaga to dużego doświadczenia i wybrania wartości współczynników pochłaniania foteli o konstrukcji najbardziej zbliżonej do foteli stosowanych w danej sali. Alternatywą jest zastosowanie metody Nishihary do korekty współczynników pochłaniania wyznaczonych w komorze pogłosowej w zakresie niskich częstotliwości, niemniej procedura ta w uproszczonej wersji nie zawsze pozwala na uzyskanie zadowalającej zgodności z wynikami pomiaru.

Wobec stwierdzenia powyżej omówionych zależności, dalsze badania zmierzają ku opracowaniu uproszczonej metody szacowania współczynników pochłania dźwięku foteli w zakresie niskich częstotliwości na podstawie badań w komorze pogłosowej oraz uwzględnienie wpływu przewyżki widowni w sali na pochłanianie przez nią dźwięku.

Badania wykonano ramach w grantu dziekańskiego "Aspekty akustyczne struktur widowni w salach koncertowych". (2013

Literatura

- [1] W. Sabine. Collected papers on acoustics. Londyn, Harvard University Press (1922)
- [2] C. W. Kosten. New Method for the Calculation of the Reverberation Time of Halls for Public Assembly. Acoustica 66(16) 325-330, (1965)
- [3] L. L. Beranek. Analysis of Sabine and Eyring equations and their application to concert hall audience and chair absorption. J. Acoust. Soc. Am. 120(3), 1399-1410, (2006)
- [4] T. Kamisiński, M. Burkot, J. Rubacha, K. Brawata. Study of the effect of the orchestra pit on the acoustics of the Kraków Opera Hall, Archives of Acoustics, 34(4), 481– 490, (2009)
- [5] T. Kamisiński. Acoustic Simulation and Experimental Studies of Theatres and Concert Halls, Acta Physica Polonica A, **118**(1), 78-82, (2010)
- [6] PN-EN ISO 354:2005 Akustyka Pomiar pochlaniania dźwięku w komorze pogłosowej.
- [7] M. R. Schroeder. Binaural dissimilarity and optimum ceilings for concert halls: More lateral sound diffusion, J. Acoust. Soc. Am. 65(4), 958-963, (1979)
- [8] T. J. Cox, B.-I. L. Dalenback, P. D'Antonio, J. J. Embrechts, J.Y.Jeon, E. Mommertz, M. Vorländer. A Tutorial on Scattering and Diffusion Coefficients for Room Acoustic Surfaces, Acta Acustica united with Acustica, 92, 1-15, (2006)
- [9] T. Kamisiński, J. Rubacha, A. Pilch. The Study of Sound Scattering Structures for the Purposes of Room Acoustic Enhancement. Acta Physica Polonica A, 118(1), 83-86, (2010)
- [10] T. Kamisiński, K. Brawata, A. Pilch, J. Rubacha, M. Zastawnik. Sound Diffusers with Fabric Covering, Archives of Acoustics, 37(3), 317-322, (2012)
- [11] M. Vorländer. Prediction tools in acoustics Can we trust the PC? BNAM 2010, Bergen, Norwegia 10-12 maja (2010)
- [12] N. Nishihara, T. Hidaka, L. L. Beranek. Mechanism of sound absorption by seated audience in halls. J. Acoust. Soc. Am. 110(5), 2398-2411, (2001)
- [13] A. Kulowski. Akustyka sal. Zalecenia projektowe dla architektów. Wydawnictwo Politechniki Gdańskiej, Gdańsk (2011)
- [14] M. Barron, S. Coleman. Measurements of the absorbtion by auditorium seating A model study. Journal of Sound and Vibration, 239(4), 573-587, (2001)
- [15] A. Pilch, T. Kamisiński. The Effect of Geometrical and Material Modification of Sound Diffusers on Their Acoustic Parameters, Archives of Acoustics 36(4), 955–966, (2011)
- [16] U. Kath, W. Kuhl. Messungen zur Schallabsorption von Personen auf Ungepolsterten Stuhlen, Acustica 14, 50–55, (1964)
- [17] U. Kath, W. Kuhl. Messungen zur Schallabsorption von Polsterstühlen mit und ohne Personen, Acustica, 15, 127–131, (1965)
- [18] W. J. Davies, R. J Orlowski, Y. W. Lam. Measuring auditorium seat absorption. J. Acoust. Soc. Am. 96(2), 879-888, (1994)
 - 141

- [19] J. S. Bradley. Predicting theater chair absorption from reverberation chamber measurements. J. Acoust. Soc. Am. 91(3), 1514-1524, (1992)
- [20] J. S. Bradley. The sound absorbtion of occupied auditorium seating. J. Acoust. Soc. Am. 99(2), 990-995, (1996)
- [21] J. Rubacha, A. Pilch, M. Zastawnik. Measurements of the Sound Absorption Coefficient of Auditorium Seats for Various Geometries of the Samples. Archives of Acoustics, 37(4), 483-488, (2012)
- [22] L. L. Beranek. *Concert and Opera Halls: How They Sound*. Acoustical Society of America, Melville, NY, (1996)
- [23] L. L. Beranek, T. Hidaka. Sound absorption in concert halls by seats, occupied and unoccupied, and by the hall's interior surfaces. J. Acoust. Soc. Am. 104(6), 3169-3177, (1998)

Badania izolacyjności akustycznej budynków z wykorzystaniem hałasu lotniczego i głośnika

The study of sound insulation of buildings with the use of aircraft noise and loudspeaker

Krzysztof Rudno-Rudziński

Katedra Akustyki i Multimediów, Politechnika Wrocławska Wybrzeże Wyspiańskiego 27, 50-370 Wrocław, Poland E-mail: <u>krzysztof.rudno-rudzinski@pwr.wroc.pl</u>

Streszczenie

Różnica wartości wskaźników izolacyjności akustycznej ściany zewnętrznej, wyznaczonych przy wykorzystaniu głośnika i samolotu jako źródła sygnału pomiarowego, może wskazywać na wpływ ekspozycji budynku na hałas. Celem badań było ustalenie, czy na wartość tej różnicy wpływa także metodyka pomiaru, w szczególności zasady ekstrakcji ze zdarzenia akustycznego fragmentu wykorzystywanego do obliczeń oraz widmowe wskaźniki adaptacyjne.

Na podstawie analizy zdarzeń akustycznych zarejestrowanych w pobliżu lotniska wojskowego stwierdzono, że korzystne jest wydłużanie uwzględnianego fragmentu zdarzenia do granicy kontrolowanego i możliwego do skorygowania wpływu tła akustycznego we wszystkich pasmach częstotliwości. Stwierdzono również, że w przypadku stosowania widmowego wskaźnika adaptacyjnego, odpowiadającego widmu hałasu lotniczego, zmniejsza się różnica pomiędzy obliczonymi wskaźnikami wzorcowej różnicy poziomów dźwięku dla hałasu z samolotu i z głośnika, a także jej zmienność dla różnych budynków.

1. Wprowadzenie

Inspiracją do refleksji nad metodologią pomiarów izolacyjności akustycznej budynków oraz oceną wyników w odniesieniu do wymogów określonych przepisami stały się badania przeprowadzone na terenie obszaru ograniczonego użytkowania wokół lotniska wojskowego w Łasku.

W badaniach tych stosowano jako sygnał pomiarowy zarówno hałas lotniczy, jak i szum z głośnika. Pozwoliło to na ocenę izolacyjności badanych budynków, a także na diagnozy dotyczące dróg przenikania hałasu zewnętrznego do pomieszczeń i, w konsekwencji, opracowanie zaleceń do poprawy izolacyjności. Przeprowadzono przy tym wiele analiz zarejestrowanych sygnałów pomiarowych, mających na celu doskonalenie metodyki pomiarów.

Wymagania techniczne, dotyczące wykonywania pomiarów izolacyjności akustycznej ściany zewnętrznej są określone w Polskiej Normie z roku 1999 [1]. W perspektywie kilku

lat norma ta zostanie zastąpiona nową normą PN-EN ISO 16283-3E 02] w następstwie wprowadzenia w lipcu 2014 r. normy EN ISO 16283-3. Na lipiec roku 2014 [3] planowana jest nowelizacja normy PN-B-02151-3 [4], dotyczącej wymaganej izolacyjności akustycznej przegród budowlanych. Przedstawione w niniejszym opracowaniu wnioski stanowią element dyskusji nad powyższymi normami w zakresie odnoszącym się do pomiarów z wykorzystaniem hałasu lotniczego.

2. Wymagania akustyczne w obszarach ograniczonego użytkowania

W praktyce pomiarów izolacyjności akustycznej badania terenowe ścian zewnętrznych i stropów zwykle są wykonywane rzadziej, niż badania przegród wewnętrznych w budynkach. Jednak w ostatnich latach zagadnienie to nabrało znaczenia w związku z utworzeniem na terenie kraju obszarów ograniczonego oddziaływania (OOU) wokół lotnisk cywilnych i wojskowych. OOU tworzy się m.in. dla lotnisk, jeżeli poza ich terenem nie moga być dotrzymane standardy ochrony środowiska przed hałasem ([5] art. 135). OOU powstaje na mocy uchwały stosownego organu administracji samorzadowej. stanowiacej akt prawa miejscowego. Uchwały w sprawie utworzenia OOU zawieraja m.in. wymagania techniczne, które maja na celu zapewnienie odpowiednich warunków akustycznych w budynkach mieszkalnych. Na przykład w województwie wielkopolskim, zarówno w odniesieniu do budynków nowoprojektowanych, jak istniejących, wymaga się zapewnienia właściwego klimatu akustycznego poprzez stosowanie odpowiednich zewnętrznych przegród budowlanych [6, 7]. W województwie łódzkim wymaga się zapewnienia wymaganej izolacyjności akustycznej przegród zewnętrznych [8]. W województwie mazowieckim wymaga się zapewnienia odpowiedniej izolacyjności w odniesieniu do budynków nowoprojektowanych oraz właściwego klimatu akustycznego w odniesieniu do budynków istniejących [9, 10]. Przez odpowiednią izolacyjność akustyczną oraz właściwy klimat akustyczny rozumie się spełnienie kryteriów określonych w obowiązujących Polskich Normach, przy czym parametrem klimatu akustycznego jest poziom dźwięku A w pomieszczeniach mieszkalnych.

Niezależnie od poszczególnych zapisów, wszystkie wymagania odnoszą się do izolacyjności akustycznej bezpośrednio albo pośrednio, gdyż regulacja poziomu hałasu przenikającego do pomieszczenia przez przegrody budowlane wymaga kontrolowania ich izolacyjności. Zarówno w pracach projektowych, jak przy ocenie stanu istniejących budynków określanie izolacyjności akustycznej przegród zewnętrznych ma zasadnicze znaczenie w kontekście wymagań dla budynków zlokalizowanych w OOU.

3. Zasada pomiaru izolacyjności z wykorzystaniem hałasu lotniczego

Metody pomiarów terenowych izolacyjności akustycznej w budynkach dzielą się na dwie grupy. Metody "elementu" służą do oceny izolacyjności akustycznej właściwej elementu ściany, na przykład okna. Metody "globalne" służą do oceny różnicy pomiędzy poziomem dźwięku na zewnętrz i wewnątrz budynku dla rzeczywistego hałasu komunikacyjnego. Metoda globalna z wykorzystaniem hałasu lotniczego jest zalecana do oceny całkowitej izolacyjności akustycznej ściany zewnętrznej narażonej na hałas lotniczy.

Wyznaczanie izolacyjności akustycznej przy wykorzystaniu rzeczywistego hałasu lotniczego, jako sygnału pomiarowego w założeniu daje wyniki lepiej odzwierciedlające rzeczywistość, niż pomiary z wykorzystaniem głośnika.

Hałas lotniczy mierzony w danym punkcie składa się zwykle ze zdarzeń akustycznych, związanych z poszczególnymi operacjami lotniczymi. Dlatego izolacyjność akustyczną określa się na podstawie różnicy D_{E2m} ekspozycyjnych poziomów dźwięku na zewnątrz $L_{E1,2m}$ i wewnątrz pomieszczenia L_{E2} , przy czym poziom ciśnienia akustycznego na zewnątrz i wewnątrz jest mierzony równocześnie [1].

$$D_{E2m} = L_{E1,2m} - L_{E2} \tag{1}$$

Ekspozycyjny poziom dźwięku pojedynczego zdarzenia akustycznego zdefiniowany jest równaniem

$$L_{E} = 10 \lg \frac{1}{t_{0}} \int_{t_{1}}^{t_{2}} \frac{p^{2}(t)}{p_{0}^{2}} dt$$
(2)

w którym p(t) jest wartością chwilową ciśnienia akustycznego, $p_0 = 20 \ \mu\text{Pa}$, $t_0 = 1 \ \text{s}$, natomiast $t_2 - t_1$ jest ustalonym przedziałem czasu "wystarczająco długim do objęcia wszystkich znaczących dźwięków danego zdarzenia" [1]. Czas ten można regulować poprzez poziom odcięcia względem poziomu maksymalnego (rys. 1).

Zarówno D_{E2m} jak L_E są wyznaczane dla poszczególnych pasm 1/3 oktawowych o częstotliwości środkowej f_i : $D_{E2m} = D_{E2m}(f_i)$, $L_{E2} = L_{E2}(f_i)$.

Wymaga się przy tym, aby poziom ciśnienia akustycznego pochodzącego od ruchu lotniczego, zarówno na zewnątrz, jak wewnątrz budynku był wystarczająco duży, aby w rozpatrywanym zakresie częstotliwości tło akustyczne nie miało wpływu na wynik pomiarów.

4. Wpływ poziomu odcięcia na wynik pomiaru

W celu ustalenia, które dźwięki danego zdarzenia mogą być znaczące z punktu widzenia pomiaru D_{E2m} oraz wyznaczania jednoliczbowych wskaźników izolacyjności, wykonano przedstawione poniżej analizy sygnałów pomiarowych, zarejestrowanych podczas badań budynków na terenie OOU lotniska wojskowego w Łasku.

Jako przykładowe w niniejszym opracowaniu wybrano dwa zdarzenia o różnym odstępie sygnału od szumu, oznaczone jako 032-27 i 112-03.



Rys. 1. Poziom dźwięku A L_{A1} na zewnątrz i L_{A2} wewnątrz budynku oraz interwały o różnym poziomie odcięcia względem L_{A2max} dla zdarzenia 112-03.

Na rys. 1 przedstawiono przykładowy przebieg czasowy poziomu dźwięku A podczas przelotu samolotu F-16, zarejestrowany z mikrofonu usytuowanego w odległości 2 m od elewacji budynku. Zarejestrowany przebieg jest sekwencją wartości L_{Aj} uśrednianych w przedziałach jednosekundowych. Wykres obejmuje 120 s. Na wykresie zaznaczono interwały czasowe, w których poziom L_{A2j} wewnątrz budynku mieści się w przedziałe -10, -20, -30 i -40 dB względem wartości maksymalnej. Dla poziomu odcięcia -10 dB wyodrębniono interwał obejmujący wartość maksymalną, jest on oznaczony jako 10c. Interwał dla granicy 40 dB obejmuje cały zapis.

Przedstawione przebiegi są typowe dla hałasu samolotów F-16. Charakteryzują się występowaniem kilku maksimów lokalnych, przedzielanych znacznymi spadkami poziomu, nawet o 20 - 30 dB i więcej.

Na rys. 2 przedstawiono unormowane widma ciśnienia akustycznego (z charakterystyką częstotliwościwą analizatora LIN) w odległości 2 m od elewacji budynku dla dwóch zdarzeń akustycznych. Każde widmo (10c, 10, 20, 40) jest unormowane względem jego wypadkowego poziomu ciśnienia akustycznego.

nadawczej i odbiorczej dla wszystkich częstotliwości.


Rys. 2. Unormowane widmo ciśnienia akustycznego (LIN) na zewnątrz budynku.

W odniesieniu do zdarzenia 032-27 wpływ granic jest na poziomie zmian o 2 dB. Dla zdarzenia 112-03 w pasmach 125 i 160 Hz widmo L_{E1n} 10c dla poziomu odcięcia -10 dB ma poziom o około 5 dB mniejszy, niż pozostałe. Widać również zwiększenie poziomu widma L_{E1n} 40 dla 3150 Hz, wskazujące na wpływ tła akustycznego przy niskim poziomie odcięcia.



Rys. 3. Odstęp od tła akustycznego na zewnątrz i wewnątrz budynku (zdarzenia 112-03).

Na rys. 3 przedstawiono przykładowy przebieg częstotliwościowy stosunku sygnału do szumu (S/N), wyrażonego jako różnica ekspozycyjnego poziomu badanego zdarzenia wraz z tłem i ekspozycyjnego poziomu tła akustycznego, na zewnątrz i wewnątrz budynku, dla poszczególnych poziomów odcięcia zdarzenia 112-03. Jako odniesienie naniesiono wartość S/N zalecaną (10 dB) i graniczną (6 dB), poniżej której pomiar izolacyjności jest obarczony nieznanym wpływem tła.

Jak widać z rys. 3 największy odstęp od tła występuje dla kryterium 10c. Rozszerzanie przedziału powoduje zmniejszanie stosunku S/N. W przypadku zdarzenia 112-03 prowadzi to do obniżenia odstepu od tła poniżej wartości zalecanej 10 dB w pasmach 2500



i 3150 Hz. W przypadku zdarzenia 032-27 odstęp S/N przekraczał 30 dB po stronie nadawczej i odbiorczej dla wszystkich częstotliwości.

Rys. 4. Wartości wskaźników D_{at,E2m,nT} dla różnych poziomów odcięcia zdarzenia.

Na rys. 4 przedstawiono wartości wskaźnika ważonego wzorcowej różnicy ekspozycyjnych poziomów dźwięku, obliczone dla różnych poziomów odcięcia.

Dla zdarzenia 112-03 wartości wskaźników niemal nie zależą od poziomu odcięcia. Jedynie dla na poziomie odcięcia -10 dB, przy ograniczeniu do fragmentu obejmującego wartość maksymalną (10c), wskaźnik $D_{\rm at,E2m,nT,A2}$ zmienia się o 1 dB.

W przypadku 032-27, pomimo znacznie większego odstępu od tła, zmiany są większe. Przy poszerzaniu przedziału wartości wskaźników zwiększają się o 1 lub 2 dB.



Rys. 5. Przebiegi Dat, E2m, nT dla różnych poziomów odcięcia (zdarzenie 032-27).

Jak widać z rys. 5 przyczyną zmiany wartości wskaźników jest wzrost poziomu w zakresie dużych częstotliwości przy obniżaniu poziomu odcięcia. Obniżenie poziomu odcięcia z -10 dB na -11 dB powoduje podniesienie poziomu sygnału na zewnątrz budynku

w zakresie powyżej 1000 Hz o ponad 1 dB, co z kolei powoduje zwiększenie wartości wskaźników ważonych.

Z przedstawionych powyżej obserwacji wpływu poziomu odcięcia na widmo zdarzenia, stosunek sygnał-szum oraz wskaźniki izolacyjności wynikają następujące wnioski:

- ograniczenie zdarzenia do fragmentu 10c z maksimum przy poziomie odcięcia -10 dB może prowadzić do ograniczenia widma,
- nadmierne poszerzanie granic zdarzenia może prowadzić do istotnego wpływu tła akustycznego, szczególnie na górnym krańcu pasma,
- zmiana widma związana z poziomem odcięcia może powodować zmianę wartości wskaźników jednoliczbowych.

5. Widmo hałasu przelotów samolotów F-16

Uwzględniając powyższe wnioski, w analizie widmowej zdarzeń akustycznych zastosowano najniższy poziom odcięcia, przy którym odstęp od tła nie spada poniżej 6 dB zdarzeń akustycznych.



Rys. 6. Widma hałasu 18 przelotów F-16 i widmo średnie L1śr oraz widmo nr 2

Na rys. 6 przedstawiono 18 unormowanych widm, zmierzonych w 4 lokalizacjach dla przelotów samolotów F-16, oraz wyznaczone na ich podstawie widmo średnie $L_{1\text{śr}}$. Kształt zmierzonych widm jest zbliżony. Przebiegi odbiegające od średniej są nieliczne, przez co nie wpłynęły na ogólny kształt widma średniego. Widmo to charakteryzują się silnym spadkiem ze wzrostem częstotliwości powyżej około 1000 Hz. W pasmach 2500 i 3150 Hz poziom jest mniejszy o 20 – 25 dB, niż w zakresie częstotliwości średnich.

Dla porównania narysowano widmo nr 2 stosowane przy obliczaniu wskaźnika adaptacyjnego $C_{\rm tr}$ [11] (wszystkie widma Lin – bez korekcji). Widmo dla wskaźnika $C_{\rm tr}$ odpowiada przy największych i najmniejszych częstotliwościach ekstremalnym przebiegom zmierzonym, a w zakresie średnich częstotliwości przebiega nieco niżej, niż wartości zmierzone.

Obliczone widmo średnie z korekcją częstotliwościową A wykorzystano w dalszych analizach do obliczania widmowego wskaźnika adaptacyjnego, określonego jako C_x .

6. Zmiana wartości wskaźników w trakcie zdarzenia

Na rys. 7 przedstawiono charakterystyki odnoszące się do izolacyjności akustycznej dla zdarzenia 032-27 podzielonego na fragmenty pięciosekundowe.



Rys. 7. Zdarzenie 032-27: a) $D_{at,E2m,nT}$ dla przedziałów 5-sek na tle poziomu L_{A2} wewnątrz budynku (linia kropkowana) oraz poprawek na tło dla poszczególnych częstotliwości, b) przebiegi poziomu ciśnienia akustycznego na zewnątrz i wewnątrz budynku (1-sek), c) widma L_1 (linia ciągła) i L_2 (linia przerywana) dla przedziałów objętych ramką.

Na rys. 7 a) przedstawiono wartości wskaźników ważonych wzorcowej różnicy poziomów $D_{at,E2m,nT,A1}$, $D_{at,E2m,nT,A2}$ i $D_{at,E2m,nT,Ax}$. Jako odniesienie linią kropkowaną zaznaczono przebieg poziomu dźwięku A na zewnątrz budynku przesunięty o -45 dB), również uśredniony w przedziałach pięciosekundowych. Drugim odniesieniem na rys. 7 a) są wartości poprawki na tło akustyczne ΔL , obliczonej dla danego sygnału wraz z tłem L_{sb} i tła o poziomie L_b

$$\Delta L = 10 \lg (10^{0.1L_{sb}} - 10^{0.1L_b})$$
⁽³⁾

Jeżeli różnica L_{sb} - $L_b \le 6$ dB przyjmuje się poprawkę równą 1,3 dB, natomiast wynik pomiaru jest oznaczany jako wartość graniczna 0. Zwykle problem wpływu tła dotyczy wnętrza budynku, zwiększenie odjemnej przy obliczaniu różnicy poziomów na zewnątrz i wewnątrz budynku powoduje zaniżenie wartości różnicy. Poprawki naniesione na rysunku obliczono oddzielnie dla poszczególnych częstotliwości. Wartość poprawki równa 1,3 dB wyznaczają granice interwału, w którym nie występuje błąd pomiaru spowodowany tłem akustycznym. Jeżeli żadna poprawka nie osiągnęła 1,3 dB to pomiar nie jest obarczony wpływem tła we wszystkich pasmach. Analizując przebieg poprawek można oszacować wpływ tła na wartości wskaźników jednoliczbowych.

Na rys. 7. b) pokazano przebiegi poziomu dźwięku na zewnątrz i wewnątrz budynku, zmierzone z czasem uśredniania równym 1 s. Ramką zaznaczono przedział czasu, w którym przebieg L_{A2} nie odpowiada trendowi L_{A1} . Na rys. 7 c) przedstawiono widma ciśnienia akustycznego, odpowiadające interwałom objętym ramką.

Zdarzenie 023-27 charakteryzuje się dużym odstępem od tła akustycznego, zarówno na zewnątrz budynku, jak wewnątrz pomieszczenia. Poprawki nie sięgają granicy w przedziale 11-60 s (zaznaczonym kolorem zielonym w tab.1). Zmiany wartości wskaźników w tym przedziale można przypisać wpływowi efektów propagacyjnych fali akustycznej pomiędzy źródłem w danym jego położeniu, a mikrofonami umieszczonymi na zewnątrz budynku i wewnątrz badanego pomieszczenia.

W ramce na rys. 7 b) można zaobserwować chwilowy skok poziomu na zewnątrz budynku, któremu nie towarzyszy odpowiedni przyrost wewnątrz budynku. Obydwa przebiegi są w podobny sposób "ząbkowane", co wskazuje na efekty propagacyjne jako przyczynę różnicy. Gdyby wzrost L_1 był spowodowany impulsem tła akustycznego, to powinien on także uwidocznić się wewnątrz budynku.

Analiza widmowa sygnałów L_1 i L_2 w rozpatrywanym przedziale czasowym (rys. 7 b) wykazała, że zwiększenie poziomu w przedziale 16-20 s wewnątrz budynku było mniejsze, niż na zewnątrz w zakresie od około 800 Hz wzwyż. Niezależnie od przyczyny takiego zachowania, jego skutkiem jest zwiększenie wartości wskaźników z rodziny $D_{at,E2m,nT}$ w wyniku zwiększenia L_1 w stosunku do L_2 .

W tabeli 1 przedstawiono wartości wskaźników $D_{at,E2m,nT}$ dla poszczególnych przedziałów pięciosekundowych oraz odchylenia standardowe dla różnolicznych próbek. Podano w niej wartości wskaźników ważonych wzorcowej różnicy ekspozycyjnych poziomów dźwięku dla hałasu lotniczego z uwzględnieniem widmowych wskaźników adaptacyjnych *C* i C_{tr} według EN-ISO 717-1 0 i z uwzględnieniem wskaźnika C_x obliczonego na podstawie pomiarów średniego widma samolotów F-16. Odch. st. 1 obejmuje wszystkie wartości z tabeli, natomiast odch. st. 2 wartości zaznaczone kolorem zielonym, dla których wpływ tła mógł został w pełni skorygowany.

Najmniejsze odchylenie standardowe maja wskaźniki obliczone dla zmierzonego widma samolotów, zarówno dla wszystkich przedziałów 5-sek., jak po odrzuceniu

przedziałów z możliwym wpływem tła. Uwzględniono w tym również przedział 16-20 s, zwiększający odchylenie standardowe. Bez tego przedziału odchylenie standardowe dla $D_{\text{at,E2m,nT,Ax}}$ zmniejsza się do 1,9 dB.

	01-05	06-10	11-15	16-20	21-25	26-30	31-35	36-40	41-45	46-50	51-55	56-60	61-65	02-99	71-75	76-80	81-85	06-98	odch.st.1	odch.st.2
D _{at,E2m,nT,A1}	30	24	27	34	28	27	31	28	29	26	30	31	28	27	26	26	17	18	4,2	2,4
D _{at,E2m,nT,A2}	33	28	27	35	30	28	30	28	29	25	28	32	29	27	28	26	20	19	3,9	2,8
D _{at,E2m,nT,Ax}	35	31	29	35	31	29	29	30	30	28	28	31	29	29	30	28	22	21	3,5	2,1

Tabela 1. Wartości wskaźników jednoliczbowych i ich odchylenie standardowe

Przedział o dobrym odstępie od tła obejmuje około 50 s. W tym czasie samolot F-16 pokonuje drogę powyżej 5 km, czemu towarzyszy zmiana parametrów propagacji fali akustycznej do punktu obserwacji. Pomimo tego, w wartości wskaźników dla kolejnych przedziałów 5-sek. nie zmieniają się znacznie.



Na rys. 8 przedstawiono analogiczne charakterystyki dla zdarzenia 112-03.

Rys. 8. Charakterystyki zdarzenia 112-03, wartości $D_{at,E2m,nT}$ dla przedziałów 5-sek na tle poziomu L_{A2} wewnątrz budynku (linia kropkowana) oraz poprawek na tło dla poszczególnych częstotliwości.

W tabeli 2 przedstawiono wartości wskaźników $D_{at,E2m,nT}$ dla zdarzenia 112-03 oraz odchylenia standardowe. W tym przypadku przedział bez wpływu tła obejmuje interwał czasowy 25 s, odpowiadający pierwszej części zdarzenia o wysokich poziomach dźwięku.

W drugim obszarze zwiększonego poziomu, pomiędzy sekundą 56. i 75., wartości wskaźników są o około 4 dB mniejsze, niż w pierwszej części. W tym obszarze w paśmie 3150 Hz występuje zbyt mały odstęp od tła, lecz nie jest możliwe, aby spowodowało to zmianę wskaźników o 4 dB. Z tego powodu wartości te można uznać za poprawne.

W pierwszym fragmencie zdarzenia 112-03 odchylenia standardowe wskaźników (kolor zielony) są mniejsze, niż w drugim (kolor pomarańczowy), lecz w obydwu przypadkach wskaźniki $D_{\rm at,E2m,nT,Ax}$ (obliczone dla C_x) mają mniejsze odchylenie standardowe, niż $D_{\rm at,E2m,nT,A2}$.

	01-05	06-10	11-15	16-20	21-25	26-30	31-35	36-40	41-45	46-50	51-55	56-60	61-65	02-99	71-75	76-80	81-85	86-90	odch.st.	odch.st.
D _{at,E2m,nT,A1}	30	30	35	34	34	34	34	33	24	26	25	26	26	31	27	28	25	24	0,4	2,4
D _{at,E2m,nT,A2}	30	31	35	33	33	32	32	31	24	26	24	27	27	30	28	27	25	25	0,8	1,4
D _{at,E2m,nT,Ax}	31	33	34	32	32	31	32	31	24	27	24	30	29	31	29	30	27	27	0,5	1,0

Tabela 2. Wartości wskaźników jednoliczbowych i ich odchylenie standardowe (112-03)

7. Porównanie wyników z hałasem samolotów i z głośników

Wartości wskaźników izolacyjności wyznaczonych z pomiarów z wykorzystaniem głośnika i samolotu jako źródła sygnału zwykle nie są jednakowe. W tabeli 3 podano wartości różnicy wskaźnika wzorcowej różnicy poziomów dla sygnału z głośnika i sygnału-hałasu lotniczego, z uwzględnieniem widmowych wskaźników adaptacyjnych C, $C_{\rm tr}$ i $C_{\rm x}$, dla 14 pomieszczeń w lokalizacjach na terenie OOU w Łasku. W ostatniej kolumnie podano odchylenie standardowe próbki.

Tabela 3. Różnica wartości wskaźnika wzorcowej różnicy poziomów dla sygnału z głośnika $D_{ls,2m,nT,A}$ i hałasu lotniczego $D_{at,E2m,nT,A}$.

	032a	032b	035	037	094pa	094pi	100a	101	112po-a	112pa-a	128	129pa	129pi	160	odch.st.
$D_{1s,2m,nT,A1}$ - $D_{at,E2m,nT,A1}$	4	2	3	2	4	0	8	7	3	4	1	7	4	2	2,3
$D_{\rm ls,2m,nT,A2}$ - $D_{\rm at,E2m,nT,A2}$	2	1	2	-1	2	0	2	2	3	2	2	2	2	0	1,1
$D_{\rm ls,2m,nT,Ax}$ - $D_{\rm at,E2m,nT,Ax}$	1	0	3	-1	1	0	0	0	2	1	1	0	2	-1	1,2

Wyniki pomiarów dotyczą pomieszczeń o różnych relacjach transmisji hałasu przez ściany, okna, stropodach, okna połaciowe i o zmierzonych wartościach wzorcowych różnic poziomów od 24 do 44 dB.

Jak wynika z tabeli, tylko w trzech przypadkach wartości zmierzone z głośnikiem są mniejsze, niż zmierzone z samolotem. Wynik dla pomiarów z głośnikiem jest wyższy, niż przy hałasie lotniczym o 2,6 dB dla *C*. Najmniejsze różnice wyników dla głośnika

i samolotu występują przy zastosowaniu wskaźnika C_x , zaproponowanego w niniejszym opracowaniu - średnio o 0,8 dB. Dla C_{tr} średnia różnica wynosi 1,4 dB. Rozrzut wartości różnicy, mierzony odchyleniem standardowym, jest o połowę mniejszy, gdy stosowane są wskaźniki C_{tr} i C_x , niż dla C.

Na rys. 9 przedstawiono typowe przebiegi wzorcowej różnicy poziomów zmierzonej przy wykorzystaniu głośnika i hałasu lotniczego. Pomieszczenie 32-1 ma okno z PVC z szybą zespoloną. Zmniejszenie D_{at} powyżej 1000 Hz jest typowe w takich przypadkach, wskazuje na występowanie innej istotnej drogi transmisji, niż przez okno, lub na ekranowanie mikrofonu zewnętrznego. Pomieszczenie 32-2 ma nieszczelne okno drewniane, zespolone. Spadek izolacyjności przy dużych częstotliwościach jest taki sam dla obydwu sygnałów, wskazuje na okno jako dominującą drogę przenoszenia hałasu. Pomieszczenie 112-podd znajduje się na poddaszu, ma okna połaciowe, stropodach jest nachylony, głośnik na poziomie terenu. Stropodach jest lepiej eksponowany na sygnał z samolotu, niż z głośnika, z którego dźwięk pada na stropodach pod kątem znacznie większym, w wyniku czego w prawie całym paśmie pomiar wykazuje większą izolacyjność dla głośnika.



Rys. 9. Przykłady wzorcowej różnicy poziomów zmierzonej przy wykorzystani głośnika i hałasu lotniczego.

9. Podsumowanie i wnioski

Porównanie izolacyjności akustycznej ścian zewnętrznych i stropodachu zmierzonej przy wykorzystaniu, jako sygnału pomiarowego, szumu z głośnika i hałasu lotniczego umożliwia sformułowanie hipotez dotyczących dróg przenikania hałasu do wnętrza budynku. Jednak porównanie takie wymaga uwzględnienia wielu czynników, mogących mieć wpływ na wyniki obydwu pomiarów.

W odróżnieniu od pomiarów z głośnikiem, przy pomiarach z wykorzystaniem hałasu

samolotów źródło sygnału przemieszcza się, a jego położenie w czasie zwykle nie jest zdefiniowane, wytwarzany sygnał może się zmieniać w wyniku zmian ciągu silników i prędkości samolotu, miejsce pomiaru może być ekranowane od źródła. Badaniu podlega zdarzenie akustyczne, towarzyszące operacji lotniczej (start, lądowanie, przelot itp.), które jest praktycznie niepowtarzalne, w przeciwieństwie do pomiaru z głośnikiem.

Wykonano analizy zdarzeń akustycznych towarzyszących operacjom samolotów F-16 w pobliżu lotniska. Porównano zdarzenia różniące się wielkością odstępu poziomu ciśnienia akustycznego od tła akustycznego.

Stwierdzono, że korzystne jest wydłużanie przedziału czasowego zdarzenia uwzględnianego w obliczeniach izolacyjności do granicy kontrolowanego i możliwego do skorygowania wpływu tła akustycznego we wszystkich pasmach częstotliwości.

Obliczono średnie widmo dla zdarzeń akustycznych zdefiniowanych zgodnie z powyższą zasadą i stwierdzono, że odbiega ono od widma stosowanego przy obliczaniu widmowego wskaźnika adaptacyjnego C_{tr} .

Dokonano podziału zdarzeń akustycznych na interwały pięciosekundowe i zbadano w każdym z nich odstęp od tła dla wszystkich pasm 1/3-oktawowych. Obliczono jednoliczbowe wskaźniki wzorcowej różnicy poziomów dla widmowych wskaźników adaptacyjnych C, $C_{\rm tr}$ i wskaźnika C_x , utworzonego na podstawie wyznaczonego widma średniego. Stwierdzono, że zmienność wskaźników $D_{\rm nT,Ax}$ jest mniejsza, niż pozostałych.

Wartości wskaźników ważonych wzorcowej różnicy poziomów dla hałasu z głośnika są zwykle większe, niż dla hałasu samolotów. Różnice pomiędzy wartościami tych wskaźników są jednak mniejsze w przypadku stosowania do ich wyznaczania widmowego wskaźnika adaptacyjnego C_x , odpowiadającego widmu badanych samolotów, niż dla wskaźników C i C_x . Odchylenie standardowe tych różnic dla C_{tr} o C_x jest niemal identyczne, znacznie mniejsze, niż dla C_t .

Wyniki przedstawione w pracy wyniki mają charakter przykładowy, jako ilustracja określonych zjawisk i zależności. Widmo do obliczania wskaźnika C_x powinno być oparte na szerszej reprezentacji wyników pomiarów. Zasadniczy wniosek z badań dotyczy dopuszczenia do stosowania, przy ustalaniu i ocenie izolacyjności akustycznej przegród budowlanych, widmowych wskaźników adaptacyjnych odpowiadających rzeczywistemu widmu hałasu docierającego do przegrody.

Literatura

[1] PN-EN ISO 140-5:1999. Akustyka. Pomiar izolacyjności akustycznej w budynkach i izolacyjności akustycznej elementów budowlanych. Pomiary terenowe izolacyjności akustycznej od dźwięków powietrznych ściany zewnętrznej i jej elementów (1999).

[2] <u>http://www.cen.eu/cen/Sectors/TechnicalCommitteesWorkshops/CENTechnicalCommittees/Pages/WP.aspx?param=6108&title=Acoustic%20properties%20of%20building%20elements%20and%20of%20buildings (2013.07.04)</u>

[3] <u>https://pzn.pkn.pl/kt/?pid=ppnlp&id=253&ss=0&back=kt#9000284758</u> (2013.07.04)

[4] PN-B-02151-3:1999. Akustyka budowlana. Ochrona przed hałasem w budynkach – Izolacyjność akustyczna przegród w budynkach oraz izolacyjność akustyczne elementów budowlanych. Wymagania.

[5] Ustawa z dn. 27.04.2001 r. Prawo ochrony środowiska, Dz. U. nr 62, poz. 627 (2001).
[6] Rozporządzenie Wojewody Wielkopolskiego nr 82/03 z dnia 17 grudnia 2003 r. w sprawie utworzenia obszaru ograniczonego oddziaływania dla lotniska wojskowego Poznań – Krzesiny w Poznaniu, Dz. Urz. Woj. Wlkp. nr 200 poz. 3873 (2003).

[7] Uchwała nr XVIII/302/12 Sejmiku Województwa Wielkopolskiego z dnia 30 stycznia

2012 r. w sprawie utworzenia obszaru ograniczonego oddziaływania dla lotniska Poznań – Lawica w Poznaniu, Dz. Urz. Woj. Wlkp. poz. 961 (2012).

[8] Uchwała nr LI/1469/10 Sejmiku Województwa Łódzkiego z dnia 9 lutego 2010 r. w sprawie utworzenia obszaru ograniczonego użytkowania dla lotniska wojskowego Łask, Dziennik Urzędowy Województwa Łódzkiego nr 88 poz. 689 (2010).

[9] Uchwała nr 76/11 z dnia 20 czerwca 2011 roku w sprawie utworzenia obszaru ograniczonego użytkowania dla Portu Lotniczego im. Fryderyka Chopina w Warszawie, Dz. Urz. Woj. Maz. nr 128 poz. 4086 (2011).

[10] Uchwała nr 139/12 z dnia 25 czerwca 2012 roku w sprawie utworzenia obszaru ograniczonego użytkowania dla Portu Lotniczego Warszawa - Modlin w Nowym Dworze Mazowieckim, Dz. Urz. Woj. Maz. nr 4944 (2012).

[11] PN-EN ISO 717-1:1999 + A1:2006: Akustyka. Ocena izolacyjności akustycznej w budynkach i izolacyjności akustycznej elementów budowlanych. Izolacyjność od dźwięków powietrznych (1999, 2006).

AKUSTYKA FIZYCZNA

Analiza modalna pola akustycznego falowodu cylindrycznego, możliwych źródeł błędu i ich wpływu na zgodność z modelem teoretycznym.

Modal Analysis of the Cylindrical Waveguide Acoustic Field, Possible Sources of Error and its Effect on Consistency with the Theoretical Model

Łukasz Gorazd

AGH Akademia Górniczo-Hutnicza, Wydział Inżynierii Mechanicznej i Robotyki, Katedra Mechaniki i Wibroakustyki, al. A. Mickiewicza 30, 30-059 Kraków, E-mail: gorazd@agh.edu.pl

Streszczenie

Badania pola akustycznego wewnątrz falowodu miały na celu określenie jakościowe i ilościowe jego struktury modalnej oraz sprawdzenie zgodności wyników pomiarów z założeniami teoretycznymi modelu cylindrycznego falowodu sztywnego poprzez rozwiązanie zagadnienia odwrotnego. Prezentowane wyniki rozkładu ciśnienia wewnątrz falowodu, uzyskane po dalszej modyfikacji stanowiska pomiarowego wskazują na modalny, a więc zgodny z modelem teoretycznym, charakter pola. Dla pobudzenia osiowosymetrycznego uzyskano znaczne zmniejszenie odstępstwa rozkładu ciśnienia akustycznego od spodziewanej symetrii osiowej. Przeprowadzono analizę zgodności uzyskanych wyników pomiarów z przewidywaniami modelu teoretycznego oraz wpływu najbardziej prawdopodobnych źródeł błędów na błąd całkowity metody.

1) Wstęp

Tematem pracy jest analiza porównawcza pomiarów pola akustycznego wewnątrz falowodu na podstawie wyników obliczeń numerycznych. Obliczenia numeryczne wykazują dużą wrażliwość zmian pola akustycznego na dokładność pozycjonowania mikrofonu. Podczas wykonywania pomiarów największą trudnością jest spełnienie założeń teoretycznych modelu [1] oraz skonstruowanie układu dokładnie pozycjonującego mikrofon pomiarowy wewnątrz falowodu [2].

Wyniki pomiarów pozwalają na weryfikację przyjętego modelu teoretycznego oraz jego ewentualne rozszerzenie poprzez uwzględnienie zjawisk, które dotychczas były pomijane – na przykład odstępstwa od założenia o idealnie sztywnej powierzchni badanego falowodu [1]. Znajomość rozkładu pola akustycznego wewnątrz falowodu pozwoli na dokładniejsze modelowanie hałasu propagującego się wewnątrz, a także hałasu emitowanego poprzez otwarty wylot ustrojów o symetrii falowodu cylindrycznego [3,4].

Wyniki tego modelowania znajdują zastosowanie w projektowaniu aktywnych i pasywnych układów redukcji hałasu w systemach klimatyzacyjnych, wentylacyjnych i grzewczych jak i silników samolotowych umieszczonych w obudowach cylindrycznych [4,5,6].

W artykule zaprezentowano wyniki dotyczące propagacji fali płaskiej oraz wyższych modów besselowskich poprzez odpowiedni dobór częstotliwości pobudzenia. Przedstawiono także stanowisko pomiarowe oraz kolejne etapy jego modyfikacji służące uzyskaniu możliwie najdokładniejszych wyników. Przeprowadzono również analizę możliwych źródeł błędu oraz ich wpływu na zgodność otrzymanych wyników z wynikami teoretycznymi.

2) Podstawy teoretyczne

Analizie podlegały dwa rodzaje sztywnego falowodu, odpowiadające modelom matematycznym falowodu: półnieskończonego oraz nieskończonego [1]. Falowód nieskończony to taki, w którym nie powstają fale odbite – propaguje się w nim jedynie fala wytworzona przez źródło. Praktyczna realizacja falowodu nieskończonego polega na zatkaniu obydwu zakończeń falowodu materiałem silnie pochłaniającym dźwięk tworząc tak zwane zakończenie bezechowe. W falowodzie półnieskończonym zachodzi odbicie fali od otwartego końca falowodu, więc fala padająca może interferować z falą odbitą, a ponadto na otwartym końcu dochodzi do dyfrakcji fali na krawędzi. W falowodzie półnieskończonym istnieje tylko jedno zakończenie bezechowe – od strony źródła dźwięku.

Ciśnienie akustyczne p(r,t) pojedynczego modu fali padającej wewnątrz falowodu nieskończonego można określić zapomocą rozwiązania równania Helmholtza [1],

$$\Delta p(\vec{r},t) + k^2 p(\vec{r},t) = 0, \qquad (1)$$

gdzie: $k = \omega c$ – liczba falowa, uwzględniając warunek brzegowy znikania składowej normalnej prędkości drgań na powierzchni falowodu $v_{n|\Sigma} = 0$.

Ciśnienie modu o indeksach (m,n) we współrzędnych cylindrycznych ma postać:

$$p_{mn}^{inc}(\vec{r},t) = A_{mn}e^{im\varphi}J_m\left(\frac{\mu_{mn}\rho}{a}\right)e^{i(\gamma_{mn}z-\omega t)},$$
(2)

gdzie: $\gamma_{mn} = \sqrt{k^2 - \frac{\mu_{mn}^2}{a^2}} = \frac{1}{a}\sqrt{(ka)^2 - \mu_{mn}^2}$ – podłużna liczba falowa, A_{mn} – amplituda

zespolona modu (m,n), m – indeks obwodowości modu, n – indeks radialności modu, a – promień falowodu, J_m – funkcja Bessela rzędu m, μ_{ml}/a – poprzeczna liczba falowa, μ_{ml} – l-ty pierwiastek pochodnej funkcji Bessela J_m , $J_m'(\mu_{ml})=0$. Z postaci wzoru (2) wynika, że liczba modów, które mogą się propagować w falowodzie zależy od iloczynu liczby falowej k i promienia falowodu a, czyli tzw. częstości zredukowanej ka [1].

W falowodzie półnieskończonym ciśnienie akustyczne wewnątrz ustroju jest sumą modów, które składają się na falę padającą i falę odbitą od otwartego końca falowodu. Dodatkowo zjawisku odbicia fali towarzyszy zjawisko transformacji modów przy zachowaniu tego samego indeksu obwodowości m modu. Dzięki temu możliwe jest zjawisko interferencji a także powstawanie fali stojącej. Ciśnienie akustyczne wynikowe wewnątrz falowodu półnieskończonego można wyrazić jako [1]:

$$p_{mn}(\rho, \varphi, z) = A_{mn}e^{im\varphi} \left[\frac{J_m \left(\mu_{mn} \frac{\rho}{a}\right)}{J_m(\mu_{mn})} e^{i\gamma_{mn}z} + \sum_{n=1/0}^{N_m} R_{mln} \frac{J_m \left(\mu_{ml} \frac{\rho}{a}\right)}{J_m(\mu_{ml})} e^{-i\gamma_{ml}z} \right], \quad (3)$$

gdzie: R_{mln} – współczynnik transformacji/odbicia modu padającego (*m*,*n*) w mod (*m*,*l*), pozostałe oznaczenia – jak wyżej.

W praktyce bardzo skomplikowane jest uzyskanie pobudzenia falowodu pojedynczym dowolnym modem [4,6,7], dlatego też analizując zjawiska w falowodzie dla częstotliwości, przy których mogło się propagować wiele modów (ich częstotliwości odcięcia były niższe od częstotliwości pobudzenia) zakładano pobudzenie wielodomowe [1,8]. Całkowite ciśnienie w takim przypadku wyraża się wzorem:

$$p^{tot} = \sum_{m,n} p_{mn},\tag{4}$$

Na podstawie pomiarów rozkładów pola akustycznego wewnątrz falowodu uzyskanych dla różnych przekrojów poprzecznych przeprowadzono analizę ich zgodności z przewidywaniami teoretycznymi modelu. Z kolei ze znajomości rozkładu wartości zespolonych ciśnienia akustycznego, rozwiązując tzw. zagadnienie odwrotne [9] określono stopień zgodności pomiarów z obliczeniami teoretycznymi.

3) Opis stanowiska pomiarowego

Analizy numeryczne rozkładu pola akustycznego wewnątrz falowodu a także wstępne pomiary wykazały konieczność bardzo dokładnego pozycjonowania mikrofonu [2]. Wysoką precyzję pozycjonowania mikrofonu podczas wykonywania pomiarów uzyskano dzięki zastosowaniu układu sterującego składającego się z silnika krokowego oraz stołu obrotowego z możliwością sterowania przez port szeregowy RS232. Do silnika krokowego przymocowano pręt znajdujący się w rurce, zwanej dalej ramieniem pomiarowym, którą połączono z korpusem głowicy pomiarowej. Dzięki zastosowaniu przekładni zębatych możliwa była zamiana ruchu obrotowego pręta na liniowy ruch mikrofonu wzdłuż promienia falowodu. Zadbano o uzyskanie możliwie najmniejszych rozmiarów głowicy (rysunek 1).



Rysunek 1. Schemat głowicy pomiarowej wraz z mikrofonem

Elementy układu pomiarowego tj. głowica i mikrofon obracane były za pomocą ramienia pomiarowego względem osi falowodu poprzez stół obrotowy AF-01. W celu eliminacji

ugięcia ramienia pomiarowego zastosowano niewielki stabilizator pozycjonujący ramię wzdłuż osi falowodu.

Przedstawiony sposób pozycjonowania zapewniał pomiar na siatce punktów rozmieszczonych z zadowalającą dokładnością na wybranym przekroju pomiarowym. Cały proces pomiarowy (pozycjonowanie oraz wykonywanie pomiarów) został zautomatyzowany dzięki oprogramowaniu, które zostało napisane w środowisku MATLAB. Schemat układu pomiarowego przedstawiono na rysunku nr 2.



Rysunek 2. Schemat układu pomiarowego

Badany był falowód o średnicy *a*=77mm i długości *L*=2m. Pobudzenie zrealizowano za pomocą małego głośnika szerokopasmowego umieszczonego osiowosymetrycznie na jednym z końców falowodu. Przestrzeń pomiędzy głośnikiem i powierzchnią falowodu wypełniona została wełną mineralną o grubości 10cm tworząc zakończenie bezechowe.

W przypadku pomiarów wewnątrz falowodu odpowiadającego matematycznemu modelowi falowodu nieskończonego [1], również drugi koniec falowodu został zamknięty analogicznym zakończeniem bezechowym. Przemieszczenie mikrofonu wzdłuż promienia odbywało się z rozdzielczością 5mm, natomiast ruch obrotowy mikrofonu z rozdzielczością 5^0 . Pomiary wykonano w trzech płaszczyznach przekroju poprzecznego. Generowanym sygnałem pomiarowym były pojedyncze częstotliwości, dobrane tak, aby między dwoma kolejnymi badanymi częstotliwości generowanego sygnału: 800 Hz ($ka \approx 1,13$), 1730 Hz ($ka \approx 2,44$), 2440 Hz ($ka \approx 3,44$), 2850 Hz ($ka \approx 4,02$), 5500 Hz ($ka \approx 7,76$). Źródło dźwięku, w tym przypadku głośnik, był umieszczony w falowodzie osiowosymetrycznie, a zatem przy idealnym układzie pomiarowym powinny być obserwowane tylko mody o takiej samej symetrii, czyli o indeksach (0, *n*).

Badania przeprowadzono w warunkach pola swobodnego, w dużej komorze bezechowej Katedry Mechaniki i Wibroakustyki AGH, w ramach grantu nr 2011/03/B/ST8/05042. Zmontowany układ pomiarowy podczas wykonywania pomiarów widoczny jest na rysunku nr 3.



Rysunek 3. Stanowisko pomiarowe podczas wykonywania pomiarów w dużej komorze bezechowej KMiW AGH

4) Wyniki pomiarów

Skonstruowane stanowisko pozwoliło przeprowadzić szereg eksperymentów, których wyniki przedstawione są na rys. 4, dla wszystkich generowanych częstotliwości sygnału pomiarowego, uzyskane dla przekroju pomiarowego w odległości z = 52cm od krawędzi wylotu falowodu.









Rysunek 4. Wyniki pomiarów dla częstotliwości pobudzenia: 800 Hz ($ka \approx 1,13$), 1730 Hz ($ka \approx 2,44$), 2440 Hz ($ka \approx 3,44$), 2850 Hz ($ka \approx 4,02$), 5500 Hz ($ka \approx 7,76$) falowodu nieskończonego odpowiednio (a, c, e, g, i) oraz półnieskończonego odpowiednio (b, d, f, h, j)

Wyniki pomiarów dla pobudzenia częstotliwościa 800 Hz (ka \approx 1,13), dla której zgodnie z teorią należało się spodziewać jedynie propagacji fali płaskiej (0,0) [1], pokazują stały poziom ciśnienia akustycznego na całym przekroju poprzecznym falowodu. Ewentualne różnice sa bardzo małe i można je pominąć. Kolejne wykresy przedstawiają pomiary dla częstotliwości pozwalającymi także na propagację kolejnych dwóch modów niesymetrycznych (1,1) i (2,1), o czestotliwościach odciecia niższych niż czestotliwość odcięcia kolejnego modu symetrycznego – (0,1). Można tu zauważyć różnice w rozkładzie poziomu ciśnienia akustycznego od 1 do 3 dB. W teori przy spełnieniu założenia osiowo symetrycznego pobudzenia mody niesymetryczne nie powinny się w ogóle wzbudzić. W przypadku falowodu półnieskończonego wkład modów niesymetrycznych jest większy niż w przypadku falowodu nieskończonego ze względu na transformację i odbicie modów od otwartego wylotu [1]. Reasumując, na przedstawionych wykresach (rysunek 4, c-f), można zauważyć w niewielkim stopniu wzbudzenie się modów niesymetrycznych, co przy osiowo symetrycznym pobudzeniu nie powinno mieć miejsca. Pewien wkład do zmierzonego ciśnienia akustycznego, pochodzacy od tych modów niesymetrycznych jest również widoczny podczas badania pobudzenia wyższymi czestotliwościami (por. rys. 4, gj).

5) Wyznaczenie amplitud poszczególnych modów

Chcąc określić stopień zgodności przeprowadzonych pomiarów z wynikami teoretycznymi rozwiązano zagadnienie odwrotne [9], co pozwoliło porównać dopasowanie zmierzonego rozkładu ciśnienia akustycznego z teoretycznym. Poniżej prezentowane jest to dopasowanie dla modu (0,1) wzdłuż znormalizowanego promienia ($\rho = r/a$) metodą minimalno kwadratową [10].







Analizując przedstawiony wykres można zauważyć, że krzywa przedstawiająca rozkład wzdłuż promienia odpowiadająca analizowanemu modowi (0,1) w dwóch punktach przekracza przedziały maksymalnego odchylenia od średniej wynoszczące $2\sigma = 0.95$ oraz $3\sigma = 0.99$. Okazuje się że lepsze dopasowanie uzyskamy przy założeniu, że w falowodzie

propaguje się także kolejny mod osiowosymetryczny czyli (0,2), czego jednak nie przewiduje teoria [1], gdyż jego częstość odcięcia jest wyższa od analizowanej częstości pobudzenia (rysunek 5). Inny sposób analizy rozkładu amplitud poszczególnych modów polega na takim ich

dopasowaniu, by zminimalizować bład wyznaczenia energii/mocy fali propagującej sie w falowodzie. Moc jest całka po powierzchni falowodu z nateżenia pola akustycznego Р

$$=\int Ids,$$
 (5)

gdzie $I = pv_z$ a zatem ze wzoru na ciśnienie poszczególnych modów falowodowych (por. równ. 2) i predkość normalna

$$v_{z,mn} = \left(\frac{-1}{i\omega\rho_0}\right)\frac{\partial p}{\partial z}$$
(6)

widać, że w wyrażeniu na moc pojawią się całki po powierzchni falowodu z iloczynu funkcji Bessela [1]. Jeżeli w falowodzie może się propagować równocześnie kilka dozwolonych ze względu na częstości odcięcia ω_{odc} modów falowych to energia sumy modów jest równa sumie energii poszczególnych modów. Na ogół energia nie jest wielkością addytywną jednak w omawianym przypadku powodem addytywności jest przedstawiony poniżej warunek ortogonalność funkcji Bessela [1].

$$\int_{0}^{a} J_{m}\left(\mu_{mn}\frac{\rho}{a}\right) J_{m'}\left(\mu_{m'n'}\frac{\rho}{a}\right) \rho d\rho d\varphi \sim \delta_{mn'}\delta_{nn'}$$
(7)

Warunek ten pozwala na wyznaczenie amplitud poszczególnych modów w pobudzeniu wielomodowym, które w sposób najlepszy z możliwych przybliżają propagującą się w falowodzie energię/moc fali [11]. Dlatego ten sposób szukania dopasowania między wynikami pomiarów i teorią jest optymalny ze względów energetycznych.



Rysunek 6. Dopasowanie rozkładu ciśnienia akustycznego modu (0,1) uzyskane z pomiarów i obliczeń teoretycznych wykorzystując ortogonalność funkcji Bessela, (*) pomiary, (•) - teoria

Również w tym przypadku wystarczająco dobre dopasowanie do otrzymanego z pomiarów rozkładu ciśnienia akustycznego uzyskamy przy założeniu, że w falowodzie propaguje się także kolejny mod osiowo symetrycznym czyli (0,2) (rysunek 6).

6) Opis metod analizy źródeł błędów

Powodów niedokładności otrzymanych wyników pomiarowych z wynikami teoretycznymi może być wiele. Między innymi zastosowane w stanowisku pomiarowym zakończenie bezechowe nie całkowicie pochłania propagujące się w falowodzie fale powodując ich częściowe odbicie. Ponadto, część energii przedostaje się do struktury falowodu i propaguje się w materiale powodując jego odkształcenia, a więc zmianę geometrii przekroju poprzecznego. Fale propagujące się w strukturze są emitowane do wewnątrz i wpływają na fale propagujące się w falowodzie. Nieosiowość, sposób pobudzenia oraz niedokładność pozycjonowania mikrofonu również może wpływać na otrzymane błędy.

Przeprowadzono dodatkowo symulacje komputerowe obrazujące zmiany amplitudy ciśnienia akustycznego oraz fazy spowodowane nieosiowosymetrycznym położeniem źródła z przesunięciem wynoszącym 2mm względem osi. Wyniki symulacji przedstawiono na rysunkach 7 i 8.



Rysunek 7. Zmiana amplitudy spowodowana nieosiowosymetrycznym położeniem źródła (przesunięcie 2mm względem osi)



Rysunek 8. Zmiana fazy spowodowana nieosiowosymetrycznym położeniem źródła (przesunięcie 2mm względem osi)

Chcąc uzyskać za pomocą pomiarów możliwie najdokładniejsze odwzorowanie teoretycznego rozkładu ciśnienia akustycznego wewnątrz falowodu poddano stanowisko pomiarowe dalszej modyfikacji.

7) Modyfikacja stanowiska pomiarowego

Modyfikacja obecnego stanowiska pomiarowego może polegać na rezygnacji z wykonywania wszystkich ruchów pozycjonujących mikrofon przez elementy połączone z tymże przetwornikiem. Ruch obrotowy względem osi falowodu będzie wtedy realizowany po stronie pobudzenia, co pozwoli na zwiększenie dokładności pozycjonowania mikrofonu pomiarowego. Wykonanie łożyskowanej matrycy źródeł, obracającej się względem nieruchomego falowodu, umożliwi montaż pojedynczego źródła punktowego (lub układu takich źródeł) osiowosymetrycznie i nieosiowosymetrycznie. Aby uzyskać precyzyjny ruch mikrofonu pomiarowego wyłącznie wzdłuż promienia falowodu można wykonać niewielkie otwory znajdujące się w ściance badanego ustroju, przez które wprowadzane będą elementy pozycjonujące mikrofon. Efektywną długość zakończenia bezechowego można powiększyć dzięki zastosowaniu perforowanych nakładek o promieniu równym promieniowi falowodu, z zewnątrz pokrytych materiałem silnie

pochłaniającym dźwięk. Powierzchnie wewnątrz zakończenia bezechowego można zróżnicować pod względem faktury w celu eliminacji prostopadłego odbicia padających fal. Cały proces pomiarowy, tak jak dotychczas, będzie zautomatyzowany i obsługiwany za pomocą komputera z oprogramowaniem napisanym w środowisku MATLAB.

8) Wnioski

Zaprezentowane wyniki pomiarowe rozkładu poziomu ciśnienia akustycznego wewnątrz falowodu zachowują charakter odpowiadający teoretycznym rozkładom ciśnienia akustycznego dla poszczególnych modów. Bardzo małe różnice poziomu ciśnienia akustycznego na wykresach dotyczących modów niesymetrycznych (1,1) i (2,1) świadczą o nieznacznym wzbudzeniu się tych modów. Bardziej szczegółowa analiza możliwych źródeł błędów wykazała, że mają one jednak duży wpływ na kształt obrazujący rozkład ciśnienia akustycznego wzdłuż promienia falowodu. Powodem tych niedokładności może być też sposób pobudzenia, sposób realizacji zakończenia bezechowego lub też niedokładności pozycjonowania mikrofonu. Planowana modyfikacja stanowiska pomiarowego w dużym stopniu wpłynie na poprawę dokładności wykonywania pomiarów oraz znacznie ograniczy większość wymienionych wyżej źródeł błędów.

Literatura

- [1] A. Snakowska. Analiza pola akustycznego falowodu cylindrycznego z uwzględnieniem dyfrakcji na wylocie, Wydawnictwo UR (2007)
- [2] Ł. Gorazd, A. Snakowska, J. Jurkiewicz. Modification of the measurement set-up to study the acoustic field of structures with cylindrical symmetry, Archives of Acoustics 37(3) 376–377 (2012).
- [3] McAlpine, Alan, Daymond-King, Alex and Kempton, Andrew, *Sound radiation from a flanged inclined duct*, Journal of the Acoustical Society of America, 132, (6), 3637-3646, (2012)
- [4] W. Jeong, P. Joseph, S. Lee, A wall-mounted source array for the excitation of incoherent broadband sound fields with prescribed modal distributions in ducts, Journal of Sound and Vibration, 290, (1-2), 490-499 (2006)
- P. Joseph, P. A. Nelson, M. A. Fisher. Active control of fan tones radiated from turbofan engines. I. External error sensors, J. Acoust. Soc. Am.106(2), 766-778 (1999)
- [6] J. M. Ville, F. Foucart, *Experimental setup for measurement of acoustic power dissipation in lined ducts for higher order modes propagation with air mean-flow conditions*, J. Acoust. Soc. Am. 114 (4 Pt 1):1742-8 (2003)
- [7] U. Bolleter, M. Crocker, *Theory and measurment of modal spectra in a hard-walled cylindrical duct,* J. Acoust. Soc. Am. **51**(3), 1439-1447 (1972)
- [8] A. Snakowska, J. Jurkiewicz, *Efficiency of Energy Radiation from an Unflanged Cylindrical Duct in Case of Multimode Excitation*, Acta Acustica united with Acustica, **96**, 416 (2010)
- [9] K.R. Holland, P.A. Nelson, The application of inverse methods to spatiallydistributed acoustic sources. Journal of Sound and Vibration, (2013)
- [10] J. R. Taylor, *Wstep do analizy błędu pomiarowego*, PWN (2012)
- [11] C. L. Morfey, *Acoustic energy in non-uniform flows*, J. Sound Vib.**14**(2): 159-170 (1971).
 - 169

Badania oporów przepływu w zależności od strumienia objętości powietrza w kanale dla wybranych rezonatorów helikoidalnych

The study of pressure drop depending on the air flow rate in duct of selected helicoidal resonators

Wojciech Łapka^{*}, Michał Szymański^{**}, Radosław Górzeński^{**}

 *Politechnika Poznańska, Instytut Mechaniki Stosowanej, Zakład Wibroakustyki i Biodynamiki Systemów, ul. Piotrowo 3, 60-965 Poznań,
 ** Politechnika Poznańska, Instytut Inżynierii Środowiska, Zakład Ogrzewnictwa, Klimatyzacji i Ochrony Powietrza, ul. Piotrowo 3A, 60-965 Poznań E-mail: wojciech.lapka@put.poznan.pl

Streszczenie

W pracy dokonano wyznaczenia strat ciśnienia całkowitego dla wybranych trzech rezonatorów helikoidalnych w zależności od prędkości powietrza w kanale. Pomiarów parametrów przepływu dokonano w oparciu o Polską Normę PN-EN ISO 7235, w której opisano metody laboratoryjne wyznaczenia strat ciśnienia całkowitego. Wybrane akustyczne rezonatory helikoidalne charakteryzowały sie tym samym stosunkiem s/d=1,976 lecz zmienną liczbą zwojów n=0,671, n=0,695 oraz n=1,0. Akustycznie mają one inne charakterystyki tłumienia przenoszenia, natomiast z punktu widzenia przepływu powietrza są to coraz bardziej rozwinięte powierzchnie helikoidy, a tym samym charakteryzują się większymi stratami ciśnienia. W pracy przedstawiono wyniki pomiarów współczynnika strat całkowitych.

1. Wprowadzenie

Zaprojektowanie instalacji mającej za zadanie doprowadzić powietrze np. do pomieszczeń lub odprowadzić zużyte powietrze do atmosfery wymagają wiedzy o parametrach przepływowych poszczególnych elementów składowych, jak np. kanały proste, trójniki, kolana, tłumiki hałasu itp. Jedną z najważniejszych jest informacja na temat wprowadzanych przez każdy element oporów przepływu, które dzielą się na opory tarcia i opory miejscowe [1]. W przypadku oporów tarcia istotna jest jakość powierzchni, a w obliczeniach można posługiwać się nomogramami dla ułatwienia żmudnych obliczeń. Jednakże każda zmiana przekroju lub kierunku kanału powoduje określoną stratę ciśnienia całkowitego. Straty tego typu mają miejsce na wlocie i wylocie kanału, także na każdym rozgałęzieniu itp. Dlatego ze względu na zależność od kształtu i specyfiki danego elementu tego typu opory noszą miano miejscowych lub lokalnych. Nie są one związane z całą długością kanału, jak to ma miejsce w przypadku oporów tarcia.

Bardzo istotne jest określenie oporów przepływu dla różnego typu tłumików hałasu będących współcześnie w znakomitej większości przypadków niezbędnymi elementami instalacji powietrznych ze względu na konieczność ochrony ludzi i środowiska przed hałasem. Jednym z nowo rozpatrywanych rozwiązań tłumiących hałas w instalacjach kanałowych jest akustyczny rezonator helikoidalny [2-10], którego właściwości akustyczne są już dobrze rozpoznane w przeciwieństwie do wprowadzanych przez niego oporów przepływu.

W literaturze [16-27] można spotkać helikoidalne zawinięte taśmy o zazwyczaj dużej liczbie zwojów, w których analizowane są straty ciśnienia tylko w powiązaniu z wymianą ciepła - czyli analizowane są elementy używane jako turbulizatory w wymiennikach ciepła dla zwiększenia konwekcji wymuszonej. Nie znaleziono żadnych publikacji, które poruszałyby kwestię strat ciśnienia wywołanych helikoidalnymi taśmami w kontekście elementu wstawianego w kanał z innych przyczyn, jak na przykład rozpatrywany tutaj akustyczny rezonator helikoidalny.

Ze względu na przeprowadzone wstępne określenie właściwości przepływowych dla wybranych rezonatorów helikoidalnych za pomocą numerycznych symulacji [2-3], podjęto kroki w celu eksperymentalnego określenia strat ciśnienia dla tych rozwiązań.

Niniejsza praca dotyczy badań oporów przepływu wybranych rezonatorów helikoidalnych w zależności od strumienia objętości powietrza w kanale cylindrycznym o średnicy 125mm. Rozpatrywano trzy typy rezonatorów helikoidalnych, jak przedstawiono na rysunku 1, o stałej relacji między skokiem *s* profilu helikoidalnego a średnicą *d* kanału cylindrycznego, s/d=1,976, lecz o różnej liczbie zwojów *n* helikoidy. Pierwsze dwa typy rezonatorów nie różnią się znacznie między sobą ze względu na liczbę zwojów, n=0.671 oraz n=0.695, ale ta niewielka zmiana w rozwinięciu helikoidalnego profilu odzwierciedla się w dużej różnicy w charakterze tłumienia akustycznego, odpowiednio wprowadzane są dwa rezonanse z pasmem dźwięków tłumionych między nimi oraz pojedynczy rezonans w symetrycznie rozłożonym pasmem tłumienia dźwięku, a dla pełnego zwoju bardzo wyraźny pojedynczy rezonans, jak pokazano na rysunku 2.



Rys. 1. Rozpatrywane rezonatory helikoidalne o stałym stosunku s/d=1,976 i różnej liczbie zwojów n=0,671 (a i d), n=0,695 (b i e), n=1,0 (c i f). Na rysunkach a-c przedstawiono modele numeryczne, a na rysunkach d-f modele rzeczywiste w kanałach cylindrycznych.



Rys. 2. Charakterystyki tłumienia przenoszenia dla rozpatrywanych trzech typów rezonatorów helikoidalnych o stałym stosunku s/d=1,976 i różnej liczbie zwojów *n*.

2. Stanowisko badawcze

Aby określić stratę ciśnienia całkowitego generowaną przez rozpatrywane rezonatory helikoidalne zbudowano specjalne stanowisko pomiarowe w oparciu o Polską Normę PN-EN ISO 7235: 2006, która opisuje metody laboratoryjne pomiaru tłumików kanałowych oraz elementów końcowych, w tym tłumienie wtrącenia, hałas przepływu i stratę ciśnienia całkowitego. W niniejszej pracy wykorzystano część normy poświęconą określeniu starty ciśnienia całkowitego tłumików z przepływem.

Jak pokazano schematycznie na rysunku 3, wykonano stanowisko badawcze składające się z kanałów stalowych o średnicy wewnętrznej 125mm o całkowitej szerokości ok. 15 metrów i wysokości ok 1-1,5m, które umożliwia pracę w zamkniętym obiegu powietrza. Jednak ze względu na wzrastającą temperaturę na skutek działania wentylatora oraz w celu uzyskania stabilnych warunków pracy, układ pracował jako otwarty z wentylatorem ssącym i swobodnym napływem powietrza do kanału.





Rys. 3. Widok stanowiska do pomiarów strat ciśnienia całkowitego: a) schematyczny, b) rzeczywisty.

W celu dokładnego określenia strumienia objętości powietrza wykonano ostrokrawędziową kryzę pomiarową, jak pokazano na rysunku 4. Jej wymiary były dostosowane do założonego zakresu średniej prędkości od 1m/s do 10m/s. Umieszczona ona została na odcinku prostym kanału o długości ok. 9,5 m za wlotem powietrza do układu pomiarowego.



Rys. 4. Widok kryzy ostro krawędziowej: a) niepodłączonej, b) włączonej w układ.

Wszystkie elementy układu pomiarowego były dokładnie uszczelnione na odcinku pomiarowym w celu zapewnienia stałego strumienia masy powietrza na odcinku pomiaru strumienia oraz na odcinku, w którym umieszczono badany element.

3. Aparatura pomiarowa

W celu dokonania pomiarów strat ciśnienia wykorzystano manometry różnicowe w systemie pomiarowym firmy Ahlborn oraz dodatkowe manometry różnicowe Testo 510, jak pokazano na rysunku 5. System Ahlborn umożliwia podłączenie różnych przetworników, w tym manometrów różnicowych, sond temperatury i wilgotności powietrza. Wszystkie zostały wykorzystane do pomiarów strat ciśnienia całkowitego rezonatorów helikoidalnych.



Rys. 5. System pomiarowy firmy Ahlborn (w środku) oraz manometry różnicowe Testo 510 (po bokach) podłączone do układu pomiarowego.

Manometry Testo 510 były wykorzystywane w celu rejestracji ciśnienia przed i za obiektem badanym, zgodnie z normą [11]. Na rysunku 6 przedstawiono widoki pomocniczych elementów składowych.



a)

Rys. 6. Pomocnicze elementy składowe systemu pomiarowego: a) higrometr i termometr przed obiektem badanym, b) termoanemometry od strony włotowej i wylotowej układu.

4. Sposób wyznaczenia strat ciśnienia całkowitego rezonatorów helikoidalnych

Współczynnik strat całkowitych dla poszczególnych rezonatorów wyznaczono na podstawie pomiarów strat ciśnienia na odcinku pomiarowym z zabudowanym rezonatorem oraz na odcinku pomiarowym zastąpionym kanałem zastępczym.

Na rysunku 7 przedstawiono lokalizację punktów pomiarowych w obrębie instalacji. Pomiar strumienia masy powietrza w instalacji prowadzono na kryzie ostrokrawędziowej o przewężeniu $\beta = 0.5$, przed którą zlokalizowano pomiar temperatury (czujniki Pt100) i ciśnienia (podciśnienia względem ciśnienia atmosferycznego). Znana była średnica wewnętrzna kanału oraz średnica kryzy. Dysponowano odczytem ciśnienia statycznego na poziomie terenu. Z wykorzystaniem dwóch punktów pomiarowych ciśnienia statycznego (każdy wyposażony w 4 króćce) dokonano pomiaru spadku ciśnienia na odcinku pomiarowym. Przed odcinkiem pomiarowym zlokalizowano pomiar temperatury i wilgotności powietrza w kanale.





Rys. 7. Lokalizacja punktów pomiarowych.

Odczyty mierzonych parametrów prowadzono z krokiem czasowym co 1 sekundę. Dla każdej nastawy przetwornicy częstotliwości wentylatora ssawnego, po uzyskaniu stabilnych warunków pracy, prowadzono rejestrację parametrów w okresie 30 sekund, a następnie obliczano średnią arytmetyczną mierzonych wielkości.

W ramach badań posługiwano się zależnościami opisującymi parametry powietrza wilgotnego zgodnie z [12], [13], [14] i [15]. W pierwszej kolejności wyznaczono zawartość wilgoci w powietrzu za pomocą formuły:

$$\mathbf{x} = \frac{\mathbf{0.62198} \cdot \boldsymbol{\varphi} \cdot \mathbf{f}_{\mathbf{W}} \cdot \mathbf{p}_{\mathbf{W}}^{"}}{\mathbf{p}_{\mathbf{a}} - \boldsymbol{\varphi} \cdot \mathbf{f}_{\mathbf{W}} \cdot \mathbf{p}_{\mathbf{W}}^{"}} \quad [\text{kg pw/kg ps}]$$
(1)

gdzie:

- p_a ciśnienie bezwzględne powietrza atmosferyczne, [Pa]
- φ wilgotność względna powietrza, [-]

Dla obliczeń zawartości wilgoci przyjęto parametry w punkcie przed badanym odcinkiem $t_z \ i \ \phi_z.$

Lotność pary wodnej w powietrzu, czyli współczynnik uwzględniający odstępstwo powietrza wilgotnego od modelu gazu doskonałego (wg Goff-Gratch'a i Wexler'a) obliczano z zależności:

$$f_{\rm w} = b_0 + b_1 p_{\rm a} + b_2 T^2 + b_3 p_{\rm a} T^2 \tag{2}$$

gdzie:

$$\label{eq:b0} \begin{split} b_0 &= 1,000472; \ b_1 = 0,03889558; \ b_2 = 5,848373E\text{-}07; \ b_3 = \text{-}1,650879E\text{-}06. \\ T & \text{- temperatura, } [^{\mathrm{o}}\mathrm{C}] \end{split}$$

Ciśnienie nasycenia pary wodnej określono wg wzoru Saul-Wagner'a i Pruss'a opisano równaniem:

$$p_{W}" = p_{k} \exp\left[\frac{T_{k}}{2^{73,15+T}} (a_{1}\tau + a_{2}\tau^{1,5} + a_{3}\tau^{3} + a_{4}\tau^{3,5} + a_{5}\tau^{4} + a_{6}\tau^{7,5})\right]$$
(3)

gdzie:

 $a_1 = -7,85951783$; $a_2 = 1,84408259$; $a_3 = -11,7866497$; $a_4 = 22,6807411$; $a_5 = -15,9618719$; $a_6 = 1,80122502$ p_k - ciśnienie krytyczne wody, $p_k=220,64*10^5$ [Pa]

 T_k - temperatura krytyczna wody, T_k =647,096 [K]

oraz

$$\tau = 1 - \frac{273,15+T}{T_k}$$
(4)

Następnie określono wilgotność względną przed kryzą opisaną następującym równaniem:

$$\varphi = \frac{p_{p_W}}{p_{w''}} = \frac{x \cdot p_a}{p_{w''} \cdot f_w(x+0,62198)} \quad [-]$$
(5)

Do obliczeń przyjęto temperaturę powietrza przed kryzą i obliczoną zawartość wilgoci. Jako ciśnienie bezwzględne przyjęto ciśnienie atmosferyczne umniejszone o wartość podciśnienia (p_k) w obszarze przed kryzą.

W dalszym kroku wyznaczono gęstość powietrza przed kryzą zgodnie z równaniem:

$$\rho = \left(\frac{\mathbf{p}_{g} - \boldsymbol{\varphi} \cdot \mathbf{p}_{W}}{\mathbf{R}_{ps}} + \frac{\boldsymbol{\varphi} \cdot \mathbf{p}_{W}}{\mathbf{R}_{pw}}\right) \frac{1}{T} \quad \left[\frac{\mathbf{kg}}{\mathbf{m}^{s}}\right]$$
(6)

gdzie:

 $\begin{array}{ll} R_{ps} & \mbox{-indywidualna stała gazowa powietrza suchego, $R_{ps}=287,1$ [J/(kgK)]$ \\ R_{pw} & \mbox{-indywidualna stała gazowa pary wodnej, $R_{pw}=461,5$ [J/(kgK)]$ \\ \end{array}$

Następnie zgodnie z PN-EN ISO 7235 [11] wyznaczono strumień masy powietrza przepływającego przez kryzę posługując się parametrami uśrednionymi w czasie:

$$\dot{\mathbf{m}} = \frac{\mathbf{c}}{\sqrt{1-\beta^4}} \cdot \boldsymbol{\varepsilon} \cdot \frac{\pi}{4} \cdot \mathbf{d_k}^2 \cdot \sqrt{2 \cdot \Delta p_k \cdot \rho_k} \quad [kg/s]$$
(5)

$$\beta = \frac{d_k}{d} \quad [-] \tag{6}$$

$$\mathbf{C} = \mathbf{f}(\boldsymbol{\beta}, \mathbf{R}\mathbf{e}) \quad [-] \tag{7}$$

gdzie: C – współczynnik przepływu zgodnie z [11], [-] β – przewężenie kryzy, [-] ϵ – liczba ekspansji, [-] Δp_k - różnica ciśnienia mierzonego na kryzie, [Pa] d - średnica kanału, d=125 [mm] d_k - średnica kryzy, d_k=62,5 [mm]

Zgodnie z równaniem (6) obliczano gęstości powietrza w punkcie przed badanym odcinkiem $\rho_z.$

Lepkość kinematyczną powietrza w punkcie przed obiektem badanym obliczano z użyciem równania:

$$\nu = \frac{\mu}{\rho} \quad \left[\frac{m^2}{s}\right] \tag{8}$$

gdzie

μ - lepkość dynamiczna, [Pa·s]

Strumień objętości powietrza wyznaczano dzieląc obliczony strumień masy przez gęstość obliczoną dla badanego odcinka zgodnie z zależnością:

$$\dot{\mathbf{V}} = \frac{m}{\rho} \quad [kg/s] \tag{9}$$

Następnie obliczano liczbę Reynoldsa charakteryzującą przepływ:

$$\operatorname{Re} = \frac{\mathbf{w} \cdot \mathbf{d}}{\mathbf{v}} = \frac{4 \cdot \dot{\mathbf{v}}}{\mathbf{\pi} \cdot \mathbf{d} \cdot \mathbf{v}} \quad [-] \tag{10}$$

Dokonano aproksymacji zależności $\Delta p = f(w)$ funkcją wielomianową drugiego stopnia dla trzech rezonatorów oraz kanału zastępczego. Na rysunku 8 przedstawiono wyniki aproksymacji.



Rys. 8. Zmierzona różnica ciśnień Δp [Pa] na odcinku pomiarowym dla kanału zastępczego oraz trzech rezonatorów helikoidalnych w funkcji prędkości przepływu w [m/s] wyznaczonej z użyciem kryzy ostrokrawędziowej.

Z wykorzystaniem aproksymowanych funkcji, w zakresie prędkości w = $1\div7$ m/s, określono straty ciśnienia dla każdego z rezonatorów, po odjęciu strat na kanale zastępczym, zgodnie z zależnością:

$$\Delta p_n = \Delta p - \Delta p_z \quad [Pa] \tag{11}$$

Uzyskane i przedstawione na rysunku 8 zależności $\Delta p = f(w)$ aproksymowano funkcją wielomianową drugiego stopnia dla trzech rezonatorów. Na rysunku 9 przedstawiono wyniki aproksymacji.





Rys. 9. Wyznaczona strata ciśnienia całkowitego [Pa] dla rozpatrywanych trzech rezonatorów helikoidalnych w funkcji prędkości przepływu w [m/s] wyznaczonej z pomocą użyciem kryzy ostrokrawędziowej.

W oparciu o aproksymowane zależności $\Delta p = f(w)$ wyznaczono współczynnik start całkowitych [-] zgodnie z zależnością:

$$\zeta_n = \frac{2 \cdot \Delta p_n}{\rho_z \cdot w^2} \quad [-]. \tag{12}$$

5. Wyznaczone współczynniki strat ciśnienia całkowitego rezonatorów helikoidalnych

Na rysunku 10 przedstawiono zależność współczynnika strat ciśnienia całkowitego [-] dla rozpatrywanych trzech rezonatorów helikoidalnych od prędkości przepływu.



Rys. 10. Wyznaczony współczynnik strat ciśnienia całkowitego [-] dla rozpatrywanych trzech rezonatorów helikoidalnych w funkcji prędkości przepływu w [m/s]

Na rysunku 11 przedstawiono zależność współczynnika strat ciśnienia całkowitego [-] dla rozpatrywanych trzech rezonatorów helikoidalnych od liczby Reynoldsa.



Rys. 11. Wyznaczony współczynnik strat ciśnienia całkowitego [-] dla rozpatrywanych trzech rezonatorów helikoidalnych w funkcji liczby Reynoldsa [-]

6. Wnioski

W niniejszej pracy przeanalizowano trzy typy rezonatorów helikoidalnych pod kątem wprowadzanych do układu strat ciśnienia. Pomiarów parametrów przepływu dokonano w oparciu o Polską Normę PN-EN ISO 7235, w której opisano metody laboratoryjne pomiaru tłumików kanałowych, w tym strat ciśnienia całkowitego. Wybrane akustyczne rezonatory helikoidalne charakteryzowały sie tym samym stosunkiem s/d=1,976 lecz zmienną liczbą zwojów n=0,671, n=0,695 oraz n=1,0. Akustycznie mają one inne charakterystyki tłumienia przenoszenia. Natomiast z punktu widzenia przepływu powietrza są to coraz bardziej rozwinięte powierzchnie helikoidy, a tym samym charakteryzują się większymi stratami ciśnienia.

Uzyskano wartości współczynnika strat całkowitych dla trzech rezonatorów i przedstawiono wyniki w funkcji prędkości przepływu powietrza i liczby Reynoldsa. Wartość współczynnika maleje wraz ze wzrostem prędkości przepływu, jednak powyżej

liczby Reynoldsa ok. 25 000 gradient maleje i można uznać wartość współczynnika za zbliżoną do stałej. Jest to zjawisko typowe charakterystyczne dla opisu strat miejscowych. Uzyskane wartości współczynnika strat całkowitych ζ wynoszące ok. 4,3, 4,4 i 4,9, odpowiednio dla rezonatorów o n=0,671, n=0695 i n=1,0 mogą być wykorzystywane do zastosowań inżynierskich przy prędkościach w kanale przekraczających 3 m/s.

Podziękowania

Niniejsza praca została zrealizowana dzięki finansowaniu z budżetu na naukę w latach 2010-2013 jako projekt badawczy N N502 4557 39 oraz częściowo dzięki wsparciu finansowemu z środków przeznaczonych na działalność statutową 21-337/2013 DS.

Literatura

- [1] J. Ferencowicz, Wentylacja i klimatyzacja, Arkady, Kraków, (1962)
- [2] W. Łapka. Comparison of numerically calculated pressure drop for selected helicoidal resonators, 59th Open Seminar on Acoustics, 145-148 (2012)
- [3] W. Łapka. Numerical Aeroacoustic Research of Transmission Loss Characteristics Change of Selected Helicoidal Resonators due to Different Air Flow Velocities, Vibrations in Physical Systems, Vol. 25, 2012, 267-272 (2012)
- [4] W. Łapka. Acoustical properties of helicoid as an element of silencers, Doctoral work, Faculty of Mechanical Engineering and Management, Poznań University of Technology (2009).
- [5] W. Łapka. *Helicoidal resonator*, Proceedings of 39th International Congress and Exposition on Noise Control Engineering INTER-NOISE 2010, Lisbon, Portugal, 9 pages in CD-ROM (2010).
- [6] W. Łapka. *Helicoidal resonators for passive noise control in ducted systems with practical application*. INTER-NOISE 2012, 19-22 August 2012, New York, USA, 10 pages in CD-ROM (2012).
- [7] W. Łapka. *Multi resonant helicoidal resonator for passive noise control in ducted systems*, Proceedings of 15th International Conference on Experimental Mechanics, Porto, Portugal, 22-27 July 2012, 9 pages in CD (2012).
- [8] W. Łapka, C. Cempel. *Noise reduction of spiral ducts*, Journal of Occupational Safety and Ergonomics JOSE, **13**(4), 419-426 (2007).
- [9] W. Łapka, C. Cempel. Acoustic short helicoidal resonator-computational and experimental investigations, Proceedings of 58th Open Seminar on Acoustics, OSA 2011, Gdańsk-Jurata, Poland, 9-16 (2011).
- [10] W. Łapka. Acoustic attenuation performance of a round silencer with the spiral duct at the inlet, Archives of Acoustics, **32**, 247-252 (2007).
- [11] PN-EN ISO 7235: marzec 2006. Akustyka. Metody laboratoryjne pomiaru tłumików kanałowych oraz elementów końcowych. Tłumienie wtrącenia, hałas przepływu i strata ciśnienia całkowitego (2006).
- [12] Popiel C.O., Wojtkowiak J., Wpływ temperatury, ciśnienia i wilgotności na przewodność cieplną powietrza. Przewodność cieplna pary wodnej na linii nasycenia oraz o niskim ciśnieniu, Materiały Instytutu Inżynierii Środowiska PP – niepublikowane, (2003)
- [13] Popiel C.O., Wojtkowiak J., *Eksperymenty w wymianie ciepła. Wydawnictwo Politechniki Poznańskiej*, Poznań (2004).
 - 181

- [14] Szymański W., Wolańczyk F., *Termodynamika powietrza wilgotnego*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Rzeszowskiej, Rzeszów (2004).
- [15] Wojtkowiak J., Popiel C.O., Jędrzejewski K., *Wpływ parametrów termodynamicznych powietrza wilgotnego na dokładność pomiarów strumienia masy za pomocą kryzy*, Gospodarka Paliwami i Energią, 8/2002, str. 14-17. (2002).
- [16] M. Rahimi, S. R. Shabanian, A. A. Alsairafi, *Experimental and CFD studies on heat transfer and friction factor characteristics of a tube equipped with modified twisted tape inserts*, Chemical Engineering and Processing, **48**, 762–770 (2009)
- [17] S. Jaisankar, T.K. Radhakrishnan, K.N. Sheeba, Experimental studies on heat transfer and thermal performance characteristics of thermosyphon solar water heating system with helical and Left–Right twisted tapes, Energy Conversion and Management, 52, 2048–2055 (2011)
- [18] Z. Zhang, W. Yang, Ch. Guan, Y. Ding, H. Yan, *Numerical study on thermo-hydraulic characteristics of turbulent flow in a circular tube fitted with helical blade rotors*, International Journal of Heat and Mass Transfer, **60**, 603–611 (2013).
- [19] X. Zhang, Z. Liu, W. Liu, Numerical studies on heat transfer and friction factor characteristics of a tube fitted with helical screw-tape without core-rod inserts, International Journal of Heat and Mass Transfer, **60**, 490–498 (2013).
- [20] P. Sivashanmugam, P.K. Nagarajan, *Studies on heat transfer and friction factor characteristics of laminar flow through a circular tube fitted with right and left helical screw-tape inserts,* Experimental Thermal and Fluid Science, **32**, 192–197 (2007).
- [21] P. Sivashanmugam, S. Suresh, Experimental studies on heat transfer and friction factor characteristics of laminar flow through a circular tube fitted with regularly spaced helical screw-tape inserts, Experimental Thermal and Fluid Science, 31, 301– 308, (2007)
- [22] P. Sivashanmugam, S. Suresh, Experimental studies on heat transfer and friction factor characteristics of turbulent flow through a circular tube fitted with regularly spaced helical screw-tape inserts, Applied Thermal Engineering, 27, 1311–1319, (2007).
- [23] P. Sivashanmugam, S. Suresh, *Experimental studies on heat transfer and friction factor characteristics of turbulent flow through a circular tube fitted with helical screw-tape inserts*, Chemical Engineering and Processing, **46**, 1292–1298, (2007).
- [24] M.M.K. Bhuiya, J.U. Ahamed, M.S.U. Chowdhury, M.A.R. Sarkar, B. Salam, R. Saidur, H.H. Masjuki, M.A. Kalam, *Heat transfer enhancement and development of correlation for turbulent flow through a tube with triple helical tape inserts*, International Communications in Heat and Mass Transfer, **39**, 94–101, (2012).
- [25] P. Sivashanmugam, S. Suresh, *Experimental studies on heat transfer and friction factor characteristics of laminar flow through a circular tube fitted with helical screw-tape inserts*, Applied Thermal Engineering, **26**, 1990–1997, (2006).
- [26] Siva Rama Krishna, Govardhan Pathipaka, P. Sivashanmugam, Heat transfer and pressure drop studies in a circular tube fitted with straight full twist, Experimental Thermal and Fluid Science, **33**, 431–438, (2009).
- [27] E.Z. Ibrahim, Augmentation of laminar flow and heat transfer in flat tubes by means of helical screw-tape inserts, Energy Conversion and Management, **52**, 250–257, (2011).
Numerical study of acoustic-structure interaction of selected helicoidal resonator with flexible helicoidal profile

Numeryczne badania interakcji akustyka-struktura dla wybranego rezonatora helikoidalnego z elastycznym profilem helikoidalnym

Wojciech Łapka

Poznan University of Technology, Institute of Applied Mechanics, Division of Vibroacoustics and Biodynamics of Systems, Piotrowo 3 Street, 60-965 Poznań, e-mail: wojciech.lapka@put.poznan.pl

1. Introduction

The paper presents the results of numerical studies of acoustic-structure interaction of selected helicoidal resonator with helicoidal profile made of an elastic material. Considered a well-recognized acoustic system [1-3] for one representative type of acoustic helicoidal resonator with two resonant frequencies that corresponds to previous studies of the author [4-7]. Due to the large range of flexible materials to study, this work focuses on the change of material density, Poisson's ratio and Young's modulus as the basic parameters describing the properties of elastic materials. The results indicate a significant interaction between the acoustic attenuation performance of helicoidal resonator and elasticity of the helicoidal profile. These interactions are most evident in the frequency range in which the helicoidal resonator is revealed to be effective acoustic damper.

The numerical method to compute acoustic-structure interaction it is so called "elastoacoustic problem" [8]. In this work it was concerned the determination of the transmission loss and displacement of an elastic structure of helicoidal profile in contact with a compressible fluid - air inside straight cylindrical duct. It was used Comsol software with Acoustic Module and Material Library. Helicoidal profile was placed on perfectly hard mandrel, also interaction between fluid and structure could exist only between helicoidal profile and air.

Undertaken research was carried out to check the influence of helicoidal profile material properties on acoustic attenuation performance of helicoidal resonator. In order to obtain interesting effect of acoustic-structure interaction the material was set up as a rubber in first approach, but by the use of properties of different materials which were loaded directly from Material Library in Comsol software and change of the basic values of Young modulus - *E* in MPa, Poissons ratio *v* and density ρ in kg/m³, there were considered many other materials, as for example: acrylic plastic, gold, silver, polysilicone, aluminum, titanium, high strength alloy steel, etc. On this base it is possible to conclude what is the influence of different elastic properties applied as a material of helicoidal profile on the acoustic attenuation performance of helicoidal resonator.

2. Description of investigated model

In correspondence to earlier research of acoustic properties of helicoidal resonators the considered geometrical relations of helicoidal resonator are the same as in previous studies [2, 4, 6, 7]. Also, the ratio of helicoidal skip *s* to cylindrical duct diameter *d*, s/d = 1,976 and the number of helicoidal turns n=0,671, thickness of helicoidal profile g=3mm, the diameter of cylindrical duct d=125mm, and the diameter of mandrel $d_m=30$ mm. In Figure 1 are presented the front and side view of investigated model of two resonant helicoidal resonator. Also in figure 2 is presented the view on investigated acoustic system with straight 3m long cylindrical duct with helicoidal resonator inside.



Figure 1. Investigated model of two resonant helicoidal resonator with ratio s/d=1,976, n=0,671: a) side view, b) front view.



Figure 2. View on investigated acoustic system with helicoidal resonator inside straight 3m long cylindrical duct.

For all cases considered in this work the temperature was set up on 20 degrees of Celsius, it is 293,15 degrees of Kelvin, what can be designated as a room temperature.

3. Description of acoustic-structure interaction branch

The acoustic-structure interaction branch gives the possibility to simulate numerically in three dimensions (3D) a multiphysics phenomenon where the acoustic pressure causes an air load on the solid domain, and the structural acceleration affects the air domain as a normal acceleration through the air-solid boundary. In this work it was used the interface of acoustic-solid interaction in frequency domain, which combines pressure acoustics, frequency domain and solid mechanics. When modeling acoustic problem in Comsol software in the frequency domain, that is, solving the Helmholtz equation. In this case only one time scale exists and it is set by the frequency T=1/f, where T [s] means the time period and f [Hz] is the frequency.

3.1. Boundary conditions

The boundary conditions in acoustic-structure interaction define the nature of the boundaries in computational domain. Also it was used a sound hard wall, as the real physical obstacle - cylindrical duct walls and mandrel (Figure 3), and artificial boundary condition, as plane wave radiation at the inlet and outlet surfaces of duct (Figure 4), used to simulate an open boundary where no sound is reflected. Also by the use of this boundary condition there is no need to simulate very long pipe to obtain no reflections from the open end. Initial acoustic pressure at the inlet boundary was set as p=1Pa.



Figure 3. Sound hard boundary condition (blue color) on cylindrical duct and mandrel walls.



Figure 4. Plane wave radiation boundary conditions (blue color) on cylindrical duct inlet and outlet surfaces.

Free boundary condition means that there are no constraints and no loadings acting on the boundary. This boundary condition was set on helicoidal profile boundaries between mandrel and cylindrical duct walls, as it is presented in figure 5.



Figure 5. Free boundary conditions (blue color) at helicoidal profile boundaries between mandrel and cylindrical duct walls.

The characteristic and very important is acoustic-structure boundary condition between the air and the solid. This boundary condition includes the interaction between pressure load (force per unit area) on the boundaries where the air interacts with the elastic helicoidal profile and structural acceleration acting on those boundaries (Figure 6). This second makes the normal acceleration for the acoustic pressure on the boundary equal on the acceleration based on the second derivatives of the structural displacements with respect to time.



Figure 6. Acoustic structure boundary conditions (blue color) at the helicoidal profile surfaces between air and elastic material.

For rubber like materials the solid model of helicoidal profile was set as isotropic linear elastic, temperature T=293,15 °K, absolute pressure $p_A=1$ atm. As it was written before, the most important parameters of elastic materials as density, Young's modulus and Poisson's ratio were changed for each case. Parameters of the air were set as follows: density of air $\rho_A=1,204$ kg/m³, temperature of air $T_A=293,15$ °K, also speed of sound in air $c_s=343$ m/s,

3.2. Mesh properties

Three dimensional mesh was generated in sequence type physics-controlled mesh with extra fine element size. In figure 3 is presented investigated model of cylindrical duct with helicoidal resonator inside after meshing. In table 1 are presented types of mesh elements and statistics for entire geometry as presented in figure 3.



Figure 3. View on meshed investigated straight 3m long cylindrical duct with helicoidal resonator inside.

No.	Description	Value
1.	Tetrahedral elements	100091
2.	Triangular elements	15984
3.	Edge elements	1403
4.	Vertex elements	52
5.	Minimum element quality	0,005704
6.	Average element quality	0,7332
7.	Element volume ratio	6,303e-7
8.	Mesh volume	0,0363m ³
9.	Maximum growth rate	4,139
10.	Average growth rate	1,763
11.	Number of degrees of freedom	175072

Table 1. Types of mesh elements and statistics for entire geometry.

In this work the mesh, as presented above, has satisfied the rule in the frequency domain of five finite elements per highest considered frequency wave length.

3.3. Acoustic attenuation performance

Transmission loss, TL [dB], was considered as an acoustic attenuation performance parameter in this work. It is commonly used parameter in the frequency domain and it describes what has been called "the muffler proper" [10, 11]. Also it is the difference between the incident sound power and outgoing sound power of the acoustic filtercylindrical duct with helicoidal resonator in this work. It is independent of the source and outlet of the pipe - anechoic inlet and outlet. In numerical investigations one take into attention the integrated sound intensity at the inlet and outlet surfaces where the specific plane wave radiation is applied, as described above, and the difference between them is calculated for every considered frequency.

In this work the investigated frequency range was analyzed from 1100Hz to 1450Hz with the step of 1Hz. It is the characteristic frequency range of induced sound attenuation by the phenomenon of acoustic resonance of helicoidal resonator.

4. Results

This chapter consists the results of numerical calculation of an acoustic-structure interactions and transmission loss characteristics for investigated cylindrical duct with helicoidal resonator. There were changed the following properties of helicoidal profile material: density ρ [kg/m³], Young's modulus *E* [MPa] and dimensionless Poisson's ratio *v*.

Due to many possibilities of applying different materials properties, there were selected hard and dense metals in subsection 1, few example non-metals elastic materials in subsection 2 and only rubber in subsection 3.

4.1. Metals

In order to make a comparison between hard and elastic materials we start with some example of hard and dense materials - metals. In figure 4 are presented numerically calculated transmission loss characteristics of investigated type of helicoidal resonator, n=0,671, with helicoidal profile made from nominally hard material like aluminum, titanium, gold, silver, high strenght alloy steel. The properties of these materials are presented in table 2.

Material	Density,	Young's modulus, E [MPa]	Poisson's ratio,
Silver	10490	<u>81137</u>	0.37
Gold	19282	75765	0,44
High strenght alloy steel	7850	200000	0,33
Aluminum	2700	70000	0,33
Titanium beta 21S	4940	105000	0,33

Table 2. Selected properties of investigated metals.

As it can be observed from figure 4, the transmission loss characteristics of helicoidal resonator with helicoidal profile made from example metals do not change significantly. The most evident difference one can observe between ideally hard material and other hard metallic materials for the second resonance frequency of investigated helicoidal resonator. Perfectly hard and reflective material means that basically there is empty space without air, and in reality probably every kind of material in some part could transmit the sound through 3mm thick helicoidal profile. Also perfect reflection in this case can't exist in practice. This is an important observation due to possible design of helicoidal resonators for real ducted systems, where each components could be made from metals or other hard materials.



Figure 4. Transmission loss characteristics of investigated helicoidal resonator with helicoidal profile made from selected metals.

The maximum total surface displacement characteristics for helicoidal profile made from metals are presented in figure 5, and one can observe no any significant change of them.



Figure 5. Maximum total surface displacement characteristics for investigated helicoidal resonator with helicoidal profile made from selected metallic materials.

4.2. Non-metals

In this subsection are considered selected non-metallic materials properties [9] that are presented in table 3 - excluding rubber, which is described in subsection 4.3. Also here were selected materials from wide range of Young's modulus from 2000MPa to 170000MPa and quite wide range of Poisson's ratio from 0,17 to 0,4, but not so wide density from 1150kg/m³ to 2329kg/m³.

Tuble 5. beleeted properties of investigated fion metallie materials [5].							
Matarial	Density,	Young's modulus,	Poisson's ratio,				
Material	$\rho [\text{kg/m}^3]$	E [MPa]	v				
Polysilicone	2320	169000	0,22				
Silica Glass	2203	73100	0,17				
Silicone	2329	170000	0,28				
Acrylic plastic	1190	3200	0,35				
Nylon	1150	2000	0,4				
Rubber	900-2000	10-100	0,48-0,5				

Table 3. Selected properties of investigated non-metallic materials [9]

As it can be observed from table 3 the rubber properties are more different than other due to much smaller Young's modulus and larger Poisson's ratio. This is the reason why there is considered another part of calculations only for rubber in subsection 4.3 with different density and Young's modulus, as well as significant change of Poisson's ratio.

In figure 6 are presented transmission loss characteristics for helicoidal profile made from materials with properties as in table 3.



Figure 6. Transmission loss characteristics of investigated helicoidal resonator with helicoidal profile made from selected non-metallic materials.

As it can be observed from figure 6 the transmission loss characteristics differs from each other. The important observation is that the elastic properties of investigated materials mainly reflects in the biggest difference in Young's modulus, known as elastic modulus. In figure 7 are also presented maximum total surface displacement characteristics of helicoidal profile for non-metallic materials.



Figure 7. Maximum total surface displacement characteristics for investigated helicoidal resonator with helicoidal profile made from selected non-metallic materials.

Acrylic plastic has the biggest surface displacement between frequencies 1140Hz and 1150Hz that has nearly 6µm. Silicone and polysilicon have the same displacement.

4.3. Rubber

In this subsection are considered rubber properties applied to helicoidal profile. The range of density - ρ and Young's modulus - E, as well as Poisson's ratio - ν gives the opportunity to divide the research into three cases: 1) constant E, constant ν , different ρ ; 2) constant E, different ν , constant ρ ; 3) different E, constant ν .

In figure 8 are presented TL characteristics and in figure 9 the maximum total surface displacement characteristics for a first case.



Figure. 8. Transmission loss characteristics for helicoidal profile made from rubber with different ρ [kg/m³] and constant *E*=100MPa and *v*=0,49.



Figure. 9. Maximum total surface displacement characteristics for helicoidal profile made from rubber with different ρ [kg/m³] and constant *E*=100MPa and *v*=0,49.

TL characteristics for three considered densities are close to each other in the frequency range and characteristic resonances, as well as in levels of attenuation. Global

conclusion could be that the more dense is the material the more similarity of the TL characteristic to perfectly hard material is observed. But there are visible some rapid changes of TL in some frequencies, which is connected with peaks in maximum total surface displacement characteristics. And it is not regular. Also for density ρ =1000kg/m³ there is visible one peak of TL near 1170Hz, before first characteristic resonance of helicoidal resonator, which has an analogous displacement peak of about 3µm. There is a second strong change in TL near the second characteristic resonance of helicoidal resonator and similarly nearby there are visible two displacement peaks of about 3µm. There are also visible some smaller changes, which can be neglected due to small influence on TL, but the highest peak of displacement near 1275Hz has about 2µm.

For the density ρ =1500kg/m³ there are smaller changes in TL near 1160Hz and 1260Hz and one strong change of TL near 1240Hz just over the first characteristic resonance of helicoidal resonator. Here it is interesting that there are visible three biggest displacement peaks from about 4µm to 10µm, but the TL characteristic do not change significantly.

The TL characteristic for the density ρ =2000kg/m³ has one strong change near 1310Hz and there is in frequency range between 1300-1320Hz a helicoidal profile displacement of almost 2µm just before the second characteristic resonance frequency of investigated helicoidal resonator.

In figure 10 are presented TL characteristics and in figure 11 are presented maximum total surface displacement characteristics for second case, where constant Young's modulus E=10MPa, constant $\rho=1000$ kg/m³, and different Poisson's ratio v are considered. Here it is visible a large change in TL characteristics for about 1210Hz, and similarly to first case there is frequency range between 1200Hz-1220Hz with a helicoidal profile displacement of almost 2 μ m for every investigated Poisson's ratio, but the highest peak is obtained for v=0,49987.



Figure. 10. Transmission loss characteristics for helicoidal profile made from rubber with different v, constant E=10MPa and $\rho=1000$ kg/m³.



Figure. 11. Maximum total surface displacement characteristics for helicoidal profile made from rubber with different v, constant E=10MPa and $\rho=1000$ kg/m³.

In figure 12 are presented TL characteristics and in figure 13 are presented maximum total surface displacement characteristics for third case, where it is considered constant Poisson's ratio ν =0,49, constant density ρ =1000kg/m³ and different Young's modulus *E*. Here, one can observe the highest peak in all considered cases in this paper. It takes place for helicoidal profile made from rubber with Young's modulus *E*=0,05GPa and the maximum total surface displacement has about 50µm in the frequency about *f*=1264Hz. The transmission loss for that frequency is lower (TL equals about 6dB) than expected for non-elastic materials.



Figure 12. TL characteristics for helicoidal resonator with profile made from rubber with constant v=0,49, constant $\rho=1000$ kg/m³, and different Young's modulus *E* in GPa.



Figure 13. TL characteristics for helicoidal resonator with profile made from rubber with constant v=0,49, constant $\rho=1000$ kg/m³, and different Young's modulus *E* in GPa.

5. Conclusions

In this work were considered the acoustic-structure numerical simulations for selected two resonant helicoidal resonator of ratio s/d=1,976 and number of helicoidal turns n=0,671 with helicoidal profile made from different materials. There were considered properties of metals and non-metals, especially rubber. Due to focusing on possible influence of elasticity of helicoidal profile on the acoustic attenuation performance of helicoidal resonator, three main parameters were changed: material density, Poisson's ratio and Young's modulus known as elasticity modulus. The results show that it seems to be a proper assumption that the most evident of the material properties could be the density, because of the biggest change of transmission loss characteristics. Thus, first of all this parameter should be taken into account when designing helicoidal resonators for real acoustic systems.

Global conclusion for considered cases of flexible profile of the helicoidal resonator tends to formulation that applying the elastic material could decrease the sound attenuation induced by it's acoustic resonance. Maybe one can find some specific range of elastic materials and their properties that can give some added value to improve the helicoidal resonators acoustic attenuation performance, but this research work does not confirm these assumptions.

Acknowledgment

The author gratefully acknowledges the funding of this work by the Polish Ministry of Science and Higher Education in the years 2010-2013 under research project No. N N502 4557 39.

References

- [28] W. Łapka. Acoustic attenuation performance of a round silencer with the spiral duct at the inlet, Archives of Acoustics, **32**, 247-252 (2007).
- [29] W. Łapka. Acoustical properties of helicoid as an element of silencers, Doctoral work, Faculty of Mechanical Engineering and Management, Poznań University of Technology (2009).
- [30] W. Łapka. *Helicoidal resonator*, Proceedings of 39th International Congress and Exposition on Noise Control Engineering INTER-NOISE 2010, Lisbon, Portugal, 9 pages in CD-ROM (2010).
- [31] W. Łapka, C. Cempel. Acoustic short helicoidal resonator-computational and experimental investigations, Proceedings of 58th Open Seminar on Acoustics, OSA 2011, Gdańsk-Jurata, Poland, 9-16 (2011).
- [32] W. Łapka, C. Cempel. Computational and experimental investigations of a sound pressure level distribution at the outlet of the spiral duct, Archives of Acoustics, 33 (4) (Supplement), 65-70 (2008)
- [33] W. Łapka. Comparison of numerically calculated pressure drop for selected helicoidal resonators, 59th Open Seminar on Acoustics, 145-148 (2012)
- [34] Łapka W., (2012). Numerical Aeroacoustic Research of Transmission Loss Characteristics Change of Selected Helicoidal Resonators due to Different Air Flow Velocities, Vibrations in Physical Systems, 25, 267-272,(2012)
- [35] A. Bermudez, P. Gamallo, L. Hervella-Nieto, R. Rodriguez, D. Santamarina, *Fluid-Structure Acoustic Interaction*, Computational Acoustics of Noise Propagation in Fluids, editors S. Marburg, B. Nolte, Part III: FEM related problems, chapter 9, 253-306 (2008)
- [36] J. Brandrup, E. H. Immergut, E.A. Grulke, A. Abe, D. R. Bloch. *Polymer handbook*, Fourth Edition, John Wiley & Sons, Inc. (1999)
- [37] M. L. Munjal, Acoustics of Ducts and Mufflers with Application to Exhaust and Ventilation System Design, Inc., Calgary, Canada, John Wiley & Sons, 328 (1987)
- [38] I. L. Ver, L. L. Beranek, *Noise and vibration control engineering*, 2nd edition, Hoboken, John Wiley & Sons, Inc., New Jersey, USA, 966 (2006)

Obracające się rezonatory helikoidalne-badania pilotażowe

Rotating helicoidal resonators-pilot study

Wojciech Łapka

Politechnika Poznańska, Instytut Mechaniki Stosowanej, Zakład Wibroakustyki i Biodynamiki Systemów, ul. Piotrowo 3, 60-965 Poznań, e-mail: wojciech.lapka@put.poznan.pl

Streszczenie

Niniejsza praca skupia się nad rozpoznaniem możliwości obracania się rezonatorów helikoidalnych pod wpływem działania przepływu powietrza w kanale. W celu realizacji badań wykonano specjalny element stanowiska badawczego, dzięki któremu możliwe było obracanie rezonatorów helikoidalnych umieszczonych w odcinkach kanału o długości ok. 0,5m w ich osi. Element przejściowy o długości 80cm ma większą średnicę wewnętrzną niż odcinek kanału z rezonatorem (140mm/125mm), jednak reszta stanowiska badawczego wykonana jest z kanałów cylindrycznych o średnicy 125mm. Dokonano pomiarów prędkości obrotowej i poglądowego hałasu przepływu w zależności od prędkości przepływu. Badania pilotażowe wskazują na ciekawe możliwości dodatkowego wykorzystania rezonatorów helikoidalnych.

1. Wprowadzenie

W wielu instalacjach przemysłowych, jak i wszechobecnych instalacjach wentylacyjnych i klimatyzacyjnych stosowane są różnego typu wentylatory wymuszające ruch medium roboczego. Często energia medium roboczego od strony wylotu układu jest na tyle duża, że możliwe byłoby jej częściowe odzyskiwanie, ale w wielu przypadkach sprawia problemy z hałasem w środowisku i na stanowiskach pracy nie przynoszac w ten sposób żadnego pożytku [1, 2]. W celu eliminacji zagrożenia hałasem stosowane są różne tłumiki, a jednym z ostatnio rozpoznawanych rozwiazań jest akustyczny rezonator helikoidalny [5-7, 9, 11], który umożliwia walkę z hałasem wąskopasmowym. Jego akustyczne właściwości były już przedmiotem kilku prac naukowych [3-10], a ostatnio także właściwości przepływowe [11], które nadal są obiektem badań. Rezonator helikoidalny ma o tyle ciekawą konstrukcję, jak pokazano na rysunku 1, że składa się z prostokreślnej powierzchni helikoidy, której części można również spotkać w łopatkach popularnych wentylatorów osiowych. Ze względu na charakterystyczny helikoidalny kształt rozwiązanie to niesie ze sobą potencjał do obrotu. Stad też niniejsza praca skupia się nad rozpoznaniem możliwości obracania sie rezonatorów helikoidalnych pod wpływem działania przepływu powietrza w kanale. W celu realizacji badań wykonano specjalny element stanowiska badawczego, dzięki któremu możliwe było obracanie rezonatorów helikoidalnych umieszczonych w odcinkach kanału o długości ok. 0,5m w ich osi. Element przejściowy pokazany na rysunku 2 o długości 80cm ma większą średnicę wewnętrzną niż odcinek kanału z rezonatorem (140mm/125mm), jednak reszta stanowiska badawczego wykonana jest z kanałów cylindrycznych o średnicy 125mm. Dokonano pomiarów

prędkości obrotowej ułożyskowanego pół metrowego odcinka kanału cylindrycznego z rezonatorami helikoidalnymi w środku w zależności od prędkości przepływu.



Rys. 1. Rezonator helikoidalny w rurze - wycięcie ma charakter poglądowy.

Badania pilotażowe wskazują na ciekawe możliwości dodatkowego wykorzystania rezonatorów helikoidalnych.



Rys. 2. Kanał przejściowy o średnicy 140mm z umieszczonym w środku w odcinku rury o średnicy 125mm i długości 500mm ułożyskowanym w osi rezonatorem helikoidalnym. Widok do wnętrza po lewej stronie, a po prawej widok przejścia połączonego z pomiarowymi kanałami cylindrycznymi o średnicy 125mm.

Ze względu na możliwości pomiarowe wskutek zrealizowanej budowy stanowiska badawczego (rys. 3) w oparciu o normę PN-EN ISO 7235 [12] dotyczącej badań laboratoryjnych tłumików hałasu, podjęto się pilotażowych badań obracających się rezonatorów helikoidalnych.



Rys. 3. Wykorzystane stanowisko badawcze do badań tłumików hałasu.

2. Sposób przeprowadzenia badań

W celu uzyskania pilotażowych wyników pomiarów obracających się rezonatorów helikoidalnych skupiono się na pomiarze widma hałasu z wykorzystaniem szybkiej

transformaty Fouriera FFT oraz uśredniania liniowego w zakresie częstotliwości od 1Hz do 3200Hz z krokiem co 1Hz, ze względu na spodziewane działanie rezonatorów w zakresie od ok. 1100Hz do 1400Hz. Do badań wykorzystano system pomiarowy Pulse firmy Bruel & Kjaer z prekalibrowanym zestawem mikrofonowym typu Teds z mikrofonem półcalowym 4190 oraz preferowaną nakładką aerodynamiczną. Punkt pomiarowy znajdował się w osi kanału tuż przed zakończeniem bezechowym (ok. 250mm), jak pokazano na rysunku 4. Dodatkowo do przejścia przedstawionego na rysunku 2 dołączono tachometr umożliwiający określenie prędkości obrotowej *n* [obr/min]. Zachowano szczelność połączeń, aby zminimalizować wszelkie niepowiązane z badanym obiektem straty ciśnienia w układzie. Dokonywano także poglądowych pomiarów strat ciśnienia na odcinku pomiarowym o długości $L_c=L_1+L+L_2=5450$ mm za pomocą wzorcowanego manometru różnicowego Testo 510 z dokładnością do 1Pa. W odległości L₃ od punktu pomiaru ciśnienia p₁ dokonywano pomiarów prędkości powietrza *v* [m/s] w osi kanału z użyciem termoanemometru, który wskazywał także temperaturę powietrza T [°C] przed badanym obiektem.



Rys. 4. Fragment stanowiska pomiarowego z rozmieszczeniem punktów pomiarowych: p₁ - ciśnienie przed obiektem badanym w odległości L₁=1200mm przed obiektem badanym, p₂ - ciśnienie za obiektem badanym w odległości od końca obiektu badanego L₂=3250mm, długość obiektu badanego L=1000mm.

Regulowany falownikiem wentylator zasysał powietrze z układu od strony zakończenia bezechowego. Falownik umożliwiał podział zakresu prędkości, stąd w dalszej części pracy uzależnienie od częstotliwości na falowniku f_{fal} [Hz]. Manometr różnicowy umożliwiał bezpośredni odczyt różnicy ciśnień $\Delta p = p_1 - p_2$ [Pa]. Ze względu na możliwość wystąpienia drgań dołączono do obudowy przejścia piezoelektryczny akcelerometr KD-22, jak pokazano na rys. 5. Dokonano pomiarów prędkości drgań także z użyciem systemu Pulse.



Rys. 5. Piezoelektryczny akcelerometr KD-22 umieszczony na obudowie przejścia dla obracających się rezonatorów helikoidalnych.

3. Badane obiekty

W niniejszej pracy skupiono się nad trzema typami rezonatorów helikoidalnych, jak pokazano na rysunku 6. Charakteryzują się one tym samym stosunkiem skoku *s* do średnicy kanału cylindrycznego *d*, *s/d*=1,976, lecz inną liczbą zwojów *n*, która wynosi odpowiednio 0,671, 0,695 i 1,0. Różnice między nimi odzwierciedlają się w uzyskiwanych charakterystykach tłumienia przenoszenia, jak pokazano na rysunku 7. I tak rezonator o najmniejszej liczbie zwojów ma dwa charakterystyczne rezonanse z pasmem tłumionym między nimi, w drugim przypadku doszukać się można jednej centralnej częstotliwości z podobnym do pierwszego zakresem częstotliwości, a trzeci rezonator charakteryzuje się jednym wyraźnym rezonansem.



Rys.6. Rozpatrywane rezonatory helikoidalne o stałym stosunku s/d=1,976 i różnej liczbie zwojów n=0,671 (a i d), n=0,695 (b i e), n=1,0 (c i f). Na rysunkach a-c przedstawiono modele numeryczne, a na rysunkach d-f modele rzeczywiste.





Rys. 7. Charakterystyki tłumienia przenoszenia dla rozpatrywanych trzech typów rezonatorów helikoidalnych o stałym stosunku s/d=1,976 i różnej liczbie zwojów n umieszczonych w prostym kanale cylindrycznym o średnicy 125mm.

3. Wyniki pomiarów

Ze względu na konieczność porównania wyników pomiarów poglądowego hałasu przepływu v[m/s], strat ciśnienia Δp [Pa], całkowitej prędkości drgań \dot{x} [mm/s] (w zakresie od 7Hz do 800Hz), prędkości przepływu v[m/s], temperatury T [°C] lub prędkości obrotowej n [obr/min] dokonano zestawienia wyników pomiarów w poniższych tabelach.

f _{fal} [Hz]	10	20	30	40	50	60
<i>v</i> [mm/s]	1,75	3,5	5,3	6,9	8,5	10,0
⊿p [Pa]	2	6	15	24	35	50
<i>T</i> [°C]	21,7	21,6	21,5	21,5	21,6	21,8
n [obr/min]	-	-	-	-	-	-
\dot{x} [mm/s]	-	-	-	-	-	-

Tabela 1. Odcinek pomiarowy o średnicy 125mm bez rezonatorów i przejścia.

Tabela 2. Odcinek pomiarowy o średnicy 125mm z przejściem i odcinkiem rury o długości 500mm w miejscu mocowania rezonatorów helikoidalnych

f_{fal} [Hz]	10	20	30	40	50	60
<i>v</i> [mm/s]	1,65	3,3	5,0	6,5	8,1	9,5
⊿p [Pa]	2	10	24	44	65	87
<i>T</i> [°C]	21,6	21,5	21,4	21,5	21,6	21,6
n [obr/min]	-	-	-	-	-	-
\dot{x} [mm/s]	_	_	-	-	-	-

Tabela 3. Obracający się rezonator helikoidalny o liczbie zwojów 0,671.									
f_{fal} [Hz] 10 20 30 40 50									
<i>v</i> [mm/s]	1,61	3,2	4,8	6,3	7,8				

_{°al} [Hz]	10	20	30	40	50	60
[mm/s]	1,61	3,2	4,8	6,3	7,8	9,2

<i>∆p</i> [Pa]	3	17	35	64	94	132
$T[^{\circ}C]$	21,2	21,1	21,0	21,1	21,5	21,3
n [obr/min]	0	0	543	727	950	1175
\dot{x} [mm/s]	0,399	0,394	0,49	2,63	2,63	3,76

Tabela 4. Nieobracający się rezonator helikoidalny o liczbie zwojów 0,671.

	575	i			J /	
f_{fal} [Hz]	10	20	30	40	50	60
<i>v</i> [mm/s]	1,63	3,3	4,9	6,5	8,0	9,3
⊿ <i>p</i> [Pa]	3	21	50	87	130	190
<i>T</i> [°C]	21,8	21,8	21,7	21,7	21,8	21,6
n [obr/min]	-	-	-	-	-	-
\dot{x} [mm/s]	-	-	-	-	-	-

Tabela 5. Obracający się rezonator helikoidalny o liczbie zwojów 0,695.

f_{fal} [Hz]	10	20	30	40	50	60
<i>v</i> [mm/s]	1,62	3,1	4,8	6,3	7,9	9,2
⊿p [Pa]	8	24	45	74	101	140
<i>T</i> [°C]	21,9	21,8	21,9	22,1	22,2	22,1
n [obr/min]	0	0	400	605	970	1130
\dot{x} [mm/s]	0,36	0,44	0,67	8,64	9,88	9,93

Tabela 6. Nieobracający się rezonator helikoidalny o liczbie zwojów 0,695.

f_{fal} [Hz]	10	20	30	40	50	60
<i>v</i> [mm/s]	1,62	3,3	4,9	6,5	8,0	9,4
⊿ <i>p</i> [Pa]	5	24	53	91	140	200
<i>T</i> [°C]	21,9	21,7	21,7	21,8	21,8	21,8
n [obr/min]	-	-	-	-	-	-
\dot{x} [mm/s]	-	-	-	-	-	-

Tabela 7. Obracający się rezonator helikoidalny o liczbie zwojów 1,0.

f_{fal} [Hz]	10	20	30	40	50	60
<i>v</i> [mm/s]	1,59	3,2	4,8	6,3	7,9	9,3
⊿p [Pa]	5	22	45	67	98	143
<i>T</i> [°C]	21,5	21,3	21,2	21,1	21,0	21,9
n [obr/min]	0	0	350	800	1040	1180
\dot{x} [mm/s]	0,34	0,38	1,39	1,73	3,64	3,37

TT 1 1 0	3.1. 1	•	•	1 1.1 .1 1	1. 1.	. 10
Lahela X	Nieohrs	Calacy (sie rezonator	helikoidalnu	0 1107618 7	$w_{010}w + 0$
		icający s	SIÇ TCZOMALOI	nenkoluaniy		w0j0w 1,0.

f_{fal} [Hz]	10	20	30	40	50	60
<i>v</i> [mm/s]	1,65	3,2	4,9	6,5	8,1	9,3
⊿p [Pa]	5	23	55	95	144	200
<i>T</i> [°C]	19,3	19,4	19,5	19,6	19,7	19,6
n [obr/min]	-	-	-	-	-	-
\dot{x} [mm/s]	-	-	-	-	-	-

Na poniższych rysunkach zaprezentowano poglądowy hałas przepływu dla rozpatrywanych przypadków.



Rys. 8. Poglądowy hałas przepływu: odcinek pomiarowy o średnicy 125mm bez rezonatorów i przejścia.



Rys. 9. Poglądowy hałas przepływu: odcinek pomiarowy o średnicy 125mm z przejściem i odcinkiem rury o długości 500mm w miejscu mocowania rezonatorów helikoidalnych.



Rys. 10. Poglądowy hałas przepływu: obracający się rezonator helikoidalny o liczbie zwojów 0,671.



Rys. 11. Poglądowy hałas przepływu: nieobracający się rezonator helikoidalny o liczbie zwojów 0,671.



Rys. 12. Poglądowy hałas przepływu: obracający się rezonator helikoidalny o liczbie zwojów 0,695.



Rys. 13. Poglądowy hałas przepływu: nieobracający się rezonator helikoidalny o liczbie zwojów 0,695.



Rys. 14. Poglądowy hałas przepływu: obracający się rezonator helikoidalny o liczbie zwojów 1,0.



Rys. 15. Poglądowy hałas przepływu: nieobracający się rezonator helikoidalny o liczbie zwojów 1,0.

Jak można zauważyć na rysunkach od 8 do 15 im wyższa częstotliwość zadana na falowniku, a co za tym idzie im wyższa prędkość przepływu, tym coraz wyższe poziomy hałasu przepływu. Jest to klucz do analizy zaprezentowanych rysunków, bez konieczności

skupiania się nad kolorystyką legendy. Z reguły tło akustyczne ma niższe poziomy dźwięku od pierwszej analizowanej częstotliwości na falowniku (10Hz) w zakresie do ok. 200Hz.

Ze względu na zauważalne różnice poglądowych poziomów hałasu przepływu dla obracających się rezonatorów helikoidalnych w ich charakterystycznym zakresie częstotliwości, w których uzyskiwany jest rezonans akustyczny, wykonano dodatkowe krótkie pomiary rozpędzając rezonator helikoidalny do dużej prędkości obrotowej i następnie wyłączając wentylator, tak aby można zarejestrować widmo hałasu prawie bez przepływu ale z obracającym się wybranym rezonatorem helikoidalnym. Na rysunku 16 przedstawiono trzy charakterystyki poziomów liniowych dźwięku z rezonatorem helikoidalnym o liczbie zwojów n=1,0 dla tła akustycznego bez przepływu lecz z załączonym wentylatorem silnika głównego wentylatora i falownikiem. Następnie zarejestrowano charakterystykę zaraz po wyłączeniu wentylatora po rozpędzeniu rezonatora do pełnej prędkości obrotowej dla częstotliwości na falowniku równej 50Hz oraz dla częstotliwości 80Hz.

W efekcie bardzo wyraźnie widać, że poziomy dźwięku są wyraźnie wyższe w zakresie częstotliwości charakterystycznych dla tego rezonatora, jak na rysunku 7 to zaprezentowano ok. 1300Hz przypada rezonans akustyczny i w tym obszarze częstotliwości widać wyższy poziom dźwięku od tła. Co ciekawe w niższych częstotliwościach także widać bardzo wyraźny wzrost poziomów dźwięku. Być może można w ten sposób generować dźwięk przy użyciu rezonatora helikoidalnego, ale pod warunkiem, że bezgłośnie wprawi się go w ruch obrotowy, gdyż sztywno umocowany z całą pewnością będzie tłumił pożądane dźwięki.



Rys. 16. Poglądowy hałas przepływu po rozpędzeniu obracającego się rezonatora helikoidalnego o liczbie zwojów n=1,0 do pełnej prędkości obrotowej a następnie wyłączeniu wentylatora.

5. Podsumowanie i wnioski

W niniejszej pracy przeprowadzono pilotażowe badania obracających się rezonatorów helikoidalnych. Głównym zadaniem było sprawdzenie, czy rezonatory helikoidalne mogą się obracać, co z pełnym sukcesem zostało udowodnione. Niemniej przy tej okazji zostały przeprowadzone dodatkowe badania poglądowego hałasu przepływu i straty ciśnienia na odcinku pomiarowym. Okazuje się, że obracające się rezonatory wprowadzają mniejszą stratę ciśnienia względem sztywno umocowanych.

Natomiast z pomiarów poglądowego hałasu przepływu wynikają dwa główne wnioski. Pierwszy to taki, iż obracający się rezonator helikoidalny charakteryzuje się niższymi poziomami dźwięku w szerokim paśmie względem sztywno umocowanych. W drugim przypadku wydaje się, że bezgłośnie wprowadzone w ruch rezonatory helikoidalne mogą być generatorem dźwięku, ale to wymaga jeszcze badań. Dodać można, że z racji ciekawych wyników co do prędkości obrotowej, rezonatory helikoidalne można próbować wykorzystać jako elementy instalacji pozwalające na odzyskiwanie energii, np. poprzez połączenie ich z prądnicą, a jednocześnie tłumienie dźwięku. Problemem w tym przypadku może okazać się uszczelnienie układu, aby fala akustyczna nie przedostawała się inną drogą niż przez rezonator. Wymaga to badań i myśli inżynierskiej.

Podziękowania

Praca finansowana z budżetu na naukę w latach 2010-2013 jako projekt badawczy N N502 4557 39. Serdeczne podziękowania dla prof. Czesława Cempla za kreatywne uwagi, opinie oraz inspiracje związane z tematyką niniejszej pracy.

Literatura

- [39] Z. Engel, *Ochrona środowiska przed drganiami i hałasem*, Wydawnictwo Naukowe PWN, Warszawa (2001)
- [40] Z. W. Engel, J. Sadowski, Ochrona środowiska przed hałasem w Polsce w świetle przepisów europejskich, Komitet Akustyki PAN, CIOP PIB, Warszawa (2005)
- [41] W. Łapka. Acoustic attenuation performance of a round silencer with the spiral duct at the inlet, Archives of Acoustics, **32**, 247-252 (2007).
- [42] W. Łapka. Acoustical properties of helicoid as an element of silencers, Doctoral work, Faculty of Mechanical Engineering and Management, Poznań University of Technology (2009).
- [43] W. Łapka. *Helicoidal resonator*, Proceedings of 39th International Congress and Exposition on Noise Control Engineering INTER-NOISE 2010, Lisbon, Portugal, 9 pages in CD-ROM (2010).
- [44] W. Łapka. *Helicoidal resonators for passive noise control in ducted systems with practical application*. INTER-NOISE 2012, 19-22 August 2012, New York, USA, 10 pages in CD-ROM (2012).
- [45] W. Łapka. *Multi resonant helicoidal resonator for passive noise control in ducted systems*, Proceedings of 15th International Conference on Experimental Mechanics, Porto, Portugal, 22-27 July 2012, 9 pages in CD (2012).
- [46] W. Łapka, C. Cempel. *Noise reduction of spiral ducts*, Journal of Occupational Safety and Ergonomics JOSE, **13**(4), 419-426 (2007).

- [47] W. Łapka, C. Cempel. Acoustic short helicoidal resonator-computational and experimental investigations, Proceedings of 58th Open Seminar on Acoustics, OSA 2011, Gdańsk-Jurata, Poland, 9-16 (2011).
- [48] Łapka W., (2012). Numerical Aeroacoustic Research of Transmission Loss Characteristics Change of Selected Helicoidal Resonators due to Different Air Flow Velocities, Vibrations in Physical Systems, Vol. 25, 2012, 267-272.
- [49] W. Łapka. Comparison of numerically calculated pressure drop for selected helicoidal resonators, 59th Open Seminar on Acoustics, 145-148 (2012)
- [50] PN-EN ISO 7235: marzec 2006. Akustyka. Metody laboratoryjne pomiaru tłumików kanałowych oraz elementów końcowych. Tłumienie wtrącenia, hałas przepływu i strata ciśnienia całkowitego. (2006)

Akustyczna metoda badania pojedynczych wyładowań elektrostatycznych

Acoustic test method of single electrostatic discharges

Ł. Orzech

Instytut Technik Górniczej KOMAG, Laboratorium Badań Stosowanych, ul. Pszczyńska 37, 44-101 Gliwice E-mail: lorzech@komag.eu

Streszczenie

W pracy przedstawiono zastosowanie akustycznej metody pomiarowej do określania parametrów pojedynczego wyładowania elektrostatycznego, którego wartość jest niezbędna przy ocenie bezpieczeństwa stosowania materiału niemetalowego w strefach zagrożonych wybuchem. Pomiar akustycznego efektu wyładowania elektrostatycznego, umożliwia sparametryzowanie właściwości zapalnych materiału, poprzez silną zależność wartości deskryptorów akustycznej fali ciśnieniowej z wartościami ładunku przeniesionego z powierzchni naelektryzowanego materiału badanego. Opisana metoda stanowi samodzielny sposób pomiaru ładunku elektrostatycznego wyładowania lub może być uzupełnieniem stosowanych do tej pory tradycyjnych metod elektrycznych zarówno do wyładowań snopiastych rozprzestrzeniających się jak i zupełnych.

1. Wprowadzenie

Szybki rozwój nowych technologii, umożliwił w ostatnim czasie, zastosowanie w przemyśle nowoczesnych materiałów, których zalety umożliwiają zwiększenie efektywności procesów przemysłowych i bezpieczeństwo ich użytkowania. Bardziej restrykcyjne stały się również wymagania dotyczące bezpieczeństwa pracy, szczególnie w strefach niebezpiecznych. Jednym z takich obszarów, w których wykorzystywane są szczególne właściwości materiałów, są strefy zagrożone wybuchem mieszanin gazowych lub pyłów. Przykładem takich stref zagrożonych wybuchem występujących w górnictwie, są podziemne wyrobiska górnicze, szczególnie w kopalniach węgla kamiennego. Coraz częściej w strefach zagrożonych wybuchem stosuje się materiały, które mają właściwości nieprzewodzace, czego konsekwencja stała się konieczność badania tych materiałów pod katem ich zdolności do zapłonu mieszaniny wybuchowej, poprzez wyładowanie elektrostatyczne [1]. Jednym z parametrów wyrażających zapalające właściwości wyładowań iskrowych jest ładunek elektrostatyczny przenoszony w impulsie podczas wyładowania [2]. Tematyka mechanizmów powstawania zapłonu atmosfer wybuchowych wywołanych wyładowaniem elektrostatycznym i sposobów parametrycznego zapisu tego zagadnienia została szeroko opisana w literaturze fachowej [3], [4], [5], [6]. Wyładowanie

elektrostatyczne (ESD), bez względu na rodzaj mechanizmu powstawania [7] i miejsce występowania [8], stanowi zagrożenie dla zdrowia oraz realną groźbę wystąpienia zdarzeń niebezpiecznych, takich jak awarie, wypadki czy przeskok iskry, mogącej spowodować zapłon mieszaniny wybuchowej. W związku z powyższym, zaistniała bezwzględna konieczność oceny bezpieczeństwa stosowania materiałów niemetalowych w strefach zagrożonych wybuchem, a przede wszystkim, badania ich właściwości w aspekcie możliwości spowodowania zapłonu mieszaniny wybuchowej, poprzez zdolności uwolnienia ładunku elektrostatycznego z ich powierzchni (najcześciej naelektryzowanej).

Oprócz tradycyjnych, elektrycznych metod pomiarowych, parametryzacja wybranych form wyemitowanej energii wyładowań elektrostatycznych, może także stanowić sposób opisu badanego zjawiska. Dziedzinową relację wibroakustyki z elektrostatyką stanowi nierozerwalna koegzystencja efektów dźwiękowych wyemitowanej energii podczas wyładowań. Energia ta przyjmuje postać fali mechanicznej, co obok m.in. jonizacji, jest jednym z efektów przepływu prądu przez ośrodek gazowy (np. powietrze). Niniejsza praca porusza tematykę alternatywnych metod pomiaru parametrów pojedynczych wyładowań elektrostatycznych, z wykorzystaniem akustycznej metody pomiarowej w ujęciu klasycznym (w zakresie słyszalnego pasma częstotliwościowego).

2. Mechanizm powstawania fali akustycznej podczas wyładowania elektrostatycznego

Wyładowania elektrostatyczne, ze względu na sposób i zakres oddawania ładunku z powierzchni naelektryzowanego materiału, zostały zakwalifikowane jako wyładowania snopiaste i snopiaste rozprzestrzeniające się, natomiast ze względu na skutek oddziaływania uwolnionej energii w postaci jonizacji ośrodka, wykazują duże podobieństwo do wyładowań iskrowych. Różnica pomiędzy nimi polega na tym, iż w wyładowaniu iskrowym praktycznie cała energia jest przenoszona podczas wyładowania, po zakończeniu stanu nieustalonego różnica potencjałów pomiędzy elektrodami wynosi 0, natomiast w wyładowaniu snopiastym tylko część energii zostaje uwolniona, a ładunek zostaje "zebrany" z pewnej, ograniczonej powierzchni. Analogia między nimi dotyczy ograniczeń prądowych źródła napięcia, uniemożliwiających utrzymanie stałego prądu wyładowania, jak również możliwości lokalnych lawinowych jonizacji ośrodka o geometrii kanału. Do tego rodzaju jonizacji dochodzi najczęściej w silnym polu elektrycznym, co prowadzi do tego, że gaz w kanale jest silnie zjonizowany i przewodzi prad podobnie jak metal. Najwieksza intensywność jonizacji powietrza występuje na czole kanału, co objawia sie efektem świetlnym wyładowania, wywołanym wzrostem temperatury do kilku tysiecy stopni Kelvina. Predkość rozwijania się iskry znacznie przewyższa predkość dźwięku i dochodzi do 10⁶ m/s. Powoduje to gwałtowne (praktycznie wybuchowe) zmiany ciśnienia w kanale, co prowadzi do silnych efektów akustycznych [9]. Akustycznym skutkiem takiego zjawiska (np. wybuchu, elektrostatycznego wyładowania iskrowego) jest dźwiękowa fala uderzeniowa typu N², której kształt przedstawiono na Rysunku 1.

Mechanizm powstawania fali typu N występuje, gdy prędkość ruchu źródła (obiektu, w tym przypadku czoła wyładowania) Vs przewyższa prędkość propagacji dźwięku c₀, tworząc promieniste powierzchnie fazowe układające się w stożek Macha, na którego powierzchni występuje akustyczna fala uderzeniowa [10]. Takie efekty dźwiękowe

² ang. – N-wave, – nazwa pochodzi od podobieństwa kształtu przebiegu impulsu akustycznego w polu bliskim źródła do litery N

²¹⁰

stanowią solidną podstawę do ich analizy pod kątem opisu i parametryzacji zjawisk wyładowań elektrostatycznych. Wyładowania te, stanowią grupę wyładowań zupełnych (WZ), czyli takich, gdzie wyładowanie w ośrodku jednorodnym występuje wzdłuż całej drogi łączącej obie elektrody. Gdy wyładowanie w polu niejednorodnym występuje tylko na części drogi, określane jest mianem wyładowania niezupełnego (WNZ).



Rysunek 1. Graficzne przedstawienie przebiegu teoretycznego i rzeczywistego fali typu N (N-wave)

3. Najczęściej stosowane metody badań pojedynczych wyładowań elektrostatycznych

Jedną z najistotniejszych i najczęściej wykorzystywaną metodyką badawczą opisującą sposób prowadzenia pomiarów ładunku przeniesionego, jest załącznik D do PN-EN 13461-1 [1]. Procedura ta określa sposób realizacji pomiarów parametrów wyładowania elektrostatycznego (ładunku przeniesionego) umożliwiający podjęcie decyzji, czy materiał nieprzewodzący może ulegać naładowaniu w stopniu wystarczającym do tworzenia wyładowań o charakterze snopiastym i przez to stać się źródłem zapłonu wybuchowej mieszaniny gazu lub pary z powietrzem. Specyfika pomiaru pojedynczego wyładowania elektrostatycznego obarczona jest m.in. wpływem warunków atmosferycznych, czasem i sposobem elektryzowania materiału, biegłością operatora, itp., co bezpośrednio wpływa na powtarzalność i wartość wyniku pomiaru ładunku przeniesionego podczas wyładowania. Na Rysunku 2 przedstawiono schematycznie taki sposób pomiaru.



Rysunek 2. Schemat układu pomiarowego do metody opisanej w normie PN-EN 13461-1 (źródło: [1])

Doświadczenia zebrane podczas realizacji pomiarów ESD wg ww. metody, stanowiły inspirację do dalszej analizy zjawisk towarzyszących pojedynczym wyładowaniom elektrostatycznym. Jednym z takich efektów towarzyszących wyładowaniu jest charakterystyczny trzask przejawiający się w postaci impulsu akustycznego. Pomimo tego, ww. norma [1] nie odnosi się bezpośrednio do zjawisk akustycznych towarzyszących badanemu wyładowaniu, choć nakłada na wykonującego pomiary (operatora), konieczność zarejestrowania pojedynczego (pierwszego) wyładowania. Jest to szczególnie trudne, ponieważ czas trwania pojedynczego impulsu elektrycznego wynosi do 100 ns, a wytworzone przez niego efekty akustyczne nie trwają dłużej niż 0,4 ms. W wymaganym układzie pomiarowym, jedynym wyznacznikiem liczby jednostkowych wyładowań dla operatora, jest dźwięk im towarzyszący. Biorąc pod uwagę czas trwania ESD i stałą czasową narządu słuchu człowieka (ok. 50 ms)³, jest to kryterium raczej subiektywne i z metrologicznego punktu widzenia – właściwie niepewne. Doświadczenia autora płynące z dotychczas przeprowadzonych prac badawczych, skłoniły do głębszej analizy zjawiska akustycznego towarzyszącego pojedynczym wyładowaniom elektrostatycznym.

Prezentowana w niniejszej pracy metoda, wykorzystuje pomiar i analizę właściwości zdarzenia (impulsu) akustycznego towarzyszącego (pojedynczemu) wyładowaniu elektrostatycznemu. Przewagą takiego sposobu postępowania jest rzeczywista detekcja pojedynczego (pierwszego) wyładowania elektrostatycznego oraz proporcjonalność przeniesionego ładunku elektrostatycznego do odpowiedniego deskryptora ciśnienia akustycznego. Dzięki tej metodzie możliwe jest uzyskanie wielu dodatkowych informacji, m.in. o tym że wyładowanie nastąpiło (lub nie), jak również o wartości ładunku uwolnionego podczas wyładowania na podstawie analizy sygnału dźwiękowego poprzez wyłonienie i analizę odpowiednio dobranego deskryptora ciśnienia akustycznego w dziedzinie czasu.

4. Akustyczne metody badań wyładowań elektrostatycznych

Intensywnie rozwijaną w ostatnich latach dziedziną badań akustycznych jest emisja akustyczna (EA – *ang. Acoustic Emission*). EA stanowi nieniszczącą metodę pomiaru, która ma na celu ocenę wytrzymałości, jednorodności i jakości struktury materiałów, detekcję mikropęknięć, braków wypełnień czy nieciągłości geometrycznych np. izolatorów. Ponadto, umożliwia wykrycie problemów z wiązaniami oraz korozją poprzez lokalizację i pomiar intensywności sygnałów AE generowanych w trakcie powstawania mikropęknięć [11]. Metoda ta opiera się najczęściej na rejestracji i analizie wielookresowych wyładowań niezupełnych lub efektów ich mechanicznego oddziaływania.

Różnica między typowymi sygnałami akustycznymi a wysokoczęstotliwościową emisją akustyczną polega na tym, że ta ostatnia obejmuje wyższy i szerszy zakres częstotliwości (od 20 kHz do 2 MHz), a więc mieści się ponad pasmem słyszalnym dla człowieka [12]. Terminologia stosowana w EA rozróżnia dwa podstawowe pojęcia:

- sygnał EA oraz
- impuls EA.

³ Źródła podają, że w zależności od częstotliwości i sposobu podawania bodźca słuchowego, wartość ta wynosi od 2 ms [25] do 100 ms [26]

Przez sygnał EA rozumie się wielkość występującą w źródle emisji. Pod pojęciem impulsu emisji rozumie się wielkość rejestrowaną w punkcie odbioru. Związek między sygnałem a impulsem emisji jest określony przez funkcję przejścia ośrodka [13].

Pojedyncze wyładowania elektrostatyczne generują krótkotrwałe grzmoty akustyczne, które charakteryzują się przede wszystkim, impulsowym kształtem przebiegu czasowego oraz rozmytym widmem częstotliwościowym. Takie właściwości wymagają zastosowania odpowiednich technik rejestracji i analizy sygnałów pomiarowych [14], [15]. W celu zastosowania akustycznej analizy wyładowań elektrostatycznych, należy potwierdzić zależności pomiędzy parametrami wyładowań a parametrami akustycznymi. Jedną z takich prac, zawierających wyniki akustycznych badań laboratoryjnych nad iskrami elektrycznymi zaprezentował Klinkownstein R. [9]. Wykazał, zastosowanie wyładowań iskrowych jako powtarzalnego wzorcowego źródła impulsów akustycznych oraz potwierdził teoretyczne zależności energetyczne fal dźwiękowych dla przebiegów szybkozmiennych z rozmytym widmem częstotliwościowym w polu dalekim (swobodnym).

Przeprowadzone doświadczenia pokazują, że impulsy akustyczne powstające w wyniku gwałtownego wzrostu ciśnienia powodowanego np. wybuchem, iskrą, itp., podlegają nieliniowym prawom akustyki w polu bliskim źródła innym niż klasyczne. Jest to związane z większą prędkością wzrostu ciśnienia ośrodka spowodowanego np. iskrą w stosunku do prędkości dźwięku w tymże ośrodku (np. powietrzu).

Wyładowania iskrowe, jako źródło dźwięku analizował Shibayama H. i wsp. [16], dowodząc jego nieznacznej charakterystyki kierunkowej w obszarze odległości równych odległościom pomiędzy elektrodami (polu bliskim źródła). Przeprowadzono również szereg badań na temat rozchodzenia się wyładowań w ośrodku gazowym (powietrzu) i ich efektu w postaci gwałtownie narastającej fali ciśnienia (akustycznego). Ważne prace w tym obszarze opublikował Wright W., generalnie charakteryzując propagację fal impulsowych emitowanych przez wyładowania iskrowe w polu bliskim [17]. Porównał i uzasadnił różnice kształtu teoretycznego i rzeczywistego przebiegu czasowego wzrostu ciśnienia fali impulsowej typu N, występującej przy wyładowaniach, np. iskrowych. Ponadto, przedstawił wyniki badań zależności ciśnieniowych i czasowych transjentów akustycznych w funkcji odległości od źródła.

W innej swojej pracy Wright opisał zależność akustycznego promieniowania skończonych źródeł liniowych wzbudzających fale typu N od kąta padania czoła takiej fali w polu bezpośrednim (bliskim) [18].

Przedstawione powyżej eksperymenty zostały uzupełnione także o badania fal typu N, pochodzących od wyładowań iskrowych w kontekście refrakcji akustycznej w polu bliskim źródła, które opisał Lafleur D. i wsp. [19]. Charakterystykę akustyczną fal impulsowych uzupełnił Webster D. i wp. [20], prezentując wyniki badań nad saturacją (nasyceniem) skończonych amplitudowo fal impulsowych. Szereg prac dotyczących badań nieliniowych zjawisk akustycznych opublikował D. Blackstock. Analizował on zjawiska nieliniowości odbić (refleksji), załamania (refrakcji) i rozchodzenia się (propagacji) fal uderzeniowych w falowodach, opisując wpływ tych zjawisk na rozpraszanie fali dźwiękowej [21], [22], [23].

Znaczna część tych badań ukierunkowana była na poznanie nieliniowego charakteru efektów akustycznych towarzyszących powstawaniu fal typu N wzbudzonych z różnych źródeł (m.in. iskier) i empiryczne opisanie praw rządzących tymi zjawiskami. Na szczególną uwagę zasługują badania Yuldashev'a P. i wsp. [24], którzy potwierdzili eksperymentalnie wpływ efektów nieliniowych w polu bliskim na rozprzestrzenianie się fal typu N oraz na ich podstawowe deskryptory. Ponadto w swoich badaniach przeprowadzili

doświadczenia wykorzystujące fotografię smugową Schlierena, dzięki czemu uzyskali lepszą zbieżność pomiarów czasu narastania czoła fali ciśnieniowej. Ważnym wnioskiem wynikającym z tej pracy, jak również powtarzającym się w wielu przytoczonych badaniach, jest konieczność uwzględnienia wszystkich zjawisk zakłócających w eksperymentalnej weryfikacji modeli teoretycznych. Niniejszy wniosek prezentuje Rysunek nr 3.



Rysunek 3. Graficzne przedstawienie fali typu N (N-wave) z uwzględnieniem efektów towarzyszących (Rysunek wykonano na podstawie: [24])

5. Schemat badania i wyniki pomiarów

Na podstawie powyższych analiz, przeprowadzono badania, które podzielono na 2 etapy: symulacyjny oraz rzeczywisty. W pierwszym etapie, pojedyncze wyładowania elektrostatyczne uzyskiwano poprzez użycie generatora o znanej wartości napięcia wyładowania elektrostatycznego. Dzięki użyciu generatora ESD, możliwe było wielokrotne uzyskanie pojedynczych ESD, których charakter był powtarzalny i regulowany w odpowiednim zakresie. Drugi etap badań obejmował uzyskanie pojedynczych wyładowań elektrostatycznych podczas rzeczywistych badań naelektryzowanego materiału (PTFE), w sposób opisany w ww. normie. Oba etapy badań obejmowały pomiar wartości ładunku elektrostatycznego jak również ciśnienia akustycznej fali uderzeniowej towarzyszącej pojedynczemu ESD. Badania zostały przeprowadzone wg metody, umożliwiającej równoczesną rejestrację wielkości elektrycznych, na wspólnej podstawie czasu, umożliwiającej późniejszą analizę wyników pod kątem statystycznym oraz wyznaczenie zależności badanych wielkości. WW. metoda pomiarowa opierała się na procedurze badawczej zawartej w normie PN-EN 13463-1:2010, w której ogólnie omówiono sposób przeprowadzania pomiarów przeniesionego ładunku elektrostatycznego. Mikrofon umieszczono prostopadle w odległości 0,1m od linii wyładowania, co zapewniło jego bezpieczeństwo, odporność na ewentualne zakłócenia i umiejscowienie w polu dalekim w stosunku do wymiarów źródła wyładowania.





Rysunek 4. Schematy układów pomiarowych wykorzystanych do badań symulacyjnych (część lewa) oraz badań rzeczywistych (część prawa)

W związku z koniecznością przyjęcia do analiz odpowiednich parametrów prawidłowo opisujących mierzone wielkości jak i badane zjawisko, koniecznym było wyszczególnienie określonych deskryptorów spełniających wymagania właściwego odwzorowania zjawiska i wielkości mierzonej (maksymalna osiągnięta wartość współczynnika determinacji R²).

Na tej podstawie przyjęto cztery podstawowe rodzaje wyboru deskryptorów:

- czasowe (tempo narastania wartości w czasie, liczba przejść przez wybrany poziom sygnału, itp.),
- obwiedniowe,
- wskaźniki wierzchołków (stosunki amplitud poszczególnych poziomów sygnałowych, różnice poziomów amplitud, itp.),
- energetyczne (wynikające z własności poszczególnych wielkości mierzonych, np.: wartości skuteczne przebiegów RMS, itp.),
- kombinowane (kombinacje powyższych w różnych przedziałach czasowych, itp.).

Przedstawione powyżej możliwości analizy sygnałów przebiegów czasowych ciśnienia akustycznego, pozwoliły na prawidłowy dobór deskryptorów, wykorzystanych do analiz wyników pomiarów. Jako deskryptory opisujące wielkość akustyczną użyto wartość skuteczną RMS pierwszego okresu amplitudy ciśnienia akustycznego oraz RMS za cały czas występowania fali akustycznej tj. przez 360 µs przebiegu. Na tej podstawie określono zależności pomiedzy ciśnieniem akustycznym towarzyszacym wyładowaniu elektrostatycznemu a wartościami ładunków elektrostatycznych uwolnionych podczas pojedynczego wyładowania elektrostatycznego. Ponadto wyznaczono współczynnik determinacji R², który informuje o tym, jaka cześć zmienności zmiennej objaśnianej została wyiaśniona przez model. Jest on wiec miara stopnia, w jakim model wyiaśnia kształtowanie się zmiennej objaśnianej. Można również powiedzieć, że współczynnik determinacji opisuje tę część zmienności objaśnianej, która wynika z jej zależności od uwzględnionych w modelu zmiennych objaśniających. W tym przypadku współczynnik determinacji

wyniósł $R^2 = 0.98$ (współczynnik determinacji przyjmuje wartości z przedziału [0;1] jeśli w modelu występuje wyraz wolny, a do estymacji parametrów wykorzystano metodę najmniejszych kwadratów. Dopasowanie modelu jest tym lepsze, im wartość R^2 jest bliższa jedności). Opisaną zależność prezentuje Rysunek nr 5.



Rysunek 5. Zależność ciśnienia akustycznego w funkcji wartości ładunku pojedynczych wyładowań elektrostatycznych pochodzących z generatora ESD

Powyższa zależność odnosi się do pojedynczych wyładowań elektrostatycznych generowanych z symulatora wyładowań elektrostatycznych.

Na Rysunku 6 przedstawiono opisaną zależność przedstawioną w skali logarytmicznej, lepiej odwzorowującej zjawiska akustyczne wraz z wyznaczonymi analitycznymi zależnościami funkcji oraz współczynnikami determinacji R².



Rysunek 6. Zależność ciśnienia akustycznego w funkcji pojedynczych wyładowań elektrostatycznych pochodzących z generatora ESD (zależność logarytmiczna)

Jak widać na powyższych wykresach, wyznaczone zależności opisują wartości pojedynczych wyładowań elektrostatycznych powyżej 1000 nC, czyli takie, które rzadko występują podczas badania materiałów nieprzewodzących pracujących w strefach zagrożonych wybuchem. Kryterium oceny takich materiałów wynosi 60 nC, co implikuje konieczność wykonania analogicznych badań w niższym zakresie niż wyżej przedstawione.

W związku z powyższym wykonano pomiary pojedynczych wyładowań elektrostatycznych pochodzących z teflonowego materiału odniesienia (PTFE). Sposób indukcji ładunku dobrano tak, aby uzyskać wyniki pomiarów w możliwie szerokim zakresie wartości wyładowań elektrostatycznych w granicach $(0 \div 60)$ nC.

Współczynnik determinacji wyniósł $R^2 = 0.85$, co jest spowodowane mniejszą powtarzalnością wyników pomiarów oraz większym wpływem czynnika ludzkiego na metodę pomiarową zawartą w normie PN-EN 13463-1.

Tak przeprowadzone pomiary prezentuje Rysunek 7.



Rysunek 7. Zależność ciśnienia akustycznego w funkcji pojedynczych wyładowań elektrostatycznych pochodzących od materiału odniesienia (badania rzeczywiste)



Rysunek 8. Zależność ciśnienia akustycznego w funkcji wartości ładunku pojedynczych wyładowań elektrostatycznych pochodzących od materiału odniesienia (badania rzeczywiste)oraz z generatora ESD (badania symulacyjne)

Celem odwzorowania zależności deskryptora 360 µs ciśnienia akustycznego w funkcji wartości uzyskanego ładunku elektrostatycznego, wspólnie zestawiono wyniki pomiarów z obu etapów badań. Takie zestawienie przedstawia Rysunek 8.

6. Podsumowanie

Przedstawione wyniki badań pokazują, że przedstawiona w niniejszej pracy metoda, nadaje się do akustycznego pomiaru wartości ładunku pojedynczego wyładowania elektrostatycznego, szczególnie z naelektryzowanych materiałów niemetalowych.

Do zalet metody można zaliczyć m.in.:

- Obiektywna ocena zjawiska (eliminacja tła elektrostatycznego),
- Niezależność układów pomiarowego i wyładowczego,
- Możliwość eliminacji zakłóceń (wielokrotność wyładowań, wpływ zakłóceń elektrycznych),
- Możliwość sterowania geometrią układu pomiarowego (odległość mikrofonu od próbki i elektrody wyładowczej),
- Szerokie możliwości analizy sygnału akustycznego (precyzyjne odwzorowanie zjawiska, duża dokładność w porównaniu z napięciem, duża ilość informacji zawarta w przebiegu czasowym (liczba i charakter okresów w dziedzinie czasu, możliwość analizy falkowej, różnorodność deskryptorów, itp.,)),

Zaprezentowana metoda posiada również wady, do których zaliczyć można:

- Ryzyko uszkodzenia mikrofonu,
- Wrażliwość na zakłócenia akustyczne w przypadku niskich poziomów ciśnień wartości ładunku,
- Zmienna geometria układu pomiarowego (fala odbita, kąt pomiędzy mikrofonem a próbką i elektrodą wyładowczą).

Literatura

- 1. *PN-EN 13461-1 Urządzenia nieelektryczne w przestrzeniach zagrożonych wybuchem Część 1: Podstawowe założenia i wymagania.* brak miejsca : PKN, 2010.
- 2. Gajewski A. S. Elektryczność statyczna. Poznanie. Pomiar. Zapobieganie. Eliminowanie. Wrocław : IWZZ, 1987.
- 3. Grabarczyk Z. J. Zagrożenia elektrostatyczne w strefach zagrożonych wybuchem: przyczyny powstawania i zasady zapobiegania. Zeszyty Naukowe Wyższej Szkoły Zarządzania Ochroną Pracy w Katowicach. 2009, 1(5).
- 4. Pomiar ładunku elektrycznego przenoszonego w czasie wyładowania elektrostatycznego dla potrzeb oceny ryzyka zapłonu atmosfer wybuchowych i rażeń elektrostatycznych. *Zeszyty Naukowe Wyższej Szkoły Zarządzania Ochroną Pracy w Katowicach*. 2011, 1(7).
- 5. Eckhoff R. K. i Olsen W. A new method for generation of synchronized capacitive sparks of low energy. Reconsideration of previously published findings. *Journal of Electrostatics*. 2010, 68.
- 6. Wu Z., i inni. Research on ESD ignition hazards of textiles. *Journal of Electrostatics*. 2003, 57.
- 7. Kowalski J. M. Elektryczność statyczna w obiektach produkcyjnych i magazynowych. Warszawa : IPO, 2008.
- 8. CLC/TR 50404:2003 Electrostatic Code of practice for the avoidance of hazards due to static electricity. UE : CENELEC, 2003.
- 9. Klinkowstein Robert Edward. A study of acoustic radiation from an electrical spark discharge in air. Massachusetts : Massachusetts Institude of Technology, 1974.
- 10. Makarewicz Rufin. Dźwięki i fale. Poznań : Wydawnictwo Naukowe UAM, 2004.
- 11. Hasse L., Spiralski L. i Sikula J. Pomiar i obróbka sygnałów emisji akustycznej w diagnostyce obiektów. Zeszyty Naukowe Wydziału Elektrotechniki i Automatyki Politechniki Gdańskiej Nr 20. 2004.
- 12. Moszczyński Leszek i Ranachowski Zbigniew. Rejestracja emisji akustycznej w badaniach przemysłowych. *Przegląd Mechaniczny*. 2002, 9.
- 13. Kucharska Barbara. Przegląd deskryptorów akustycznych w dziedzinie czasu umożliwiających ocenę wyładowań niezupełnych. *Diagnostyka*. 2006, Tom 39, 3.
- 14. *Techniques and procedures for the measurement of impulse noise*. Brinkman Heinz H. Meppen : RTO EN-11, 2000. Damage risk from impulse noise.
- 15. PN-ISO 10843 Akustyka. Metody opisu i pomiaru pojedynczych impulsów lub serii impulsów. Warszawa : Polski Komitet Normalizacyjny, 2002.
- 16. Shibayama Hideo, Fukunaga Kazuyasu i Kido Ken'iti. Directional characteristics of pulse sound source with spark discharge. *Journal Acoustic Society of Japan (E).* 1985, Tom 6, 2.
- 17. Wright Wayne M. Propagation in air of N waves produced by sparks. *Journal of the Acoustical Society of America.* 1983, Tom 73, 6.
- Wright Wayne M. i Medendorp Nicholas W. Acoustic radiation from a finite line sources with N-wave excitation. *The Journal of the Acoustical Society of America*. 1968, Tom 43, 5.
- 19. Lafleur L. Dwynn, Matese John J. i Spross Ronald L. Acoustic refraction by a spark discharge in air. *Journal of the Acoustical Society of America*. 1987, Tom 81, 3.
- 20. Webster Don A. i Blackstock David T. Finite-amplitude saturation of plane sound waves in air. *Journal of the Acoustical Society of America*. 1977, Tom 62, 3.
- 21. Blackstock David T. *Nonlinear acoustics: relection and refraction, propagation in periodic waveguide, scattering of sound by sound, and ellipsoidal focusing.* Department of the Navy. Arlington : Office of Naval Research, 1989. ARL-TR-89-38.
- 22. Nonlinear acoustics: Propagation in a periodic waveguide and scattering of sound by sound. Arlington : Office of Naval Research, 1990. ARL-TR-90-21.
- 23. Nonlinear acoustics: Periodic waveguide, finite amplitude propagation in a medium having a distribution of relaxation processes, and production of an isolated negative pulse in water. Phisics Division. Arlington : Office of Naval Research, 1993. ARL-TR-93-17.
- 24. Yuldashev Petr, i inni. Nonlinear propagation of spark-generated N-waves in air: Modeling and measurements using acoustical and optical methods. *Journal of the Acoustical Society of America*. 2010, 128.
- 25. Jorasz Urszula. *Wykłady z psychoakustyki*. Poznań : Wydawnictwa Naukowe UAM, 1998.
- 26. Makarewicz Rufin. *Hałas w środowisku*. Poznań : Ośrodek Wydawnictw Naukowych, 1996.

Badania charakterystyk kierunkowości promieniowania dźwięku przez wylot falowodu półnieskończonego

A Study on Directivity Characteristics of Sound Radiated from Semi-infinite Waveguide Outlet

Anna Snakowska^{*}, Łukarz Gorazd^{*}, Jerzy Jurkiewicz^{**},

 *AGH Akademia Górniczo-Hutnicza, Wydział Inżynierii Mechanicznej i Robotyki, Katedra Mechaniki i Wibroakustyki, al. A. Mickiewicza 30, 30-059 Kraków,
 **AGH Akademia Górniczo-Hutnicza, Wydział Elektrotechniki, Automatyki, Informatyki i Inżynierii Biomedycznej, Katedra Metrologii, al. A. Mickiewicza 30, 30-059 Kraków, E-mail: snakowsk@agh.edu.pl

Streszczenie

Celem pracy jest przedstawienie wyników pomiarów charakterystyk kierunkowości fali dźwiękowej wypromieniowanej poprzez otwarty wylot falowodu cylindrycznego bez odgrody i porównanie ich z charakterystykami kierunkowymi uzyskanymi teoretycznie w oparciu o model matematyczny falowodu półnieskończonego z warunkiem brzegowym Neumanna. Pobudzenie było realizowane poprzez punktowe źródło dźwięku umieszczone symetrycznie/niesymetrycznie względem osi, w pobliżu zakończenia bezechowego. W celu weryfikacji zgodności wyników pomiarów i wyników teoretycznych, pomiary przeprowadzono w układzie współrzędnych sferycznych uzyskując charakterystyki kierunkowości w 3D. Prezentowane wyniki pomiarów, charakteryzują się dość wysoką rozdzielczością kątową – dla kąta biegunowego 5⁰, a dla azymutalnego 15⁰.

1. Wprowadzenie

W wielu zagadnieniach praktycznych dotyczących zastosowania układów o elementach rurowych, które mogą być rozpatrywane w ramach modelu falowodu cylindrycznego, duże znaczenie ma znajomość przestrzennego rozkładu promieniowanej przez wylot energii akustycznej. Powodem tego jest fakt, że wyloty są często źródłem hałasu o wysokim poziomie, negatywnie wpływając na stan psychofizyczny ludzi. Stąd z jednej strony obserwuje się działania administracyjne zmierzające do obniżenia norm dopuszczalnych poziomów hałasu, z drugiej prowadzi się zakrojone na szeroką skalę badania promieniowania fal dźwiękowych przez wylot. Najczęściej spotykamy się z hałasem wytwarzanym przez wyloty układów grzewczych, wentylacyjnych czy klimatyzacyjnych, choć najbardziej dokuczliwy jest z pewnością hałas towarzyszący pracy silnika odrzutowego, szczególnie w fazie startu i lądowania. Stąd w literaturze dotyczącej pola akustycznego falowodu cylindrycznego duże znaczenie poznawcze i aplikacyjne mają badania dotyczące promieniowania wylotów falowodów. Wyniki tych badań, oparte na

rozwiązaniach teoretycznych i numerycznych, poparte symulacjami i eksperymentem, służą ostatecznie do wytworzenia układów aktywnej lub pasywnej redukcji hałasu [1,2] lub takiego ukształtowania przestrzennego rozkładu promieniowanej energii, który prowadziłby w efekcie do zmniejszenia uciążliwości hałasu środowiskowego. Przykładem tego ostatniego może być dobranie takiego układu kompensującego lub profilu wylotu, by ograniczał on hałas wytwarzany przez silnik odrzutowy w kierunku "ku ziemi" [2,3,4]. Jednak do tego, by skutecznie projektować takie systemy konjeczna jest znajomość przestrzennego rozkładu ciśnienia badź nateżenia pola akustycznego w przybliżeniu pola dalekiego, czyli tak zwane charakterystyki kierunkowe [5]. W przypadku braku przepływu ośrodka wewnatrz falowodu charakterystyka kierunkowa ciśnienia dostarcza nam już pełni koniecznej informacji, ponieważ współczynnik kierunkowy nateżenia jest równy kwadratowi współczynnika kierunkowego ciśnienia akustycznego [6]. Jeżeli jednak w falowodzie zachodzi przepływ ośrodka, jak ma to miejsce w turbinach czy układach wentylacyjnych, zależność ta jest, co najwyżej, przybliżona i może być stosowana jedynie dla niewielkich liczb Macha. Teoretyczne wyznaczenie charakterystyk kierunkowych w modelu falowodu półnieskończonego bez odgrody [7], a wiec przy uwzględnieniu zjawisk dyfrakcyjnych na wylocie, poparte obliczeniami numerycznymi, prowadzi do zaskakujących wniosków, że jedynie fala płaska jest promieniowana w pole dalekie na kierunku osi falowodu [7,8].

2. Teoretyczne wyznaczanie charakterystyk kierunkowych ciśnienia

Ponieważ w prezentowanej pracy rozpatrywany jest przypadek, gdy w falowodzie nie zachodzi przepływ ośrodka, do wyznaczenia przestrzennego rozkładu energii akustycznej w polu dalekim wystarczy znajomość rozkładu ciśnienia lub funkcji kierunkowej ciśnienia, zdefiniowanej jako stosunek wartości ciśnienia akustycznego w kierunku wyznaczonym przez kąty (θ , φ) do ciśnienia wytwarzanego przez źródło wszechkierunkowe o jednostkowej amplitudzie [8].

Współczynnik kierunkowy, przedstawiany na wykresach jako charakterystyka kierunkowa ciśnienia, jest modułem funkcji kierunkowej, przyjmującej na ogół wartości zespolone. Wyznaczenie ciśnienia w polu dalekim wymaga rozwiązania równania falowego dla półnieskończonego falowodu o idealnie sztywnej powierzchni (czyli dla warunku brzegowego Neumanna) przy założeniu, że w kierunku wylotu propaguje się fala będąca superpozycją modów falowodowych. Matematycznie, ich postać zależy od rodzaju źródła umieszczonego w falowodzie, zawsze jednak wystąpią w niej cylindryczne funkcje Bessela zależne od zmiennej radialnej ρ układu cylindrycznego. Dla źródła punktowego umieszczonego w falowodzie w pewnej odległości od wylotu można skorzystać z odpowiedniej postaci funkcji Greena [9].

Rozwiązanie równania falowego dla falowodu półnieskończonego, otrzymane metodą Wienera-Hopfa, ma postać całki konturowej [8], do obliczenia której wykorzystano metodę punktu siodłowego [8], co z kolei pozwoliło na otrzymanie wyrażenia na ciśnienie akustyczne w polu dalekim w postaci iloczynu ciśnienia fali kulistej i funkcji kierunkowej $d(\theta, \varphi)$ (porównaj rys.1)

$$p(r,\theta,\varphi) = \tilde{d}(\theta,\varphi)A_0 \frac{e^{-ikr}}{r}$$
(1)

gdzie (r, θ , φ) to współrzędne układu cylindrycznego, d - zespolona funkcja kierunkowa, $A_0 -$ jednostkowa amplituda [Pa[·]m].



Rysunek 1. Schemat pomiarów pola dalekiego falowodu cylindrycznego

Przykłady charakterystyk kierunkowych otrzymanych według wzorów zamieszczonych w [7] przedstawiono na rysunku nr 2.



Rysunek 2. Przykłady teoretycznych charakterystyk kierunkowości wybranych modów dla różnych wartości częstości zredukowanej *ka* wg. A. Snakowska, J. Jurkiewicz [7]

Z rozważań teoretycznych tam przedstawionych można wyprowadzić kilka szczególnych cech tych charakterystyk. Dla pobudzenia osiowosymetrycznego taką samą symetrię wykazują oczywiście charakterystyki kierunkowe modów, które propagując się wewnątrz falowodu opisywane są funkcją Bessela zerowego rzędu $J_0()$ – należy do nich także fala płaska. Wyniki teoretyczne wskazują, że tylko fala płaska promieniowana przez wylot daje różne od zera wartości ciśnienia akustycznego/natężenia na osi falowodu, a więc dla kąta θ =0, pozostałe mody osiowosymetryczne nie są promieniowane wzdłuż osi, przy czym kąt odchylenia od osi wzrasta z rzędem radialnym n (ilość okręgów węzłowych na promieniu falowodu) modu. Z kolei liczba maksimów wzrasta z częstością zredukowaną $ka = \omega a/c$, gdzie k – liczba falowa, a – promień falowodu, ω – częstość, a c – prędkość dźwięku w ośrodku. Charakterystyki kierunkowe modów niesymetrycznych o rzędzie obwodowym m wykazują symetrię obwodową m-krotną, zgodnie ze wzorem cos $m\varphi$. Teoretycznie

możemy analizować charakterystyki pojedynczego modu [8,9], natomiast w praktyce uzyskanie tego rodzaju pobudzenia jest bardzo trudne i wymaga stosowania specjalnych układów źródeł rozmieszczonych wewnątrz falowodu [10,11]. Na ogół, jak wskazują badania [12] wzbudzają się wszystkie mody mające postać fal bieżących, a zatem dla większych częstotliwości pobudzenia ω , a więc i większych wartości częstotliwości zredukowanych ka, na zewnątrz propaguje się fala będąca superpozycją fal o różnych indeksach (m,n) – mówimy wówczas o pobudzeniu wielomodowym, a zatem w takim przypadku ciśnienie w polu dalekim można przedstawić jako

$$p = \sum_{m,n} p_{m,n} = \sum_{m,n} \tilde{d}_{m,n} \left(\theta, \varphi\right) \frac{e^{-ikr}}{r},$$
(2)

gdzie: $d_{m,n}(\theta, \varphi) = |\tilde{d}_{m,n}(\theta, \varphi)|$ - współczynnik kierunkowości równy modułowi funkcji kierunkowej.

W konsekwencji, dla pobudzenia wielomodowego współczynnik kierunkowości jest równy

$$d(\theta, \varphi) = \left| \sum_{m,n} \tilde{d}_{m,n}(\theta, \varphi) \right|,\tag{3}$$

a więc jego zależność zarówno od kąta biegunowego θ , jak i kąta azymutalnego φ jest tym bardziej złożona im wyższa jest częstość zredukowana. Tabela 1 przedstawia indeksy modów o postaci fal bieżących dla wybranej częstotliwości zredukowanej *ka*, która była badana doświadczalnie.

3. Układ pomiarowy i badania eksperymentalne

Stanowisko pomiarowe zostało skonstruowane w sposób umożliwiający wykonanie charakterystyk kierunkowości 3D. Źródłem dźwięku w falowodzie było źródło punktowe – za jego model posłużył wylot cienkiej rurki aluminiowej o średnicy wewnętrznej d_{wr} =10mm. Na podstawie wcześniej wykonanych charakterystyk kierunkowości określono częstotliwość równą f_{gr} =7600Hz poniżej której zachowana jest charakterystyka wszechkierunkowa takiego źródła. Rurka została połączona z centrycznym elementem redukującym w kształcie lejka z głośnikiem. Na rurkę została nałożona wełna mineralna wypełniająca cały przekrój poprzeczny falowodu o grubości g_w =200mm tworząc tzw. zakończenie bezechowe. Badany falowód o średnicy wewnętrznej d_w =154mm został umieszczony na rolkach co pozwalało na obrót całego ustroju wraz ze źródłem dźwięku o dowolny kąt względem osi (rysunek 3). Pomiary dokonywano z rozdzielczością kąta azymutalnego 15⁰ dla dwóch wariantów położenia punktowego źródła dźwięku: osiowosymetrycznie i nieosiowosymetrycznie.



Rysunek 3. Schemat stanowiska pomiarowego (widok od strony źródła dźwięku)

Mikrofon pomiarowy został zamontowany na ramieniu o długości L_r =930mm. Ramię to wraz z mikrofonem przymocowano do stolika obrotowego sterowanego za pomocą komputera w środowisku MATLAB poprzez port RS232. Stolik obrotowy AF01 zapewniał ruch mikrofonu w płaszczyźnie poziomej z rozdzielczością kątową 5⁰.

Generowany był monochromatyczny sygnał pomiarowy. Częstotliwości sygnału zostały wybrane w taki sposób aby znajdowały się w połowie odległości pomiędzy częstotliwościami kolejnych modów. Tabela 1 przedstawia indeksy oraz ilość modów propagujących się w falowodzie o promieniu a=77mm dla wybranej częstotliwości pobudzenia f=2850Hz (ka=4,01).

il. modów	ka	Mod	ka	f [Hz]
4	> 3,83	(0,0)+(1,1)+(2,1)+(0,1)	4,01	2850

Tabela 1. Indeksy oraz ilość modów propagujących się w falowodzie o promieniu *a*=77mm dla wybranej częstotliwości pobudzenia *f*=2850Hz (*ka*=4,01)

Rysunek nr 4 przedstawia zmontowany układ pomiarowy podczas wykonywania pomiarów w dużej komorze bezechowej Katedry Mechaniki i Wibroakustyki AGH.



Rysunek 4. Stanowisko pomiarowe podczas pomiarów w dużej komorze bezechowej KMiW AGH

W pracy zostały przedstawione wyniki charakterystyk kierunkowości uzyskane z pomiarów dla wybranej częstotliwości *f*=2850Hz (rysunek 5) zarówno dla pobudzenia źródłem dźwięku umieszczonym osiowosymetrycznie jak też nieosiowo z przesunięciem względem osi wynoszącym 35mm.



Rysunek 5. Wyniki pomiarów dla częstotliwości pobudzenia *f*=2850Hz (*ka*=4,01), a) pobudzenie osiowosymetryczne izometria, b) pobudzenie osiowosymetryczne – rzut, c) pobudzenie nieosiowosymetryczne – izometria, d) pobudzenie nieosiowosymetryczne – rzut.



Rysunek 6. Charakterystyki kierunkowości dla pobudzenia osiowosymetrycznego częstotliwością *f*=2850 (*ka*=4,01)

Płaską charakterystykę kierunkowości, przedstawioną na rysunku nr 6, dla przypadku pobudzenia osiowosymetrycznego i częstotliwości pobudzenia f=2850 (ka=4,01), uzyskano uśredniając wyniki względem kąta φ .

4. Wnioski

Przeprowadzone w opisanym układzie pomiarowym badanie akustycznego pola dalekiego, którego źródłem był wylot falowodu cylindrycznego dało wyniki zgodne z przewidywaniami teorii. Dla pobudzenia źródłem punktowym umieszczonym wewnątrz falowodu na jego osi otrzymano, zgodnie z przewidywaniami teorii, przestrzenny rozkład ciśnienia akustycznego o tej samej symetrii – współczynnik kierunkowy zależny tylko od kąta biegunowego θ , natomiast dla źródła umieszczonego niesymetrycznie, co w teorii powinno prowadzić do wzbudzenia także modów obwodowych, obserwowano regularną zmianę ciśnienia akustycznego w zależności od kąta azymutalnego.

Powyższe badania są wykonywane w ramach realizacji projektu nr 2011/03/B/ST8/05042.

Literatura

- [1] S. J. Elliot, P. Joseph, P. A. Nelson, M. E. Johnson. *Power output minimization and power absorption in the active control of sound* J. Acoust. Soc. Am. 90(5), 2501_2512 (1991),
- P. Joseph, P. A. Nelson, M. A. Fisher. Active control of fan tones radiated from turbofan engines. I. External error sensors, J. Acoust. Soc. Am.106(2), 766-778 (1999)
- [3] S. Lidoine, H. Batard, S. Troyes, A. Delnevo, M. Roger. Acoustic radiation modelling of aeroengine intake comparison between analytical and numerical methods, AIAA-2001-2140 AIAA/CEAS Aeroacoustics Conference and Exhibit, 7th, Maastricht, Collection of Technical Papers 1,(2001).
- [4] McAlpine, Alan, Daymond-King, Alex and Kempton, Andrew, Sound radiation from a flanged inclined duct, Journal of the Acoustical Society of America, 132, (6), 3637-3646, (2012)
- [5] V. Jurdic, P. Joseph, A. Moreau, L. Enghardt, *Comparison between measurements* and predictions of fan broadband noise on a low speed fan rig, International Journal of Aeroacoustics, 9, (3), 255-270, (2010)
- [6] Ł. Gorazd, A. Snakowska, J. Jurkiewicz. *Modification of the measurement set-up to study the acoustic field of structures with cylindrical symmetry*, Archives of Acoustics **37**(3) 376–377 (2012).
- [7] A. Snakowska, J. Jurkiewicz, *Efficiency of Energy Radiation from an Unflanged Cylindrical Duct in Case of Multimode Excitation*, Acta Acustica united with Acustica, **96**, 416 (2010).
- [8] A. Snakowska. Analiza pola akustycznego falowodu cylindrycznego z uwzględnieniem dyfrakcji na wylocie, Wydawnictwo UR (2007)
- [9] K. Ogimoto, *Sound radiation from a finite length unflanged circular duct with uniform axial flow*, Phd thesis, University of Toronto, (1980)
- [10] J. M. Ville, F. Foucart, Experimental setup for measurement of acoustic power dissipation in lined ducts for higher order modes propagation with air mean-flow conditions, J. Acoust. Soc. Am. 114 (4 Pt 1):1742-8 (2003)
- [11] W. Jeong, P. Joseph, S. Lee, A wall-mounted source array for the excitation of

incoherent broadband sound fields with prescribed modal distributions in ducts, Journal of Sound and Vibration, 290, (1-2), 490-499 (2006)

[12] U. Bolleter, M. Crocker, *Theory and measurment of modal spectra in a hard-walled cylindrical duct*, J. Acoust. Soc. Am. **51**(3), 1439-1447 (1972)

Identyfikacja mocy akustycznej źródeł przy niepełnej informacji dotyczącej ich lokalizacji

The identification of the power of sound sources in the presence of the incomplete information regarding their location

Katarzyna Suder-Dębska, Ireneusz Czajka, Andrzej Gołaś

AGH – Akademia Górniczo-Hutnicza im. St. Staszica w Krakowie, Wydział Inżynierii Mechanicznej i Robotyki, Katedra Systemów Energetycznych i Urządzeń Ochrony Środowiska, al. A. Mickiewicza 30, 30-059 Kraków E-mail: suder@agh.edu.pl

Streszczenie

Ubocznym efektem działalności człowieka, zwłaszcza w obszarach związanych z pozyskiwaniem źródeł energii, jest różnorakie zanieczyszczenie środowiska naturalnego. W związku z tym konieczne wydaje się budowanie systemów monitoringu i zarządzania stanem środowiska. Z kolei, aby było możliwe zarządzanie stanem środowiska, niezbędne jest posiadanie wiedzy na temat wpływu danych obiektów na ten stan.

Przedstawiony w artykule system monitoringu i zarządzania stanem środowiska w swej podstawowej wersji koncentruje się na zagadnieniach związanych z zagrożeniami hałasem. System ten pozwalać ma na generowanie map akustycznych na żądanie, a także prognozowanie propagacji hałasu na wybranym obszarze.

W artykule przedstawiono metodę wyznaczania mocy akustycznych źródeł dźwięku występujących na danym obszarze na podstawie znajomości wartości poziomów ciśnienia akustycznego w zadanych punktach pomiarowych przy znanych lokalizacjach źródeł dźwięku. Przebadano także czułość metody na nieprecyzyjne określenie lokalizacji źródeł dźwięku, w efekcie którego część uzyskanych wyników była nieprawidłowa. Analizy te wskazują na możliwość określenia wielkości błędu lokalizacji źródeł dźwięku.

1. Wprowadzenie

Działalność techniczna człowieka zazwyczaj prowadzi do degradacji środowiska. W ostatnich latach dużo mówi się o szkodliwych skutkach tejże działalności. Kładzie się nacisk na globalne skutki, ale nie ulega wątpliwości, iż lokalne skutki są nie mniej groźne. Z tego powodu autorzy postawili sobie za cel budowę inteligentnego systemu monitoringu i zarządzania stanem środowiska ze względu na różnorakie zagrożenia zanieczyszczenia tego środowiska, w pierwszej kolejności zagrożenia hałasem. Zasadniczym celem artykułu jest odpowiedź na pytanie, czy i jak bardzo wykorzystywana metoda identyfikacji mocy

źródeł akustycznych jest wrażliwa na błędne wyznaczenie położeń identyfikowanych źródeł. Chociaż obecnie technika pozwala na określanie położenia obiektów na powierzchni Ziemi z dokładnością do pojedynczych centymetrów, nie zawsze te możliwości są wykorzystywane. Wynika to z braku czasu, chęci, a czasem jest wynikiem wykorzystywania określonej reprezentacji powierzchni Ziemi. W przypadku korzystania z warstw rastrowych rozmiar rastra determinuje dokładność określenia położenia. Z kolei warstwy wektorowe w systemach GIS czasami wymagają o wiele bardziej skomplikowanych algorytmów w trakcie obróbki. W związku z tym należy odpowiedzieć, jak bardzo niedokładność wyznaczenia położenia źródła może wpływać na wynik, co też jest celem autorów.

Inspiracją do zajęcia się tematem monitoringu i zarządzania stanem środowiska na obszarach technicznej działalności człowieka stało się zagadnienie złóż gazu łupkowego na terenie Polski oraz różnych sposobów jego wydobywania. Według szacunków, istniejące technologie pozwalają uzyskać z obszaru ok. 10 arów energię równoważną farmie elektrowni wiatrowych zajmujących ponad 100 hektarów. Dodatkowo szacowana wielkość złóż tego gazu znajdujących się na terenie Polski pozwoliłaby na uniezależnienie się od importu gazu na wiele dziesiątków lat.

Pomimo faktu zminimalizowania degradacji powierzchni, poprzez zastosowanie nowoczesnych technologii, nie można zbagatelizować całego szeregu zagrożeń zanieczyszczenia środowiska podczas procesu wydobycia gazu łupkowego [1]. Niektórzy autorzy podają następujące zagrożenia środowiska podczas prowadzenia prac produkcyjnych gazu łupkowego [2-5]:

- degradacja gleb związana z lokalnymi zanieczyszczeniami powierzchni paliwami, smarami, rozpuszczalnikami, środkami myjącymi czy materiałami służącymi do sporządzania płuczek wiertniczych i poprawiania ich parametrów technologicznych,
- pozbawienie terenu zajętego pod wiertnię oraz dróg dojazdowych do tego obszaru możliwości pełnienia ich normalnych funkcji,
- uszkodzenia w obrębie terenu wiertni budowli i urządzeń,
- zanieczyszczenia wód powierzchniowych i podziemnych będące efektem awaryjnego odprowadzania do nich ścieków, przenikania zanieczyszczeń ze zbiorników odpadowych lub możliwego przenikania zanieczyszczeń rozlanych bądź rozsypanych na terenie wiertni, jak również zanieczyszczenie wód podziemnych płuczką w efekcie jej ucieczki do górotworu,
- zaburzenia równowagi hydrogeologicznej będące efektem niedoskonałej izolacji przewiercanych horyzontów wodonośnych oraz nadmierne pobory wody z ujęć lokalnych,
- emisja hałasu związana zarówno z samym procesem wydobycia, jak i z transportem, zanieczyszczenie powietrza związane z emisja do atmosfery zanieczyszczeń powstałych w wyniku spalania paliw, jak i z migracją gazu do strefy przyodwiertowej i emisją do atmosfery.

Przedstawiony w niniejszym opracowaniu system monitoringu i zarządzania stanem środowiska naturalnego w swej podstawowej wersji koncentruje się na zagrożeniach związanych z hałasem, które związane są z różnymi aspektami wydobycia gazu łupkowego, tj. wielkością obszaru wydobycia, stosowanymi maszynami

i urządzeniami czy ukształtowaniem terenu (rys. 1). Natomiast w swej pełnej wersji, zgodnie z zamierzeniami autorów, będzie mógł także monitorować zanieczyszczenie powietrza, gleby, wód powierzchniowych i podziemnych itp.



Rys. 1. Widok stanowisk wiertniczych przy wydobycia gazu łupkowego [6]

2. Źródła hałasu w procesie produkcyjnym gazu łupkowego

Proces technologiczny wydobycia gazu łupkowego na drodze szczelinowania hydraulicznego, która to metoda jest proponowana do zastosowania w Polsce, można podzielić na dwie fazy: fazę przygotowywania odwiertu i fazę właściwej eksploatacji.

Potencjalne źródła zagrożeń wibroakustycznych podczas procesu produkcyjnego gazu łupkowego pojawiają się praktycznie na każdym etapie wydobycia. Zarówno podczas badania potencjalnego obszaru wierceń, podczas przygotowywania właściwego obszaru odwiertów, jak i podczas właściwego procesu wydobycia.

Prace wiertnicze prowadzone są często w terenie, na którym nie ma sieci elektroenergetycznej, wobec tego energia elektryczna, niezbędna do zasilania urządzeń obsługujących wieżę, jest uzyskiwana przy pomocy generatorów. W aktualnie wykorzystywanych instalacjach poszukiwawczych i testowych, moce generatorów sięgają nawet dwóch megawatów. Tak więc w obszarze wiertni do głównych źródeł hałasu należą agregaty prądotwórcze, silniki napędowe urządzenia wiertniczego i pomp płuczkowych, pompy płuczkowe oraz sita wibracyjne. Agregaty prądotwórcze najczęściej znajdują się

w pomieszczeniach zamkniętych, ze ściankami o niewielkiej izolacyjności akustycznej, natomiast silniki napędowe i pompy płuczkowe są całkowicie lub częściowo osłonięte wiatą lub też częściowo zabudowane, co może w pewnym stopniu ograniczyć emitowany przez nie hałas. Sita wibracyjne są natomiast na ogół całkowicie odsłonięte.

Przykładowe wartości generowanego hałasu według doniesień literaturowych [2] wynoszą odpowiednio:

dla agregatów pompowych: $L_{Amax} = 92,9$ [dB], $L_{Aeq} = 89,4$ [dB];

dla piaskomieszałek: $L_{Amax} = 91,6$ [dB], $L_{Aeq} = 86,7$ [dB].

Są to poziomy uzyskiwane dla pojedynczego urządzenia. Ponieważ z reguły wykorzystywane są zespoły urządzeń, wypadkowy poziom dźwięku będzie wyższy.

Dodatkowym źródłem hałasu, występującym nie tylko na obszarze odwiertu, ale również w obszarach z nim sąsiadujących, jest wzmożony ruch kołowy. Cysterny

i ciężarówki transportują na obszar wydobycia wodę, piasek czy cement, wywożą zaś zanieczyszczoną ziemię usuniętą z odwiertu.

3. Inteligenty system zarządzania stanem środowiska naturalnego – architektura i ogólne zasady działania

Jednym ze sposobów rozwiązania problemu zanieczyszczenia środowiska naturalnego na obszarach technicznej działalności człowieka może być, według autorów, inteligentny system zarządzania stanem środowiska. Choć, jak już wcześniej wspomniano, system jest uniwersalny i pozwala na monitorowanie i zarządzanie różnymi rodzajami zanieczyszczeń, w niniejszym referacie opisana zostanie jedynie część związana z monitorowaniem hałasu [7].

Na rysunkach 2 i 3 przedstawiono schemat architektury systemu. Na podstawie danych o kształcie terenu (DEM), lokalizacji, obszarach chronionych (zamieszkanych), urządzeniach hałasujących, czy warunków pogodowych, system na bieżąco określa stan środowiska wyznaczając podstawowe wskaźniki tego stanu. Zaletą proponowanego systemu jest możliwość tworzenia map stanu środowiska na żądanie, dla zadanego odcinka czasu w przeszłości i prognozy na przyszłość [8, 9].



Rys. 2. Inteligentny system zarządzania stanem środowiska w zakresie zagrożeń hałasowych – schemat działania



Rys. 3. Schemat architektury inteligentnego systemu zarządzania stanem środowiska w zakresie zagrożeń hałasowych

W zakresie zagrożeń hałasowych, na których koncentruje się niniejszy artykuł, system może podpowiadać, jak zmieniać moce źródeł akustycznych, by nie przekraczać zalecanych czy dozwolonych poziomów. Moduł prezentowanego systemu związany z zagrożeniami hałasem, jest oparty na systemie informacji przestrzennej (GIS) połączonym z oprogramowaniem do modelowania pola akustycznego.

4. Zasada działania inteligentnego systemu zarządzania stanem środowiska w zakresie modułu dotyczącego zagrożeń związanych z hałasem

Jak już wcześniej wspomniano, zaproponowany inteligenty system zarządzania klimatem akustycznym pozwalać ma na m. in. przeprowadzanie ciągłego monitoringu stanu środowiska, generowanie map akustycznych na żądanie dla wybranego obszaru, prognozowanie rozkładu pola akustycznego wokół interesującego obiektu i na wybranym obszarze oraz ułatwiać podejmowanie decyzji w zakresie technicznej działalności człowieka na danym obszarze, tak aby możliwie jak najmniej szkodzić środowisku naturalnemu.

W zakresie prognozowania rozkładu pola akustycznego wokół interesującego obiektu technicznego konieczna wydaja się znajomość występujących na tym obszarze źródeł dźwięku, ich liczby, lokalizacji, wartości mocy akustycznych czy charakterystyk kierunkowości. Ponieważ system ma być wyposażony w element – system pomiarowy, umożliwiający monitoring hałasu na danym obszarze, to na podstawie tych zebranych danych z pomiarów możliwe jest wygenerowanie dla zadanego obszaru mapy akustycznej. Wobec powyższego znając liczbę źródeł dźwięku i ich lokalizację można zidentyfikować moce akustyczne tych źródeł [10]. W tym celu konieczne jest wykorzystanie elementu umożliwiającego przeprowadzenie symulacji akustycznych.

W zadanym obszarze wybrać należy pewną liczbę punktów pomiarowych

i określić wartości poziomu ciśnienia akustycznego dla tych punktów od źródeł rzeczywistych. Liczba punktów pomiarowych winna być większa od liczby źródeł dźwięku. W module symulacyjnym, znając liczbę i lokalizację rzeczywistych źródeł dźwięku, wyznaczyć należy tzw. mapy wpływu od każdego źródła z osobna, ale przyjmując moc akustyczną każdego źródła równą 1 [W]. Wartości poziomu ciśnienia akustycznego od każdego ze źródeł 1-watowych z osobna umożliwiają wyznaczenie tzw. współczynników wpływu a_{ij} . Współczynniki wpływu zawierają informację o istotności danego źródła dla danego punktu pomiarowego i wprost określają, jaka część natężenia dźwięku w *j*-tym punkcie pomiarowym pochodzi od *i*-tego źródła dźwięku.

Ponieważ rozważana jest propagacja hałasu generowanego przez obiekt techniczny, to można założyć, że ze względu na odległość punktów pomiarowych od źródeł dźwięku, fale akustyczne docierające do tych punktów pomiarowych są falami płaskimi. Wobec powyższego można przyjąć, że poziom natężenia dźwięku w danym punkcie pomiarowym będzie liczbowo równy poziomowi ciśnienia akustycznego w tym punkcie pomiarowym.

Na tym etapie znane już są wartości współczynników wpływu oraz wartości natężeń w danych punktach pomiarowych. Wobec tego zapisać można następujący układ równań algebraicznych liniowych:

gdzie:

A – macierz współczynników wpływu a_{ii} ;

N – macierz wartości mocy akustycznych N_i każdego ze źródeł dźwięku;

I – macierz wartości natężeń dźwięku I_i w poszczególnych punktach pomiarowych;

- *i* numer źródła dźwięku;
- j numer punktu pomiarowego;

przy czym niewiadomymi w tym przypadku są wartości N_i.

W celu estymacji poszukiwanych wartości mocy akustycznych każdego ze źródeł dźwięku należy zastosować do powyższego układu równań (1) pseudoodwrotność Moore'a-Penrose'a. W ten sposób można osiągnąć najmniejszą rozbieżność między wynikami pomiarów poziomu ciśnienia akustycznego i wynikami dla modelu.

5. Przykład obliczeniowy dla znanych oraz nieznanych lokalizacji źródeł hałasu

Weryfikację powyżej opisanej procedury przeprowadzono z wykorzystaniem oprogramowania Matlab oraz SoundPlan.

Wybrany obszar charakteryzuje się pagórkowatym ukształtowaniem terenu, charakterystycznym dla obszarów Jury Krakowsko-Częstochowskiej.

Jako dane pomiarowe posłużyły wyniki symulacji rozkładu pola akustycznego na zadanym obszarze dla źródeł dźwięku o rzeczywistych mocach akustycznych (agregaty, piaskomieszałki, sita wibracyjne). Do symulacji użyto 4 źródeł dźwięku o poziomach mocy odpowiednio: 103 [dB], 109 [dB], 100 [dB] oraz 106 [dB], czyli o wartościach mocy akustycznych odpowiednio: 0,02 [W], 0,08 [W], 0,01 [W] oraz 0,04 [W]. Punkty pomiarowe, w liczbie 16, rozmieszczono na okręgach wokół źródeł dźwięku, w taki sposób, że punkty pomiarowe o numerach 1-8 zlokalizowane były w promieniu ok. 200 [m] od źródeł dźwięku, natomiast punkty pomiarowe o numerach 9-16 – w promieniu ok. 100 [m]. Lokalizacja źródeł dźwięku oraz punktów pomiarowych przedstawiona została schematycznie na rysunku 4.

Wyniki symulacji rozkładu pola akustycznego generowanego przez rzeczywiste źródła dźwięku, na zadanym obszarze, przedstawione zostały na rysunku 5.

Szukanymi wielkościami były wartości mocy akustycznych źródeł dźwięku. Wobec tego konieczne było wyznaczenie map wpływu dla identycznie zlokalizowanych źródeł dźwięku, ale o mocach akustycznych równych 1 [W], czyli o poziomach mocy akustycznej równych 120 [dB]. Sumaryczny rozkład pola akustycznego generowanego przez takie źródła na zadanym obszarze został przedstawiony na rysunku 6.

Oczywiście dla obu przypadków wyznaczone zostały wartości poziomów ciśnienia akustycznego w 16 punktach pomiarowych. W oparciu o te dane ułożono dla tego przypadku układ równań, zgodnie z zależnością (1), który rozwiązano stosując pseudoodwrotność Moore'a-Penrose'a. Wartości wyestymowanych mocy źródeł dźwięku tylko w bardzo nieznacznym stopniu różniły się od rzeczywistych mocy źródeł dźwięku.



Rys. 4 Rozmieszczenie źródeł dźwięku (S_i) oraz punktów pomiarowych (R_j) w analizowanym obszarze

Poprawność uzyskanych wyników sprawdzono dodatkowo wyznaczając,

w oparciu o wyestymowane moce akustyczne źródeł dźwięku, wartości poziomów ciśnienia akustycznego w punktach pomiarowych. Wartości te różnią się od wartości rzeczywistych, w najgorszym przypadku, o mniej niż 0,05 [dB]. Wobec powyższego można przyjąć, że identyfikacja mocy źródeł dźwięku na podstawie danych pomiarowych i symulacji komputerowych oraz przy znanych położeniach tych źródeł, przebiegła poprawnie.



Rys. 5. Rozkład pola akustycznego generowanego przez rzeczywiste źródła dźwięku na zadanym obszarze



Rys. 6. Rozkład pola akustycznego generowanego przez źródła dźwięku o mocy akustycznej 1 [W] na zadanym obszarze

W sytuacjach rzeczywistych nie można wykluczyć, że źródła dźwięku w trakcie procesu produkcyjnego zmienią swoją lokalizację. Wobec tego pojawiło się pytanie, czy stosując wyżej opisaną procedurę oraz na podstawie wyników poprawnie wyestymowanych wartości mocy akustycznych źródłe dźwięku, można ocenić czy któreś ze źródeł dźwięku się przemieściło i które to było źródło dźwięku. W tym celu przeprowadzono symulację rozkładu pola akustycznego generowanego przez rzeczywiste źródła dźwięku, ale z jednym źródłem dźwięku o zmienionym położeniu w stosunku do położenia, jakie to źródło miała w poprzednim wariancie. W tym przypadku przesunięte zostało źródło S_2 o 5 [m]

w kierunku wschodnim. Sumaryczny rozkład pola akustycznego generowanego przez źródła dźwięku w takim wariancie położenia na zadanym obszarze został przedstawiony na rysunku 7.



Rys. 8. Rozkład pola akustycznego generowanego przez rzeczywiste źródła dźwięku na zadanym obszarze, w przypadku gdy źródło S₂ zostało przesunięte o 5 [m] w kierunku wschodnim

Współczynniki wpływu pozostały natomiast liczbowo równe współczynnikom wpływu z poprzedniego przypadku. Procedura wyznaczania wartości mocy akustycznych przebiegła jak poprzednio. Uzyskane w ten sposób wyniki, w formie wykresu, przedstawione zostały na rysunku 8.

6. Podsumowanie i wnioski

W niniejszym artykule przedstawiona została koncepcja inteligentnego systemu zarządzania stanem środowiska naturalnego, wstępnie dedykowanego dla obszarów poszukiwania i eksploatacji gazu łupkowego, natomiast nic nie stoi na przeszkodzie, aby system ten mógł być stosowany dla obszarów innej działalności technicznej człowieka.

Szczegółowo został omówiony moduł związany z zarządzaniem klimatem akustycznym na zadanym obszarze. Przedstawiona została metoda identyfikacji mocy akustycznych źródeł dźwięku biorących udział w procesie produkcyjnym, przy pełnej informacji dotyczącej ich lokalizacji.

Jak wynika z przeprowadzonego przykładu obliczeniowego, zaproponowana metoda identyfikacji mocy akustycznych źródeł dźwięku, przy znanej ich lokalizacji, daje w pełni poprawne wyniki. Uzyskiwane wartości mocy akustycznych różnią się od wartości rzeczywistych mocy akustycznych o maksymalnie 0,7%. Różnice natomiast w wartościach poziomów ciśnienia akustycznego uzyskanych z pomiarów oraz na podstawie obliczeń w oparciu o wyestymowane moce akustyczne wynoszą maksymalnie 0,05 [dB], wobec czego można przyjąć, że są praktycznie pomijalne.





W przypadku, gdy posiadamy niepełną informację na temat położeń źródeł dźwięku – druga część opisanego przykładu obliczeniowego, uzyskiwane wyniki estymacji mocy akustycznych nie są już tak poprawne (błędy rzędu dwudziestu-kilku procent). W jednym przypadku (źródło S_1) uzyskano ujemną wartość mocy, co nie jest fizycznie

realizowalne. W stosunku do wyników uzyskanych dla znanej lokalizacji źródeł, w tym przypadku zmiana lokalizacji jednego źródła miała największy wpływ na wyznaczane wartości mocy akustycznej źródła znajdującego się w rzeczywistości najbliżej źródła przesuwanego. Estymacja mocy źródła znajdującego się najdalej od źródła przesuwanego, czyli źródła *S*₄, przebiegła poprawnie – w tym przypadku błąd wyniósł niecałą 0,1%. Jeżeli porówna się wartości poziomów ciśnienia akustycznego w punktach pomiarowych uzyskane w przypadku "rzeczywistej" lokalizacji źródeł dźwięku oraz w przypadku przesunięcia jednego ze źródeł dźwięku, to widać, że dla punktów pomiarowych 6-8 i 14-16 wartości po przesunięciu źródła dźwięku są nieco wyższe, niż wartości poziomu ciśnienia akustycznego w tych punktach w pierwotnym położeniu źródeł dźwięku, co sugerowałoby, że najprawdopodobniej źródło zostało przesunięte w ich kierunku. Podkreślić należy, że zmieniono lokalizację najsilniejszego ze źródeł dźwięku, być może gdyby było to słabsze źródło ten negatywny wpływ na uzyskane wyniki nie byłby aż tak duży.

Konieczne jest znalezienie metody pozwalającej na uzyskanie rozwiązań realizowalnych fizycznie. Na obecnym etapie badań autorzy rozważają wykorzystanie metod optymalizacji do zapewnienia poprawności estymacji mocy i położeń źródeł dźwięku.

Należy przeanalizować wpływ niepewności pomiarów poziomu ciśnień akustycznych na niepewność estymacji mocy źródeł hałasu. Celowe wydaje się też opracowanie nowej procedury pomiarowej pozwalającej na zminimalizowanie błędów w identyfikacji mocy źródeł hałasu.

Opisana metoda wymaga dużej wiedzy a priori dotyczącej źródeł dźwięku, z tego powodu celowe wydaje się wykorzystanie nowoczesnych technik identyfikacji położeń źródeł dźwięku w obiektach technicznych, to jest technik takich jak na przykład macierze mikrofonowe.

W dalszych badaniach należy uwzględnić wpływ charakterystyki kierunkowości źródeł hałasu na niepewność estymacji wartości mocy tych źródeł.

Literatura

- [1] Lechtenbohmer S., Altmann M., Capito S., Matra Z., Weindrof W., Zittel W., *Impacts of shale gas and shale oil extraction on the environment and on human health* (study), Directorate General for Internal Policies, Policy Department A: Economic and Scientific Policy, European Parliament, Brussels, European Union (2011).
- [2] Macuda J., Łukańko Ł., Pomiary hałasu środowiskowego w przemyśle naftowym i gazowniczym, Zeszyty Naukowe Akademii Górniczo-Hutniczej im. St. Staszica, 25 (1), 37-42 (2008).
- [3] Macuda J., Środowiskowe aspekty produkcji gazu ziemnego z niekonwencjonalnych złóż, Przegląd Geologiczny, 58 (3), 266-270 (2010).
- [4] Macuda J., Hadro J., Łukańko Ł., Środowiskowe implikacje gazu łupkowego, Bezpieczeństwo Pracy i Ochrona Środowiska w Górnictwie, 6, 3-11 (2011).
- [5] Macuda J., Marchel P., Oddziaływanie prac wiertniczych na środowisko przy poszukiwaniu gazu łupkowego w Polsce, Zeszyty Naukowe Akademii Górniczo-Hutniczej im. St. Staszica, 28 (1-2), 263-271 (2011).
- [6] Woźnicka M., Środowiskowe aspekty wydobycia gazu łupkowego, Państwowy Instytut Geologiczny-Państwowy Instytut Badawczy (2011).
- [7] Adamczyk J., Gołaś A., Ciesielka W., Czajka I., *Acoustic climate management system* on the example of city of Krakow, 1st International Conference on Experiments/Process/

System Modelling/Simulation/Optimization, Athens, Greece (2005).

- [8] Czajka I., Olszewski R., Wykorzystanie otwartego oprogramowania do wyznaczania wskaźnika "M" w systemach GIS na potrzeby map akustycznych, Studia i Materiały Polskiego Stowarzyszenia Zarządzania Wiedzą, 40, 98-106 (2011).
- [9] Gołaś A., Czajka I., Szopa K., Zabezpieczenie danych pomiarowych w systemach monitoringu środowiska, Materiały 57. Otwartego Seminarium z Akustyki, Gliwice (2010).
- [10] Suder-Dębska K., Czajka I., Gołaś A., Modelowanie rozkładu pola akustycznego wokół wiertni przy poszukiwaniu i eksploatacji gazu łupkowego, Materiały XX Konferencji Inżynierii Akustycznej i Biomedycznej, Zakopane (2013).

Kształtowanie odbicia dźwięku na krawędzi paneli refleksyjnych

Shaping sound reflection on the edge of reflective panels

Agata Szeląg, Tadeusz Kamisiński, Jarosław Rubacha, Krzysztof Brawata

Akademia Górniczo-Hutnicza im. Stanisława Staszica w Krakowie Wydział Inżynierii Mechanicznej i Robotyki, Katedra Mechaniki i Wibroakustyki al. A. Mickiewicza 30, 30-059 Kraków E-mail: aszelag@agh.edu.pl

1. Wprowadzenie

Istnieje szereg pomieszczeń, których przeznaczenie jest w dużym stopniu zwiazane z ich akustyka. Do tzw. wnetrz o akustyce kwalifikowanej można zaliczyć m.in. sale koncertowe. Głównym zadaniem, stawianym projektantowi, jest uzyskanie dobrej wyrazistości muzyki, z pełnym i jasnym brzmieniem dźwieku. Ponadto, wymagane jest równomierne nagłośnienie w każdym miejscu widowni oraz dobra słyszalność między muzykami na scenie. Wśród elementów stosowanych do adaptacji sal koncertowych znajdują się nadsceniczne panele refleksyjne [1]. Zyskują one coraz większą popularność w architekturze wnętrz, gdyż w odróżnieniu od profilowanych sufitów i ścian, nie zmniejszają kubatury pomieszczenia oraz nie wpływają znacząco na estetykę i charakter architektoniczny sal koncertowych. Podstawowym zadaniem nadscenicznych elementów refleksyjnych jest odpowiednie przekazywanie pierwszego odbicia fali dźwiękowej, czyli dostarczenie jak największej ilości energii akustycznej w przeciągu pierwszych kilkudziesięciu milisekund do danego miejsca sali. W konsekwencji zapewniona zostaje dobra wzajemna słyszalność muzyków na scenie oraz wyrazistość dźwięku na widowni. Panele refleksyjne zapewniają także równomierne nagłośnienie sali. Poprzez nadanie odpowiedniego kierunku fali dźwiękowej, możliwe jest uzyskanie wystarczająco równomiernego rozkładu energii akustycznej w całej objętości pomieszczenia. Ważną funkcją podwieszanych nad sceną ekranów refleksyjnych jest również korekcja wad architektonicznych pomieszczenia, tj. duże, naprzeciwległe płaszczyzny, powierzchnie wklesłe, zbyt wysoki sufit.

Poprawnie skonstruowane struktury refleksyjne, umieszczane nad sceną sal koncertowych, powinny zapewnić odbicie dźwięku w zakresie co najmniej 500Hz do 4kHz. Zaleca się również, aby w tym przedziale widmo odpowiedzi częstotliwościowej było jak najbardziej płaskie (±3dB), a różnice poziomów dźwięku między sąsiednimi punktami pomiarowymi nieznaczne. Niekiedy jednak wymagane jest zapewnienie odbić poniżej granicy 500Hz. W tym przypadku dopuszcza się większe zmiany poziomów dźwięku między punktami. Warto jeszcze wspomnieć, że niektóre parametry akustyczne wnętrz

(np. ST_{early}) określane są już od częstotliwości 250Hz, zatem zakres działania paneli refleksyjnych musi być wystarczająco szeroki.

Ze względów praktycznych i ekonomicznych najbardziej popularne i najczęściej stosowane są macierze płaskich paneli odbijających, których parametry akustyczne można określić na podstawie prostych formuł matematycznych. Odpowiedź częstotliwościową takich elementów przedstawia się w postaci filtra pasmowoprzepustowego i opisuje, jako zależność skuteczności odbicia dźwięku od częstotliwości padającej fali (rys. 1).



Rys. 1. Skuteczność odbicia dźwięku przez płaską strukturę refleksyjną przedstawiona jako filtr pasmowoprzepustowy [2] [3]

W powyższej charakterystyce należy wyszczególnić dwa charakterystyczne punkty: dolną i górną częstotliwość graniczną. Płaskie struktury refleksyjne posiadają dwie niezależne dolne częstotliwości graniczne. Pierwsza z nich, opisana przez Leonarda, Delsassa i Knudsena [4], dotyczy fal dźwiękowych o długości znacznie przekraczającej wymiary pojedynczego elementu odbijającego i opisuje zdolność panelu do odbicia fali akustycznej. Druga, ustalona przez Rindla [5], wynika ze zjawiska dyfrakcji na krawędzi przeszkody i określa, ile dźwięku odbiło się od macierzy paneli i dotarło do odbiornika, czyli tzw. czułość odbicia. W oparciu o teorię rozproszenia dźwięku Skålevik [6] [7] zasugerował uproszczoną formułę określającą dolną częstotliwość graniczną:

$$f_{dolna} = 64 \cdot \varepsilon \tag{1}$$

gdzie ε (gęstość brzegowa panelu): $\varepsilon = \frac{d lugość krawędzi panelowie z chni panelowie$



Odpowiedź częstotliwościowa płaskich elementów refleksyjnych ma również pewne ograniczenia w paśmie wysokich częstotliwości. Wiadomo, że strefa Fresnela⁴ zrzutowana na macierz elementów refleksyjnych, maleje wraz ze wzrostem częstotliwości padające fali akustycznej. W przypadku, gdy staje się niewielka w porównaniu z wymiarami pojedynczych elementów, poziom odbicia dźwięku silnie zależy od położenia geometrycznego punktu odbicia, tzn. czy znajduje się on na panelu czy poza nim. Zatem, wraz ze wzrostem częstotliwości padającej fali akustycznej dominujące staje się odbicie od pojedynczego panelu refleksyjnego, a górną częstotliwość graniczną można określić wzorem podanym przez Rindla [5]:

$$f_{g\acute{o}rna} = \frac{ca^*}{2S_{panel}cos\theta} \tag{3}$$

gdzie: c – prędkość dźwięku, a^* – odległość charakterystyczna opisana wzorem (4), S_{panel} – pole powierzchni pojedynczego panelu, θ – kąt padania fali akustycznej,

$$a^* = \frac{2a_1 a_2}{a_1 + a_2} \tag{4}$$

gdzie: a_1 – odległość panelu refleksyjnego od źródła dźwięku, a_2 – odległość panelu refleksyjnego od odbiornika.

Zakres częstotliwości dźwięku odbitego od płaskich elementów, ściśle zależy od ich kształtu, rozmiaru i konfiguracji. Często jest on jednak zbyt wąski, a w konsekwencji niewystarczający do poprawnego nagłośnienia sali [8]. Dla przykładu, aby zapewnić odbicie dźwięku o częstotliwości 250Hz, płaski kwadratowy panel refleksyjny powinien mieć wymiary co najmniej 1m x 1m. Zakładając typowe położenie elementów, tj. 8m nad sceną górna częstotliwość graniczna wyniesie 1360Hz i będzie niższa niż zalecane 4kHz. Wzajemna zależność dolnej i górnej częstotliwości granicznej przenoszenia dźwięku wymusza poszukiwanie innych sposobów ulepszenia tych ustrojów.

2. Zakres badań i metodologia

W pracy podjęto próbę określenia wpływu ukształtowania krawędzi elementu refleksyjnego na charakterystykę odbitego od niego dźwięku. Analizie poddano za równo kształt krawędzi w rzucie poziomym, jak i w przekroju poprzecznym. W ramach badań przeprowadzono obliczenia analityczne oraz pomiary doświadczalne na specjalnych stanowiskach pomiarowych umieszczonych w komorze bezechowej. Pierwsze stanowisko (rys. 2a) stworzono w celu określenia skuteczności odbicia od płaskich paneli refleksyjnych. Na podstawie odpowiedzi impulsowych otrzymanych z pomiarów struktur odbijających, wyznaczono ich odpowiedzi częstotliwościowe zgodnie ze wzorem:

$$L_{x} = 20 \log \left(\frac{\mathcal{F}(h(t)_{macierz} - h(t)_{pusta})}{\mathcal{F}(h(t)_{ref} - h(t)_{pusta})} \right)$$
(5)

⁴ Pierwsza strefa Fresnela – masa powietrza znajdująca się wewnątrz elipsoidy obrotowej powstałej wokół promienia fali akustycznej, definiująca obszar pomiędzy odbiornikiem i źródłem dźwięku, w którym poziom dźwięku nie ulega obniżeniu. Jej rozmiar zależy od częstotliwości emitowanej fali akustycznej.

gdzie: \mathcal{F} - transformata Fouriera, $h(t)_{macierz}$ - odpowiedź częstotliwościowa macierzy refleksyjnej, $h(t)_{pusta}$ - odpowiedź częstotliwościowa pustego stanowiska pomiarowego, $h(t)_{ref}$ - odpowiedź częstotliwościowa referencyjnej macierzy refleksyjnej (pełna płyta).

Uzyskane charakterystyki częstotliwościowe porównywano w oparciu o dolną częstotliwość graniczną f_{dolna} oraz gładkość odpowiedzi w paśmie przepustowym, którą określała wartość międzyszczytowa:

$$L_{pp} = L_{max} - L_{min} \tag{6}$$

gdzie: L_{max} – maksymalny względny poziom dźwięku w paśmie przepustowym, L_{min} – minimalny względny poziom dźwięku w paśmie przepustowym.



Rys. 2. Stanowisko pomiarowe służące określeniu (a) skuteczności odbicia od płaskich paneli refleksyjnych, (b) charakterystyki odbicia od profilowanych paneli refleksyjnych

Drugie stanowisko pomiarowe (rys. 2b) zaprojektowano w celu pomiarów charakterystyk odbicia dźwięku od profilowanych paneli refleksyjnych, tj. o zaokrąglanych krawędziach. Uzyskane charakterystyki zostały znormalizowane względem maksymalnego poziomu dźwięku odbitego od płaskiej płyty w danej konfiguracji pomiarowej:

$$L_x = L_{panel} - L_{\max, pp} \tag{7}$$

gdzie: L_{panel} – poziom dźwięku odbitego od danego panelu refleksyjnego, $L_{max,pp}$ – maksymalny poziom dźwięku odbitego od płaskiej płyty refleksyjnej.

3. Wyniki pomiarów

Pierwsza z omawianych analiz dotyczyła wpływu ukształtowania w rzucie poziomym krawędzi elementu refleksyjnego na charakterystykę odbitego od niego dźwięku. Starano się określić, jak kształt krawędzi będzie oddziaływał na odpowiedź częstotliwościową struktury. Zgodnie z formułami (1) i (2) dolna częstotliwość graniczna zależy tylko od wymiarów pojedynczego elementu odbijającego. Ando [9] zasugerował, że geometria panelu wpływa również na gładkość charakterystyki odbicia. Stosując całkę dyfrakcyjną Rubinowicza określił funkcję opisującą charakterystykę odbicia od elementów o różnych kształtach. Następnie porównał odpowiedzi struktur składających się z elementów trójkątnych, prostokątnych i dziesięciokątnych uznając te pierwsze za najbardziej gładkie i korzystne.

W celu weryfikacji doświadczalnej wyników uzyskanych przez Ando wyznaczono charakterystyki częstotliwościowe odbicia dźwięku od macierzy składających się z elementów w kształcie trójkąta, kwadratu i koła (rys. 3).



Rys. 3. Badane struktury refleksyjne składające się odpowiednio z elementów: trójkątnych, kwadratowych i okrągłych

Gęstości brzegowe paneli ε dla powyższych struktur mogą być opisane następującymi wzorami:

$$\varepsilon_{trójkąt} = \frac{4\sqrt{3}}{a} \tag{8}$$

$$\varepsilon_{kwadrat} = \frac{4}{a} \tag{9}$$

$$\varepsilon_{kolo} = \frac{4}{d} \tag{10}$$

gdzie: a – długość boku trójkąta i kwadratu (odpowiednio 9,2 i 7 cm), d – długość średnicy koła (7,5 cm).

Charakterystyki częstotliwościowe omawianych struktur przedstawiono na rysunku 4.



Rys. 4. Charakterystyki częstotliwościowe struktur refleksyjnych składających się odpowiednio z elementów: trójkątnych ($L_{pp}=8,5dB$), kwadratowych ($L_{pp}=8dB$) i okrągłych ($L_{pp}=9dB$)

Analizując powyższe charakterystyki oraz mając na względzie odpowiadające im wartości międzyszczytowe pasm przepustowych należy stwierdzić, iż gładkości omawianych odpowiedzi są zbliżone. Eksperyment nie potwierdza zatem modelu zaproponowanego przez Ando. Podobny wynik uzyskano dla macierzy składającej się z kwadratowych elementów o wymiarach 14cm x 14cm oraz elementów ośmiobocznych powstałych w wyniku ścięcia rogów powyższych kwadratów na długości 3cm (rys. 5). Na podstawie ich charakterystyk częstotliwościowych (rys. 6) również można uznać, że gładkość w paśmie przepustowym jest jednakowa. Niemniej jednak w przypadku drugiej struktury zmalała gęstość brzegowa paneli, a co za tym idzie także dolna częstotliwość graniczna.



Rys. 5. Badane struktury refleksyjne składające się odpowiednio z elementów kwadratowych o wymiarach 14cm x 14cm oraz elementów ośmiobocznych powstałych w wyniku ścięcia rogów powyższych kwadratów na długości 3cm.





Rys. 6. Charakterystyki częstotliwościowe struktur refleksyjnych składających się odpowiednio z elementów kwadratowych o wymiarach 14cm x 14cm (L_{pp} =8dB) oraz elementów ośmiobocznych powstałych w wyniku ścięcia rogów powyższych kwadratów na długości 3cm (L_{pp} =8dB)

Zgodnie z wynikami przedstawionych pomiarów kształt krawędzi (w rzucie) ma niewielki wpływ na gładkość odpowiedzi częstotliwościowej struktury. Pośrednio może wpłynąć jednak na zakres pasma przepustowego. W tabeli 1 zestawiono parametry trzech struktur składających się odpowiednio z elementów trójkątnych, kwadratowych i okrągłych, które charakteryzowały się jednakowym polem powierzchni.

Kształt elementu	Obwód [m]	Powierzchnia [m ²]	f_{dolna} [Hz] wg (1)
Trójkąt	4,56	1,00	292
Kwadrat	4,00	1,00	256
Koło	3,55	1,00	227

Tabela. 1. Zależność dolnej częstotliwości granicznej od geometrii panelu refleksyjnego

Analizując powyższe wartości dolnych częstotliwości granicznych oraz mając na względzie kryterium ekonomiczności za najlepszy należy wskazać element okrągły, który cechuje się najszerszym pasmem przenoszenia przy najmniejszych wymiarach. Zgodnie z takimi założeniami za najgorszy można uznać panel trójkątny.

Drugi problem, jaki podjęto w pracy to określenie wpływu poprzecznego ukształtowania krawędzi elementu refleksyjnego na charakterystykę odbitego dźwięku. Ustroje refleksyjne powinny wspomagać równomierne nagłośnienie sali, tj. zapewnić odpowiednie kierunkowanie i częściowe rozproszenie odbitego od nich dźwięku [10]. Ponadto dla częstotliwości dźwięku powyżej górnej granicy $f_{górna}$ uzyskana charakterystyka odbicia staje się silnie nierównomierna, gdyż poziom odbicia zależy od geometrycznego punktu padania fali dźwiękowej. Odpowiednio profilowane elementy, dzięki rozproszeniu dźwięku na krawędzi, mogą wygładzić odpowiedź częstotliwościową poprzez równomierne rozprowadzenie energii akustycznej. Za takim kształtowaniem krawędzi przemawia również fakt, iż silnie kierunkowy dźwięk może wywoływać zjawiska niekorzystnie wpływające na brzmienie.

Za wynik prowadzonych badań doświadczalnych przyjęto uzyskanie charakterystyk kierunkowych oraz amplitudowo-częstotliwościowych mierzonych struktur. Ze względu na dobór odpowiedniego rozmieszczenia źródła dźwięku i odbiornika

konieczne było zbadanie jak kąt padania i odbicia fali akustycznej wpływa na przebieg odpowiedzi częstotliwościowej płaskiego elementu. W tym celu przeprowadzono pomiary odbicia dźwięku od paneli refleksyjnych dla kątów padania fali akustycznej z zakresu 0 - 45°. Do badań użyto strukturę składającą się z pięciu prostokątnych elementów o wymiarach 10cm x 70cm umieszczoną na specjalnie przygotowanym stanowisku pomiarowym (rys. 7). Uzyskane charakterystyki częstotliwościowe przedstawia tabela 2.



Rys. 7. Stanowisko pomiarowe służące do wyznaczania wpływu kąta padania fali akustycznej na odpowiedź częstotliwościową macierzy elementów refleksyjnych.



Tabela 2. Zależność przebiegu odpowiedzi częstotliwościowej od kąta padania i odbicia fali akustycznej. Kąt liczony od normalnej do płaszczyzny macierzy. Struktura refleksyjna składa się z pięciu prostokątnych elementów o wymiarach 10cm x 70cm.

Na podstawie tego doświadczenia można stwierdzić, że kąt padania fali akustycznej na macierz nie wpływa na zmianę wartości dolnej częstotliwości granicznej. Ponadto, w paśmie przepustowym przebieg odpowiedzi częstotliwościowej jest dość gładki dla wszystkich przypadków, a nawet przy niektórych kątach uległ niewielkiej poprawie względem prostopadłego kierunku padania fali dźwiękowej. Poziom dźwięku poniżej granicy f_{dolna} obniża się natomiast wraz ze wzrostem kąta. Podsumowując, w przypadku zwierciadlanego odbicia można zaniedbać wpływ kąta padania i odbicia fali akustycznej na

przebieg odpowiedzi częstotliwościowej płaskiego elementu. Ponadto odbicie bliskie zwierciadlanemu, zarówno od płaskich jak i zakrzywionych elementów refleksyjnych, można opisać przy pomocy formuł uzyskanych na podstawie teorii rozproszenia dźwięku i zjawiska dyfrakcji na krawędzi elementu [11]. Podczas pomiarów laboratoryjnych, w celu zmniejszenia liczby kombinacji wzajemnego rozmieszczania źródła dźwięku i odbiornika, głośnik umieszczono na stałe nad panelem refleksyjnym, a zmianom ulegało położenie mikrofonu od 0^0 do 90^0 względem linii łączącej głośnik z badanym elementem.

W pracy podjęto się porównaniu charakterystyk odbicia dźwięku od trzech wybranych paneli refleksyjnych, których krawędzie zostały ukształtowane w następujący sposób. Pierwszy panel miał wymiary 130cm x 90cm i był elementem płaskim (rys. 8a). Drugi, o takich samych wymiarach wygięto wzdłuż dłuższego boku w półokrąg o promieniu ok. 42cm (rys. 8b). W trzecim panelu zaokrąglono tylko krawędzie uzyskując strefę płaską długości ok. 42cm i dwa ćwierćokręgi o promieniu 28cm (rys. 8c). Celowo zachowano jednakową długość wszystkich trzech elementów, aby całkowity poziom odbitej energii akustycznej był podobny w każdym przypadku. Pomiary wykonywano przy założeniu modelu dwuwymiarowego, tzn. odpowiednie charakterystyki odbicia badano zgodnie z przekrojem podłużnym elementu, czyli wzdłuż dłuższego boku.

W tabeli 3 zestawiono charakterystyki kierunkowe odbicia dźwieku od trzech badanych elementów refleksyjnych. Do analizy wybrano wykresy odpowiadające sześciu częstotliwościom padającego dźwięku znajdującym się w paśmie przepustowym elementów odbijających. Poziomy dźwięku uzyskane dla kątów powyżej 70^0 należy odrzucić ze względu na zakłócające pomiar odbicia od innych elementów niż badane panele refleksyjne. Analizując zatem poszczególne charakterystyki kierunkowe można zauważyć, że w pobliżu dolnej częstotliwości granicznej, tj. dla 200Hz kształt krawędzi panelu ma niewielki wpływ na kierunkowość odbicia dźwięku. Charakterystyki zaczynają sie różnicować już dla czestotliwości 315Hz, a w przypadku czestotliwości ok. 500Hz i wyższych widać, jak płaski panel silnie odbija zwierciadlanie, a element półokragły ma podobna skuteczność odbicia w każdym kierunku. Panel o zakrzywionych krawedziach jest kompromisem pomiedzy tymi dwoma elementami refleksyjnymi, tzn. cechuje sie zbliżona skutecznościa do płaskiego panelu, gdy dźwiek odbija się zwierciadlanie oraz do elementu półokragłego, gdy odbicie jest rozproszone. Podobna zależność widać na charakterystykach amplitudowo-częstotliwościowych zebranych w tabeli 4, gdzie można śledzić skuteczność odbicia w szerokim zakresie częstotliwości.



Rys. 8. Badane struktury refleksyjne: (a) płaska, (b) półokrągła: R = 42cm, (c) zakrzywiona na krawędziach: R = 28cm

Tabela 3. Charakterystyki kierunkowe odbicia dźwięku od panelu płaskiego (panel 3), półokrągłego, R = 42cm (panel 1) i zakrzywionego na krawędziach, R = 28cm (panel 2) dla wybranych częstotliwości







Tabela 4. Charakterystyki amplitudowo-częstotliwościowe odbicia dźwięku od panelu płaskiego (panel 3), półokrągłego, R = 42cm (panel 1) i zakrzywionego na krawędziach, R = 28cm (panel 2) dla wybranych kątów odbicia fali akustycznej

4. Podsumowanie i wnioski

W artykule przedstawiono wyniki badań nad wpływem kształtowania krawędzi paneli refleksyjnych na charakterystykę odbitego od nich dźwięku. Stwierdzono, iż kształt krawędzi w rzucie ma niewielki wpływ na gładkość odpowiedzi częstotliwościowej, jednakże istotnie oddziałuje na zakres pasma przepustowego. Drugiej analizie poddano wpływ poprzecznego formowania krawędzi na odbicie dźwięku. Tutaj za najbardziej korzystne uznano elementy płaskie w środku i odpowiednio zakrzywione na krawędziach. Zapewniają one dobre odbicie zarówno, gdy dźwięk pada zwierciadlanie, jak i pod innym kątem. Ich niewątpliwą zaletą jest również fakt, iż macierz takich elementów, w przeciwieństwie do macierzy paneli półokrągłych, nie spowoduje powstania silnego filtra grzebieniowego [11] w skutek interferencji fal odbitych.

W dalszych badaniach należy określić promień zaokrąglenia panelu, który zapewni optymalne odbicie zwierciadlane i rozproszenie dźwięku. Planuje się także porównać uzyskane wyniki pomiarów doświadczalnych z obliczeniami numerycznymi przy zastosowaniu MEB lub MES. Bardzo przydatne dla projektanta byłoby również znalezienie zależności matematycznych opisujących skuteczność odbicia od panelu refleksyjnego przy uwzględnieniu niezwierciadlanego odbicia dźwięku.

Literatura

- [1] A. Polaczek, J. Rubacha. *The shape and the size of reflector panels forming a canopy*, 13th International Symposium of Students and Young Mechanical Engineers "Advances in Chemical and Mechanical Engineering", pp. 312-317, Gdańsk (2010).
- [2] T. Kamisiński, A. Polaczek, J. Rubacha. *Measurements of parameters of sound reflecting screens*, Mechanics and Control, **29**(4), pp. 174–178 (2010).
- [3] T. Kamisiński, A. Szeląg, J. Rubacha. Sound reflection from overhead stage canopies depending on ceiling modification, Archives of Acoustic, **37**(2) (2012).
- [4] V.O.Knudsen, R.W.Leonard, L.P.Dekasso. *Diffraction of sound by an array of rectangular reflective panels*, JASA **36**(12) (1964).
- [5] J.H. Rindel. *Design of New Ceiling Reflectors for Improved Ensemble in a Concert Hall*, Applied Acoustics **34** (1991).
- [6] M. Skålevik. *Low frequency Limits of Reflector arrays*, Institute of Acoustics IOA conference on Auditorium Acoustics, Copenhagen (2006).
- [7] M. Skålevik. *Orchestra canopy arrays some significant features*, Joint Baltic-Nordic Acoustics Meeting, Sweden, (2006).
- [8] A. Szeląg, J. Rubacha, T. Kamisiński. *Narrow sound frequency range problem of reflector arrays*, Acta Phisica Polonica **123**(6), pp. 1059-1063 (2013).
- [9] Y. Ando. Architectural Acoustics, Springer Verlag New York (1998).
- [10] T. Kamisiński, K. Brawata, A. Pilch, J. Rubacha, M. Zastawnik. Sound diffusers with fabric covering, Archives of Acoustics, 37, pp. 349-354 (2012).
- [11] T.J. Cox, P. D'Antonio. Acoustic Absorbers and Diffusers. Theory, design and application. Taylor&Francis. (2009).

AKUSTYKA ŚRODOWISKA
Ocena dokładności procesu identyfikacji źródła hałasu przy określonym poziomie tła akustycznego

Assessment of the accuracy of the noise sources identification at the determined background level

Wojciech Batko^{*}, Bartosz Przysucha^{**}

^{*}Akademia Górniczo-Hutnicza im. Stanisława Staszica Wydział Inżynierii Mechanicznej i Robotyki, Katedra Mechaniki i Wibroakustyki, ^{**}Politechnika Lubelska, Wydział Zarządzania, Katedra Metod Ilościowych w Zarządzaniu E-mail:batko@agh.edu.pl

Streszczenie

Artykuł rozpatruje, istotny w akustycznych pomiarach środowiskowych, problem oceny niepewności procesu identyfikacji poziomu źródła hałasu, odpowiedzialnego za występujące w środowisku zagrożenia akustyczne.

Realizacja tego zadania, określającego wiarygodności uzyskanego w procesie kontroli wyniku badawczego, wymaga wyznaczenia funkcji gęstości rozkładu prawdopodobieństwa poziomu hałasu analizowanego źródła L_Z . Jej znajomość jest bazową zależnością dla wyznaczenia z wymaganym poziomem ufności przedziału możliwego błędu estymacji wartości poziomu hałasu, związanego z kontrolowanym źródłem emisji. Jej postać może być wyprowadzona z równania identyfikacyjnego $L_Z = 10\log(10^{0.1L_M} - 10^{0.1L_T})$, metodą propagacji rozkładów określających go zmiennych pomiarowych, tj. L_M - poziomu dźwięku kontrolowanego hałasu w warunkach emisji analizowanego źródła, oraz poziomu L_T tła akustycznego.

W artykule zajęto się problemem wyznaczenia funkcji gęstości prawdopodobieństwa poziomu hałasu identyfikowanego źródła L_Z , przy założeniu znajomości rozkładów wielkości pomiarowych.

Przedstawiono ścieżkę wyprowadzenia funkcji gęstości rozkładu prawdopodobieństwa zmiennej L_Z , uwzględniającą brak niezależności zmiennych L_M i L_T . Proponowane rozwiązanie zilustrowano przykładami obliczeń funkcji gęstości zmiennej L_Z przy założeniu znajomości postaci funkcji gęstości mierzonego poziomu hałasu i poziomu tła akustycznego.

Słowa kluczowe: pomiary akustyczne, statystyczna analiza otrzymanych wyników, estymacja rozkładów prawdopodobieństw, niepewność

Abstract

The problem of assessments of uncertainty of the identification process of the sound source responsible for environment acoustic hazards, essential in acoustic measurements, is investigated in the paper.

Realisation of this task (determining likelihood of the result obtained in the control process) requires the determination of the density probability distribution function of the analysed source noise level L_{source} . Its knowledge is the basic dependence needed for the estimation – with the required confidence level – of the interval of the possible assessment error of the noise level related to the controlled emission source. Its form can be derived from the identification equation $L_{source} = 10\log(10^{0.1L_M} - 10^{0.1L_{bs}})$, by the method of propagation of the measured variables distribution, it means: L_{M^-} the sound level of the controlled noise (under conditions of the analyzed source emission) and L_{bg} the acoustic background level.

The determination of the density probability distribution function of the identified noise level of the source L_{source} , at the assumption that the measured values distribution is known, is discussed in the paper.

The derivation path of the density probability distribution function of variable L_{source} , taking into consideration the lack of independence of variables L_M and L_{bg} , is presented. The proposed solution was illustrated by examples of calculations the density probability distribution function of variable L_{source} . using the assumption that the density distribution function of the measured noise level as well as the acoustic background level is known.

Key Words: acoustic measurements, statistic analysis of the obtained results, estimation of the distribution, uncertainty.

1. Wstęp

Jednym z najczęstszych zadań praktyki kontroli stanu zagrożeń akustycznych środowiska jest ocena emisji hałasu generowanego przez kontrolowany podmiot. Stwierdzenie przekroczeń dopuszczalnych poziomów hałasu w środowisku skutkuje bowiem nakładaniem administracyjnych kar, jak również stwarza potencjalne przesłanki do ubiegania się o wypłatę odszkodowań za skutki prowadzonej działalności, której towarzyszy nadmierna emisja hałasu do środowiska. W warunkach kontrolnych, monitorujących stan zagrożenia środowiska, wynik pomiaru L_M jest kombinacją pola akustycznego źródła hałasu L_Z oraz poziomu tła akustycznego L_T na kontrolowanym terenie [1]. Oznacza to konieczność pomniejszenia wyników pomiarów poziomów przekroczeń dopuszczalnych wartości o oddziaływania związane z poziomem tła akustycznego realizowanego zgodnie z poniższa zależnością :

$$L_{Z} = 10\log(10^{0.1L_{M}} - 10^{0.1L_{T}}).$$
⁽¹⁾

Wymóg określenia rzeczywistej wartości emisji hałasu przez kontrolowany podmiot stanowi istotne utrudnienie kontrolne. Wymaga bowiem spełnienia warunków do realizacji

takiej procedury, co oznacza zaistnienie porównywalnych warunków do wykonania pomiarów, w których ma miejsce emisja hałasu na rozważanych obszarach: przy obecności i braku oddziaływań hałasowych kontrolowanego podmiotu, a co nie zawsze może być wiarygodnie zrealizowane.

Zgodnie z aktualnie obowiązującymi aktami prawnymi w Polsce tak realizowany proces kontrolny powinien mieć ocenę niepewności zrealizowanych rozpoznań kontrolnych. Bazą wyliczeń niepewności procesu pomiarowego są wskazania przedstawione w Przewodniku wyrażania niepewności pomiaru, opublikowanego w pracy [2] oraz kolejnych jej uzupełnieniach [3], [4]. Wymóg wyznaczania niepewności pomiarów i wyników badań opisany w tych opracowaniach został też uznany przez EA (European co-operation for Accreditation) za podstawowy materiał wskazówek oraz zaleceń postępowania przy realizacji pomiarów i badań kontrolnych. Znalazło to odbicie w opracowanym przez Grupę Ekspertów EA (w zakresie wyznaczania niepewności pomiarów, powołana przez Komitet Laboratoryjny EA) dokumencie [5].

Przedstawione w nich rozwiązania i analizy bazują na formalizmie modelowym przyporządkowującym wynikom pomiarów reprezentację w postaci zmiennej losowej, o zadanym rozkładzie prawdopodobieństwa. Oznacza to konieczność związania wyników pomiarowych z określonym rozkładem prawdopodobieństwa ich występowania z procesem identyfikacji jego parametrów, w postaci wartości oczekiwanej odchylenia standardowego, i kwantyli określających umowne granice błędów dla kontrolowanych wielkości.

W przeciwieństwie, do obecnych w literaturze przedmiotu poszukiwań funkcji gęstości rozkładu prawdopodobieństwa kontrolowanej zmiennej na bazie numerycznych symulacji metodą Monte Carlo [3], autorzy podjęli próbę wskazania procedury jej identyfikacji na bazie analitycznych obliczeń propagacji rozkładów zmiennych pomiarowych, określających proces identyfikacyjny analizowanego źródła hałasu.

Przedstawiono ścieżkę wyprowadzenia funkcji gęstości rozkładu prawdopodobieństwa zmiennej L_Z , uwzględniającą brak niezależności zmiennych L_M i L_T . Proponowane rozwiązanie zilustrowano przykładami obliczeń funkcji gęstości zmiennej L_Z przy założeniu znajomości postaci funkcji gęstości mierzonego poziomu hałasu i poziomu tła akustycznego.

2. Wyznaczenie rozkładu prawdopodobieństwa zmiennej losowej opisującej różnice poziomów dźwięku

Oznaczmy przez L_M zmienną losową określającą poziom mierzonego dźwięku [dB]. Przez L_T zmienną określającą poziom tła akustycznego [dB]. Oznaczmy przez L_Z zmienną losową opisującą poziom dźwięku mierzonego źródła [dB] W przypadku wyznaczania rozkładu prawdopodobieństwa sumy zmiennych losowych wykorzystując sploty funkcji gęstości, potrzeba aby składowe zmienne losowe były niezależne. Z takim założeniem mamy do czynienia np. w pracach [6], czy [7]. W rozważanym w pracy przypadku losowe L_M i L_T są zmiennymi losowymi zależnymi, pomiar poziomu dźwięku zależy bowiem od tła akustycznego. Aby poradzić sobie z tą sytuacją rozważmy parę zmiennych losowych określonych w następujący sposób: L_T , $\Delta L = L_M - L_T$ zmienne L_T i ΔL będą zmiennymi losowymi niezależnymi.

Ponieważ ΔL stanowi przyrost wartości do wartości tła. Niech $f_{L_T}(x)$, x > 0, $f_{L_M}(x)$, x > 0, $f_{\Delta L}(x)$ będą funkcjami prawdopodobieństw zmiennych losowych odpowiednio L_T , L_M i ΔL .

Rozważmy zatem następujące przekształcenie:

$$L_{Z} = 10\log(10^{0,1L_{M}} - 10^{0,1L_{T}}) = 10\log(10^{0,1L_{M} - 0,1L_{T} + 0,1L_{T}} - 10^{0,1L_{T}})$$

= $10\log(10^{0,1L_{T}}(10^{0,1(L_{M} - L_{T})} - 1)) = L_{T} + 10\log(10^{0,1(L_{M} - L_{T})} - 1)$
= $L_{T} + 10\log(10^{0,1\Delta L} - 1).$ (2)

Oznaczmy przez Y zmienną losową pomocniczą:

$$Y = 10\log(10^{0.1\Delta L} - 1)$$
(3)

przez $f_Y(x)$ oznaczmy rozkład prawdopodobieństwa tej zmiennej losowej. Przekształcenie odwrotne do (3) będzie wyrażone wzorem

$$\Delta L = 10\log(10^{0.1Y} + 1)$$
 (4)

pochodna tego przekształcenia (4) wyraża się jako:

$$\frac{d\Delta L}{dy} = \frac{10^{0.1y}}{10^{0.1y} + 1}.$$
(5)

Zatem zmienna losowa Y dana wzorem (3) ma rozkład prawdopodobieństwa:

$$f_{Y}(y) = f_{\Delta L} \left(10 \log \left(10^{y} + 1 \right) \right) \frac{10^{y}}{10^{y} + 1}, \ y \in (-\infty, \infty) .$$
 (6)

Gęstość sumy niezależnych zmiennych losowych wyraża się wtedy przez splot ich funkcji gęstości [8]. W naszym przypadku dla zmiennej $L_Z = L_T + Y$ rozkład zmiennej L_Z z niezależności zmiennych Y i L_T będzie dany wzorem:

$$f_{L_{Z}}(s) = \int_{-\infty}^{s} f_{L_{T}}(x) f_{Y}(s-x) dx$$
⁽⁷⁾

Po podstawieniu w zależności (7) wzoru (8) daje nam ostatecznie:

$$f_{L_{Z}}(s) = \int_{-\infty}^{s} f_{L_{T}}(x) f_{\Delta L} \left(10 \log \left(10^{s-x} + 1 \right) \right) \frac{10^{s-x}}{10^{s-x} + 1} dx, s \in (-\infty, \infty).$$
(9)

Wzór (9) opisuje nam rozkład prawdopodobieństwa mierzonego źródła dźwięku, gdy w celu jego wyznaczenia stosujemy wzór (1).

3. Podsumowanie

Przedstawione w artykule rozwiązanie wyznaczenia funkcji gęstości rozkładu prawdopodobieństwa poziomu emisji identyfikowanego źródła hałasu; według algorytmu określonego relacją (1), dostarcza właściwego narzędzia do estymacji niepewności kontrolowanej wartości. Zostało on wyprowadzone z warunku propagacji niepewności, jakie mogą mieć miejsce w kolejnych etapach identyfikacji poziomu emisji hałasu do środowiska przez kontrolowany podmiot.

Analityczne wyprowadzenie wzoru na gęstość prawdopodobieństwa pozwalaw przeciwieństwie do metod nieklasycznych [9], w tym też propozycji algebry przedziałowej opisanej w pracy [10], czy metody bootstrap [11] -nie tylko na wyznaczenie: wartości oczekiwanej, odchylenia standardowego, kwantyla określającego przedział niepewności dla kontrolowanych wskaźników hałasu, ale również na wykonanie szerokich analiz probabilistycznych interesującego nas zjawiska.

Można pokusić się o stwierdzenie, że zaproponowane podejście określające wynikowy rozkład prawdopodobieństwa dla oceny wyniku zadania kontrolnego, tworzy najwłaściwszą płaszczyznę do estymacji niepewności emisji poziomu hałasu, przez kontrolowany podmiot. Jego stosowanie może być oceną stopnia profesjonalizmu w badaniu dokładności realizowanego procesu identyfikacyjnego. Można go polecić uwadze akredytowanych laboratoriów odpowiedzialnych za kontrolę stanu zagrożeń akustycznych środowiska.

Podziękowania

Praca została wykonana przez zespół wykonawców w ramach grantu "Dobór probabilistycznych formalizmów modelowych dla potrzeb zarządzania klimatem akustycznym" nr 15.11.130. oraz tematu zadania statutowego nr 11.11.130.885.

Literatura

- [1] Engel Z., (2001) Ochrona środowiska przed drganiami i hałasem, PWN, Warszawa.
- [2] Guide to the Expression of Uncertainty Measurement (1995), International Organization for Standardization, ISBN 92-67-10188-9.
- [3] Evaluation of measurement data _ Supplement 1 to the _Guide to the expression of uncertainty in measurement_ _ Propagation of distributions using a Monte Carlo method (GUM), BIPM, JCGM 101:2008.

- [4] *Evaluation of measurement data* _ An introduction to the _Guide to the expression of uncertainty in measurement_ and related documents 104:2009.
- [5] Wytyczne EA dotyczace wyrażania niepewności w badaniach ilościowych EA-04/16 (Oryginał publikacji: EA-04/16 rev00 December 2003 EA guidelines on the expression of uncertainty in quantitive testing. Tłumaczenie: Polskie Centrum Akredytacji
- [6] Batko W., Przysucha B., (2011) Random distribution of long-term indicators of variable emission conditions Acta Physica Polonica A Warszawa ; ISSN 0587-4246 vol. 119 6-A 1086–1090
- [7] Batko W. Przysucha B., (2010) *Determination of the Probability Distribution of the Mean Sound Level*, Archives of Acoustics Vol. 35, No 4, p. 543–550.
- [8]. Billingsley P., (1979) *Probability and measure*, Second Edition, John Wiley, NewYork.
- [9] Batko W., Bal Pyrcz R., (2006) :Uncertainty analysis in the assessment of long term noise indicators Archives of Acoustics vol.31, No 4, 2006, str. 253 260
- [10] Batko W., Pawlik P., (2012): "New approach to uncertainty assessment of acoustic effects in the environment", Archives of Acoustics, vol. 37 no. 1 s. 57-61.
- [11] Batko, W. and Stępień, B., (2009): Non-parametric methods of estimation of type A uncertainty of the environmental noise hazard indices, Archives of Acoustics, Vol. 34, No 3, p. 295–303.

Porównanie metod wyznaczania niepewności ocen zagrożeń hałasowych środowiska

Comparison of uncertainty determination methods of environmental noise threats assessment

Wojciech Batko*, Bartosz Przysucha**, Paweł Pawlik*

*AGH Akademia Górniczo-Hutnicza im. Stanisława Staszica Wydział Inżynierii Mechanicznej i Robotyki, Katedra Mechaniki i Wibroakustyki ** Politechnika Lubelska, Wydział Zarządzania, Katedra Metod Ilościowych w Zarządzaniu E-mail:batko@agh.edu.pl

Streszczenie

Tematem pracy jest problem oceny niepewności kontrolowanych wskaźników hałasu. Przedstawiono analizę estymacji niepewności uzyskaną przy wykorzystaniu dwóch formalizmów modelowych. Pierwszy oparty jest na prawie propagacji funkcji gęstości rozkładu zmiennych pomiarowych, zastosowanych do wyznaczenia rozkładu wartości kontrolowanego wskaźnika hałasu. Drugie rozwiązanie bazuje na formalizmie redukcyjnej arytmetyki przedziałowej. Dokonano oceny porównawczej skuteczności wyników tych rozwiązań oraz odniesiono się do wyników uzyskanych metodą Monte Carlo.

Abstract

The theme of the work is the problem of assessing the uncertainty of controlled noise indicators. Analysis of uncertainty estimation obtained using two models formalisms was presented. The first is based on the law of propagation of distribution density functions of measurement variables used to determine the distribution of controlled noise indicator. The second solution is based on the formalism of Reductive Interval Arithmetic. Assessment of the results effectiveness of these solutions was realized and reference is made to the results obtained by Monte Carlo method.

1. Wstęp

Wyznaczenie niepewności pomiaru zagrożeń akustycznych środowiska jest wymaganym elementem każdego badania kontrolnego. Obejmuje ona kwestie walidacji procedur pomiarowych, analizy źródeł możliwych błędów przypadkowych występujących w procesie pomiarowym, a także wyboru reguł ich przetwarzania w zależności od rozkładu prawdopodobieństwa ich występowania. Obecne w praktyce kontrolnej zagrożeń akustycznych środowiska: zalecane, i oparte na przewodniku "*Wyznaczanie niepewności pomiaru*" [1] procedur szacowania niepewności, są związane z określoną klasą założeń, których akceptowalność jak wynika z licznych badań, nie znajduje szerszych uzasadnień [2]. W szczególności, w ich rozwiązaniach regułą jest posiłkowanie się założeniem, przyjmującym postać rozkładu normalnego za reprezentanta matematycznego modelu

obserwacji dla wyników pomiarów poziomu dźwięku L_{Ai} ; i=1,2,...,n, określających losową próbę kontrolna, stanowiącą bazę dla estymowanych przedziałów niepewności kontrolowanego wskaźnika hałasu. Jest oczywiste, że w przypadku nieadekwatności takiego założenia, reprezentująca ocenę kontrolną wartość średnia poziomu dźwięku, lub innego wskaźnika hałasu podlegającego pomiarowi z próby, oraz ich odchylenia standardowe z próby, mogą być nie najlepszą oceną wyniku pomiarowego i jego błędu, określonego niepewnością standardową typu A. Zauważenie tego faktu wygenerowało szereg propozycji rozwiązań, wolnych od ograniczeń obecnych metod estymacji niepewności wyniku badań akustycznych. Ich syntetyczne omówienie jest zawarte w pracy [3].

W artykule podjęto próbę porównania wyników estymacji niepewności kontrolowanych wskaźników hałasu, realizowanej według dwóch wskazanych w nich rozwiązań, wychodzących z odmiennych przesłanek założeniowych. Bazą porównań było rozwiązanie oparte prawie propagacji funkcji gęstości rozkładu zmiennych pomiarowych do rozkładu wartości kontrolowanego wskaźnika hałasu [4], [5], [6] oraz rozwiązanie bazujące na redukcyjnej arytmetyce przedziałowej zaproponowane w pracach [7], [8].

Za podstawę rozważań związanych z zastosowaniem tych metod przyjęto charakterystyki zmienności poziomów hałasu z ciągłego, wieloletniego monitoringu zagrożeń akustycznych środowiska na terenie miasta Krakowa. Posłużyły one do oceny rozbieżności wyników ocen niepewności kontrolowanych wskaźników hałasu, realizowanych tymi formalizmami modelowymi. Ich omówienie jest treścią prezentowanego artykułu.

2. Wyznaczanie niepewności metodą propagacji funkcji gęstości prawdopodobieństwa z użyciem Centralnego Twierdzenia granicznego

W rozdziale tym przedstawiono metodę wyznaczenia przedziału niepewności dla wskaźnika L_{DWN} dla jednej doby, opierającego się na propagacji rozkładów prawdopodobieństw przy wykorzystaniu centralnego twierdzenia granicznego (CTG). Metodę tą da się przenieść w sposób nie wymagający zmiany rozumowania na wyznaczenie przedziału niepewności długookresowego poziomu L_{DWN} ciągu całego roku kalendarzowego. Definicja niepewności opiera się na definicji przedziału ufności. W literaturze często spotyka się tą definicje zapisaną w sposób "nieformalny" lub czasem nawet błędny, więcej na ten temat możemy znaleźć w pracy [9] dlatego najpierw podamy precyzyjną definicję przedziału ufności.

Def. Przedział ufności o zadanym poziomie istotności. [10]

"Niech $x_1, x_2, ..., x_n$ będzie próbą pobraną z populacji i niech jej funkcja gęstości wynosi $f_n(x_1, x_2, ..., x_n; \theta)$. θ jest parametrem populacji który trzeba oszacować o wartość z próby. Niech dalej $\underline{\theta}(x_1, x_2, ..., x_n)$ i $\overline{\theta}(x_1, x_2, ..., x_n)$ będą dwiema funkcjami wartości z próby, takimi, że $\underline{\theta} < \overline{\theta}$. Obie funkcje $\underline{\theta}$ i $\overline{\theta}$ są zmiennymi losowymi Przedział $(\underline{\theta}, \overline{\theta})$ nazywamy 100γ – procentowym przedziałem ufności dla oceny $\hat{\theta}$, jeżeli $\underline{\theta}$ i $\overline{\theta}$ można tak wybrać, aby

$$P(\underline{\theta} < \hat{\theta} < \overline{\theta}) = \gamma = \int_{\underline{\theta}}^{\overline{\theta}} g(\hat{\theta}; \theta) d\theta$$
(1)

Gdzie $g(\hat{\theta}; \theta)$ jest funkcją gęstości oceny $\hat{\theta}$. Zakładamy, że $g(\hat{\theta}; \theta)$ można wyprowadzić z danej funkcji gęstości $f_n(x_1, x_2, ..., x_n; \theta)$. $\underline{\theta}$ i $\overline{\theta}$ nazywamy górną i dolną granicą ufności dla θ ; γ nazywamy poziomem ufności.

Przy estymacji rozkładu prawdopodobieństwa średniej arytmetycznej korzystać będziemy z Centralnego twierdzenia Granicznego (CTG). W literaturze można spotkać różne jego wersje, przystępnie sformułowaną definicję przedstawiamy poniżej. Tw. Centralne Twierdzenie Graniczne Lindeberga Levy'ego [11]

Jeżeli $\{X_n\}$ jest losowym ciągiem niezależnych zmiennych losowych o jednakowym rozkładzie, o wartości przeciętnej α_1 i skończonej wariancji $\sigma^2 > 0$, to ciąg (F_n) dystrybuant standaryzowanych średnich arytmetycznych \overline{X}_n

$$Y_{n} = \frac{\overline{X}_{n} - \alpha_{1}}{\frac{\sigma}{\sqrt{n}}} = \frac{\sum_{i=1}^{n} X_{i} - n\alpha_{1}}{\sigma\sqrt{n}}$$
(2)

Jest zbieżny do dystrybuanty Φ rozkładu N(0,1) $\lim_{n \to \infty} F_n(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{y} \exp(-\frac{1}{2}t^2) dt$

Załóżmy, że dysponujemy wynikami pomiarów z populacji o rozkładzie innym niż rozkład normalny $\{x_1, x_2, ..., x_n\}$. Niech $\overline{x} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i$ oznacza średnią arytmetyczną z próby.

Z CTG wynika, że statystyka

$$U = \frac{\bar{x} - \mu}{\sigma} \tag{3}$$

ma asymptotyczny rozkład N(0,1). Możemy przyjąć, że dla dostatecznie dużych *n* rozkład zmiennej (3) możemy przybliżyć rozkładem normalnym. Korzystając z dużej liczebności próbki zastępujemy nieznaną wartość odchylenia standardowego σ oceną (4)

$$s = \sqrt{\frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^{n} (x_i - \bar{x})^2}$$
(4)

i na podstawie zależności (3) wyznaczamy przedział ufności o zadanym, poziomie istotności dla wartości oczekiwanej μ . Przedział ten jest postaci [12]:

$$\left(\overline{x} - u(1 - \alpha/2)\frac{s}{\sqrt{n}}, \overline{x} + u(1 - \alpha/2)\frac{s}{\sqrt{n}}\right)$$
(5)

W literaturze przyjmuje się za "duże" $n \ge 100$. Założenie to jest zasadne dla rozkładów o niewielkim zróżnicowaniu i kształtem zbliżonym do kształtu rozkładu normalnego. W pracy [13] pokazano, że dla rozkładów "mocno" skośnych istnieją odstępstwa między obliczanym z CTG przedziałem ufności średniej arytmetycznej a asymetrycznymi przedziałami ufności wyznaczanymi innymi metodami.

Chcąc wyznaczyć wskaźnik L_{DWN} dany wzorem

$$L_{DWN} = 10\log\left(\frac{12}{24}10^{0,1L_{D}} + \frac{4}{24}10^{0,1(L_{W}+5)} + \frac{8}{24}10^{0,1(L_{N}+10)}\right)$$
(6)

gdzie

$$L_D = 10 \log \left(\frac{1}{n_d} \sum_{i=1}^{n_d} 10^{0.1 L^d_i} \right)$$
(7)

wartość wskaźnika hałasu dla dnia obliczana z próbki $\{L^{d}_{i}\}$. $i = 1, 2, ..., n_{d}$

$$L_{W} = 10 \log \left(\frac{1}{n_{w}} \sum_{i=1}^{n_{w}} 10^{L^{w_{i}}} \right)$$
(8)

wartość wskaźnika hałasu dla wieczoru z próbki $\{L_{i}^{w}\}$. $i = 1, 2, ..., n_{w}$ oraz

$$L_{N} = 10 \log \left(\frac{1}{n_{n}} \sum_{i=1}^{n_{n}} 10^{L^{n_{i}}} \right)$$
(9)

wartość wskaźnika hałasu dla nocy z próbki $\{L_{i}^{n}\}$. $i = 1, 2, ..., n_{n}$

Nie możemy stosować CTG wprost do średniej logarytmicznej poziomów dźwięku L_D , L_W czy L_N , jest to bowiem średnia logarytmiczna a nie arytmetyczna poziomów dźwięku, co często jest mylone w praktyce, traktuje o tym praca [14]. Możemy jednak traktować jako wartości zmiennej losowej wielkości $x_i = 10^{0.1L_i}$ i do ich średnich zastosować CTG. Mamy wtedy:

$$L_{D} = 10\log(\overline{X}_{eD}), \ L_{W} = 10\log(\overline{X}_{eW}) \ L_{N} = 10\log(\overline{X}_{eN})$$
(10)
$$\overline{X}_{eD}, \overline{X}_{eW}, \overline{X}_{eN}$$
(11)

$$X_{eD}, X_{eW}, X_{eN}$$
(11

wartości średnie odpowiednio dla dnia wieczoru i nocy wielkości $x_i = 10^{0,1L_i}$.

Wyznaczamy zatem wartości estymatorów z prób $x_i = 10^{0.1L_i}$ (12)

$$\bar{x}_{eD} = \frac{1}{n_d} \sum_{i=1}^{n_d} 10^{0,1L^d_i}, \ \bar{x}_{eW} = \frac{1}{n_w} \sum_{i=1}^{n_w} 10^{L^{w_i}}, \ \bar{x}_{eN} = \frac{1}{n_n} \sum_{i=1}^{n_n} 10^{L^{n_i}}$$
(12)

$$s_{eD} = \frac{1}{n_d - 1} \sum_{i=1}^{n_d} \left(x^d_i - \overline{x}_{eD} \right)^2, s_{eW} = \frac{1}{n_w - 1} \sum_{i=1}^{n_w} \left(x^w_i - \overline{x}_{eW} \right)^2 s_{eN} = \frac{1}{n_n - 1} \sum_{i=1}^{n_n} \left(x^n_i - \overline{x}_{eN} \right)^2$$

Przedziały ufności dla parametrów (11) wyznaczone na podstawie wzoru (5) Będą miały postać (13)

$$\left(\bar{x}_{ej} - u(1 - \alpha/2)\frac{s_{ej}}{\sqrt{n_j}}, \bar{x}_{ej} + u(1 - \alpha/2)\frac{s_{ej}}{\sqrt{n_j}}\right), j \in \{D, W, N\}$$
(13)

W dalszym toku rozumowania traktujemy średnie wartości zmiennych (11) na podstawie CTG, jako zmienne losowe o rozkładach normalnych $\overline{X}_{eD} \sim N(\overline{x}_{eD}, s_{eD} / \sqrt{n_d}), \overline{X}_{eW} \sim N(\overline{x}_{eW}, s_{eW} / \sqrt{n_w}), \overline{X}_{eN} \sim N(\overline{x}_{eN}, s_{eN} / \sqrt{n_n}).$ Wstawiając do wzoru (6) zmienne losowe postaci (10) otrzymujemy:

$$\begin{split} L_{DWN} &= 10 \log \left(\frac{12}{24} 10^{0.1*10 \log \bar{X}_{eD}} + \frac{4}{24} 10^{0.1(10 \log \bar{X}_{eW} + 5)} + \frac{8}{24} 10^{0.1(10 \log \bar{X}_{eN} + 10)} \right) = \\ &= 10 \log \left(\frac{12}{24} 10^{0.1*10 \log \bar{X}_{eD}} + \frac{4}{24} 10^{0.1(10 \log \bar{X}_{eW} + 10 \log 10^{0.5})} + \frac{8}{24} 10^{0.1(10 \log \bar{X}_{eN} + 10 \log 10)} \right) (14) \\ &= 10 \log \left(\frac{12}{24} \bar{X}_{eD} + \frac{4}{24} \sqrt{10} \bar{X}_{eW} + \frac{8}{24} 10 \bar{X}_{eN} \right) = 10 \log (\bar{X}_{DWN}) \end{split}$$

Zgodnie z prawem działania na zmiennych losowych o rozkładach normalnych suma niezależnych zmiennych losowych o rozkładach normalnych

$$\overline{X}_{DWN} = \frac{12}{24} \overline{X}_{eD} + \frac{4}{24} \sqrt{10} \overline{X}_{eW} + \frac{8}{24} 10 \overline{X}_{eN} \sim N(\overline{x}_{DWN}, s_{DWN})$$
(15)

ma rozkład normalny o parametrach danych wzorami wartość oczekiwana (16) i odchylenie standardowe (17)

$$\bar{x}_{DWN} = \frac{12}{24}\bar{x}_{eD} + \frac{4}{24}\sqrt{10}\bar{x}_{eW} + \frac{80}{24}\bar{x}_{eN}$$
(16)

$$s_{DWN} = \sqrt{\left(\frac{12}{24}\frac{s_{eD}}{\sqrt{n_d}}\right)^2 + \left(\frac{4}{24}\sqrt{10}\frac{s_{eW}}{\sqrt{n_w}}\right)^2 + \left(\frac{8}{24}10\frac{s_{eN}}{\sqrt{n_n}}\right)^2}$$
(17)

Przedział ufności (18) dla wartości oczekiwanej zmiennej losowej X_{DWN} obliczamy z (5)

$$\left(\bar{x}_{DWN} - u(1 - \alpha/2)s_{DWN} < \mu_{DWN} < \bar{x}_{DWN} + u(1 - \alpha/2)s_{DWN}\right)$$
(18)

Przekształcając granice przedziału ufności przez zmienną daną wzorem (14) otrzymujemy przedział dla średniej logarytmicznej L_{DWN} wzór (19)

$$\left(10\log(\bar{x}_{DWN} - u(1 - \alpha/2)s_{DWN}) < L_{DWN} < 10\log(\bar{x}_{DWN} + u(1 - \alpha/2)s_{DWN})\right)$$
(19)

W przypadku pomiarów całodobowych, rejestrując równoważne poziomy dźwięku dysponujemy następującą liczbą pomiarów: Dla pomiarów próbkowanych co 1 sekundę dla 12 godzin dnia mamy około $n_d = 43200$, dla 4 godzin wieczoru mamy około $n_w = 14400$ oraz dla ośmiu godzin nocy około $n_n = 28800$. Z przyczyn technicznych czasami następują przerwy w pomiarach, lub pewne dane trzeba z pomiarów usunąć. Zdarzenia te mają jednak zazwyczaj charakter losowy i nie mają wpływu na wyliczane z próby estymatory, jeśli ich liczebności nie zmniejszają się w istotny sposób. Liczebności tych prób zapewniają nam w każdym przypadku możliwość skorzystania z CTG.

Dysponując pomiarami próbkowanymi w odstępach 5 sekundowych dostajemy wielkości próbek dla 12 godzin dnia mamy około $n_d = 8640$, dla 4 godzin wieczoru mamy około $n_w = 2880$ oraz dla ośmiu godzin nocy około $n_n = 5760$. Co również zapewnia nam możliwość posiłkowania się CTG.

Jednak już przy np. próbkowaniu 5 minutowym otrzymujemy dla 12 godzin dnia około $n_d = 144$, dla 4 godzin wieczoru około $n_w = 96$ oraz dla ośmiu godzin nocy około $n_n = 48$. Z podobną sytuacją spotykamy się przy wykonywaniu pomiarów w krótkich odstępach czasowych kilka razy ciągu dnia, wieczoru lub nocy np. po 5 minut. Liczebności tych próbek nie dają nam możliwości zastosowania klasycznych przedziałów ufności.

Silna asymetria rozkładów prawdopodobieństw zmiennych losowych Li oraz $10^{0,1L_i}$ otrzymywanych z pomiarów ruchu drogowego, powoduje, że ich rozkłady różnią się od rozkładu normalnego [2].W tym przypadku i w przypadku dysponowania próbkami o małej liczebności możemy skorzystać z algebry splotowej do wyznaczenia rozkładu prawdopodobieństwa L_{DWN} a co za tym idzie przedziału ufności dla jego wartości oczekiwanej. Opis postępowania w takich przypadkach możemy znaleźć w pracach [4],[5],[6].

Modelowanie to możemy wykorzystać przy wyznaczaniu całorocznego poziomu hałasu L_{DWN} , przy posiadaniu niepełnych danych pomiarowych ze wszystkich 365 dni w roku kalendarzowym poziomów L_D, L_w i L_N. Dysponując danymi z co najmniej stu dni możemy skorzystać z CTG i zastosować rozumowanie opisane powyżej. Dla znacznie mniejszych ilości próbek rozkłady wartości średnich wielkości $x_i = 10^{0.1L_i}$ będą różnić się od rozkładów normalnych.

Następnym krokiem badań będzie przeanalizowanie zachowania się takiego modelu na danych empirycznych oraz zbadanie niepewności dla próbkowania w odstępach 5 minutowych przy próbkowaniu wyrywkowym kilkunastu lub kilkudziesięciu pomiarów w ciągu dnia wieczoru lub nocy. Modele wyznaczania niepewności długookresowych wskaźników hałasu, przy uwzględnieniu małej liczebności próbek opierające się o metody inne niż postulowane przez autorów w pracach [4], [5], [6], [7], [8] można znaleźć w pracach [15], [16], [17], metody te dają symetryczne przedziały ufności nie uwzględniające asymetrii rozkładu prawdopodobieństwa L_{DWN}

3. Przykład

Dane do przykładu pochodzą z ciągłego monitoringu miasta Krakowa z dnia 9.10.2010 z całej doby. Na rysunkach od 1-3 przedstawiono histogramy częstościowe wraz z wyestymowanymi funkcjami gęstości dla dnia, wieczoru i nocy.







Rysunek 2.Histogram częstościowy wraz z wyestymowaną funkcją gęstości prawdopodobieństwa dla wieczoru przy pomiarach 1-sekundowych



Rysunek 3.Histogram częstościowy wraz z wyestymowaną funkcją gęstości prawdopodobieństwa dla nocy przy pomiarach 1-sekundowych

Dla dnia i wieczoru estymujemy rozkłady prawdopodobieństwa metodą "kaskadową" [18]. Dla nocy estymujemy rozkład Metodą Najmniejszych Kwadratów MNK dla dwóch

zakresów danych do wartości modalnej i od wartości modalnej. Różne metody estymacji wyników pomiarów poziomów dźwięku i szerszą analizę ich własności możemy znaleźć w pracy [19].

Otrzymujemy następujące funkcje gęstości prawdopodobieństw.

Dla dnia i wieczoru dostajemy funkcję gęstości daną wzorem (20) Rys1., Rys. 2

$$f_{Y}(y) = \frac{\ln 10}{20} \frac{1}{1 - F(p_{0})} \frac{\sqrt{10^{0.1y}}}{\sqrt{2\pi} \frac{s}{p_{0}}} e^{-\frac{\left(\sqrt{10^{0.1y}} - \frac{m}{p_{0}}\right)^{2}}{2\left(\frac{s}{p_{0}}\right)^{2}}} = A\sqrt{10^{0.1y}} e^{-\frac{\left(\sqrt{10^{0.1y}} - \frac{m}{p_{0}}\right)^{2}}{2\left(\frac{s}{p_{0}}\right)^{2}}}$$
(20)

 $(---)^2$

Parametry dla funkcji gęstości dla dnia i wieczoru znajdują się w tabeli 1.

Tabela 1. Parametry dla funkcji gęstości wyników pomiarów poziomu dźwięku Li dla dnia i nocy dla funkcji (20)

	m_d	S_d		m_w	S_W	
Dla dnia	0,1238700698	0,055386015	Dla wieczoru	0,120559	0,0648094	

 m_d i s_d są estymatorami wartości oczekiwanej i odchylenia standardowego wyznaczonego z

przeliczonych wartości poziomów dźwięku na ciśnienia $p_{i}^{d} = p_{o} \sqrt{10^{0.1L_{i}^{d}}}$ $i=1,2,...,n_{d}$. Analogicznie estymujemy parametry rozkładu dla wieczoru.

Dla nocy natomiast otrzymujemy funkcję gęstości daną wzorem:

$$f(x) = \begin{cases} 0,0019x - 0,0898 & x \in [46,23;74,47] \\ -0,0067x + 0,5532 & x \in [74,47;82,66] \end{cases}$$
(21)

W tabeli 2 umieszczone sa charakterystyki poszczególnych rozkładów prawdopodobieństw poziomów dźwięku zmierzonych w ciągu dnia nocy i wieczoru.

Tabela 2. Parametry rozkładów prawdopodobieństw funkcji gęstości dla dnia wieczoru i nocy Rys. 1-3

		EX	S	2,5%	5%	97,5%	95%
$L^{d}{}_{i}$	76,6	74,86	5,14	62	63,4	81,38	81,17
L^{w}_{i}	76,7	74,46	6,07	58,8	63,4	81,97	81,17
L^{n}_{i}	72,8	67,72	8,05	46,74	46,95	82,37	82,27

Z wykresów i wartości umieszczonych w tabeli widzimy, że rozkłady prawdopodobieństw wyników pomiarów poziomów dźwięku nie są rozkładami normalnymi. Obserwujemy zdecydowaną asymetrię lewostronną, co jest znamienne dla tego typu pomiarów.

Obliczmy przedziały niepewności ze wzoru (19) dla poziomu istotności $\alpha = 0.05$

W pierwszej kolejności obliczamy wielkości $x_i = 10^{0.1L_i}$ i dla nich wyznaczamy wartości średnie i odchylenia standardowe (12). Następnie z obliczonych wartości wyznaczamy przedziały ufności L_{DWN} . Ich wartości znajdują się w tabeli 3.

W dalszej części artykułu porównamy otrzymane wyniki z metodą wyznaczania przedziałów ufności opartą na redukcyjnej arytmetyce przedziałowej.

1 2	-		
	Lewy koniec	L_{DWN}	Prawy koniec
Pomiar co 1 sekundę	80,37	80,45	80,53
Pomiar co 5 sekund	80,29	80,45	80,6
Pomiar co 1 minute	80,22	80,45	80,67

Tabela 3. Wartości przedziałów ufności dla L_{DWN} dla pomiarów obliczanych na różnych przedziałach czasowych. Na poziomie istotności $\alpha = 0.05$

2. Ocena niepewności z wykorzystaniem Redukcyjnej Arytmetyki Przedziałowej

Operacje na przedziałach miały swój początek już w latach 50-tych, w pracy polskiego matematyka Mieczysława Warmusa [20] opisana została koncepcja obliczeń bazujących na liczbach przedziałowych w zastosowaniu do wyznaczania błędów zaokrągleń. W latach 60-tych operacje na przedziałach określone zostały mianem arytmetyki przedziałowej przez Moore'a w rozprawie doktorskiej [21] oraz książce [22]. Arytmetyka przedziałowa była metodą powszechnie stosowaną, ale w wielu przypadkach prowadziła do przeszacowania przedziału wynikowego. W związku z powyższym powstało wiele rozwinięć, tejże arytmetyki. Jednym z nich jest redukcyjna arytmetyka przedziałowa, zaproponowana przez Jakubca [23]. W redukcyjnej arytmetyce przedziałowej przedział zapisany jest za pomocą środka mid(x) i promienia przedziału rad(x):

$$\vec{x} = mid(x) = \frac{x + \overline{x}}{2}, rad(x) = \frac{|\overline{x} - \underline{x}|}{2}$$
(22)

gdzie <u>x</u> jest dolną granicą przedziału – infimum, natomiast \overline{x} oznacza górną granicę – supremum.

Związki zachodzące pomiędzy przedziałami w klasycznej i redukcyjnej arytmetyce przedziałowej są takie same. Jednak zasadniczą zaletą redukcyjnej arytmetyki przedziałowej jest wprowadzenie, współczynnika koherencji, który opisuje właściwości przedziałów oraz korelację pomiędzy przedziałami, co sprowadza się do redukcji szerokości interwału.

Interwał w sensie arytmetyki przedziałowej może być traktowany jako suma dwóch jego niezależnych składników: środka \tilde{x} i interwalu nieobciążonego $\pm rad(x)$:

$$x = [\underline{x}, \overline{x}] = [\overline{x} - rad(x), \overline{x} + rad(x)] = \overline{x} \pm rad(x) = \overline{x} + [-rad(x), rad(x)]$$
(23)

Dzięki temu podejściu operacje na przedziałach można dokonywać oddzielnie dla tych dwóch składnikach. Operacje na środkach przedziałów, które są liczbami rzeczywistymi, wykonywane są według reguł obowiązujących dla tych liczb, natomiast operacje na interwałach nieobciążonych wykonywane są za pomocą redukcyjnej arytmetyki przedziałowej. W redukcyjnej arytmetyce przedziałowej dla każdej pary przedziałów określona jest liczba r_{ij} nazywana współczynnikiem koherencji.

$$r_{\rm ij} \in R, \quad -1 < r_{\rm ij} < 1$$
 (24)

Współczynnik ten opisuje właściwości poszczególnych przedziałów oraz zależności pomiędzy daną parą przedziałów, więc jest zależny od korelacji pomiędzy przedziałami oraz od funkcji gęstości prawdopodobieństwa zbioru parametrów.

Operacje matematyczne dla arytmetyki redukcyjnej opisane są w niżej opisany sposób [23].

Dodawanie liczb przedziałowych:

$$y = x_1 + x_2 = \breve{y} + [-rad(y), +rad(y)]$$
 (25)

gdzie:

$$mid(y) = mid(x_1) + mid(x_2)$$
(26)

$$rad(y) = \sqrt{rad^{2}(x_{1}) + rad^{2}(x_{2}) + 2rad(x_{1})rad(x_{2})r_{12}}$$
(27)

Odejmowanie liczb przedziałowych:

$$y = x_1 - x_2 = \breve{y} + [-rad(y), +rad(y)]$$
 (28)

gdzie:

$$mid(y) = mid(x_1) - mid(x_2)$$
⁽²⁹⁾

$$rad(y) = \sqrt{rad^{2}(x_{1}) + rad^{2}(x_{2}) - 2rad(x_{1})rad(x_{2})r_{12}}$$
(30)

Mnożenie liczb przedziałowych:

$$y = x_1 \cdot x_2 = \breve{y} + [-rad(y), +rad(y)]$$
(31)

gdzie:

$$mid(y) = mid(x_1) \cdot mid(x_2)$$
 (32)

$$rad(y) = \sqrt{\ddot{x}_{2}^{2} rad^{2}(x_{1}) + \ddot{x}_{1}^{2} rad^{2}(x_{2}) - 2\ddot{x}_{1} \ddot{x}_{2} rad(x_{1}) rad(x_{2}) r_{12}}$$
(33)

Wykorzystując wyżej opisany formalizm przeprowadzono ocenę niepewności wyznaczania wskaźnika hałasu L_{DWN} z wykorzystaniem Redukcyjnej Arytmetyki Przedziałowej. Z zależności (13) wyznaczono przedziały ufności z poziomem ufności równym 0,95, dla wartości parametrów \overline{x}_{eD} , \overline{x}_{eW} , \overline{x}_{eN} opisanych wzorami (12).

Wyznaczone przedziały ufności potraktowano jako liczby przedziałowe i dalsze obliczenia przeprowadzono zgodnie z formalizmem Redukcyjnej Arytmetyki Przedziałowej. Wyznaczano wartości przedziałów dla poziomów L_D , L_W , L_N , zgodnie z zależnością (10). Następnie przeprowadzając redukcyjną analizę przedziałową wyznaczono przedziały dla poziomu L_{DWN} . W poniższej tabeli przedstawiono krańce interwałów dla długookresowego poziomu dźwięku dla pomiarów realizowanych co 1 sekundę, co 5 sekund oraz co 1 minutę.

	L_{DWN}	$\overline{L_{\scriptscriptstyle DWN}}$					
Pomiar co 1 sekundę	80,37	80,53					
Pomiar co 5 sekund	80,29	80,6					
Pomiar co 1 minutę	80,22	80,67					

Tabela 4. Przedziały niepewności wyznaczone przy wykorzystaniu Redukcyjnej Arytmetyki Interwałowei.

Warto zauważyć, że metoda wyznaczania niepewności oparta na Redukcyjnej Arytmetyce Przedziałowej daje te same wyniki co metoda propagacji funkcji gęstości prawdopodobieństwa z użyciem Centralnego Twierdzenia granicznego.

Przeprowadzono również analizę niepewności metodą Monte Carlo dla liczby losowań $M=10^6$. Metoda ta zwróciła takie same wyniki, co wyżej opisane metody oceny niepewności.

3.Podsumowanie

Problematyka oceny niepewności stanu zagrożeń akustycznych środowiska ma wiele nieporuszanych i nieakcentowanych w problematyce kontrolnej aspektów. Istotnym, godnym przeanalizowania aspektem natury teoretycznej jest problem wyboru formalizmu modelowego dla estymacji kontrolowanych wskaźników hałasu i powiązanych z nimi rozbieżności ocen. W pracy opisano zastosowanie formalizmu modelowego opartego na prawie propagacji funkcji gęstości rozkładu zmiennych pomiarowych do rozkładu wartości kontrolowanego wskaźnika hałasu oraz rozwiązania bazującego na redukcyjnej arytmetyce przedziałowej umożliwiających ocenę niepewności kontrolowanego wyniku. Dokonano oceny porównawczej skuteczności wyników tych rozwiązań.

Metody obliczania niepewności zaprezentowane w artykule dają zbliżone wyniki Tabela 3. i Tabela 4., zarówno dla pomiarów próbkowanych co 1 sekundę jak i co 5 sekund a także dla pomiarów minutowych. Niewielkie rozbieżności między końcami przedziałów ufności występują na 3 miejscu po przecinku i są nieistotne pod względem badań akustycznych. Mała rozpiętość przedziału niepewności dla próbkowania 1 sekundowego 0,16 [dB] dla próbkowania 5 sek 0,26 [dB] oraz dla próbkowania 5 minutowego 0,45 [dB] sprawia, że skośność wywołana asymetrią rozkładu L_{DWN} jest mało widoczna pod względem istotności. Dla obydwu metod przedstawionych w pracy dokonano walidacji wyników metodą Monte Carlo, dla której otrzymano identyczne rezultaty jak w obu metodach. Należy się spodziewać, że wielkość przedziału ufności, a także jego skośność, będzie rosła wraz ze zmniejszaniem ilości próbek a sytuacja najciekawsza będzie w przypadku wyznaczania niepewności próby o małej liczności (kilku lub kilkunastu elementowych). Następnym krokiem badań bedzie sprawdzenie właśnie takiej sytuacji.

Podziękowania

Praca została wykonana przez zespół wykonawców w ramach :grantu " Dobór probabilistycznych formalizmów modelowych dla potrzeb zarządzania klimatem akustycznym" nr 15.11.130. oraz tematu zadania statutowego nr 11.11.130.885

Literatura

- [1] *Guide to the Expression of Uncertainty Measurement* (1995), International Organization for Standardization, ISBN 92-67-10188-9.
- [2] Batko W., Bal R. :Verification Of Correctness Of The Application Of The Existing Methods Of Calculating The Uncertainty Of Acoustic Measurements.Proc16 th International Conference on Noise Control 2013'. Ryn - Poland, 26-29.05 May., 2013.
- [3] Batko W.(2012) :Nowe rozwiązania metrologiczne dla monitoringu stanu zagrożeń akustycznych środowiska realizowane w Katedrze Mechaniki i Wibroakustyki. Problemy Inżynierii Mechanicznej i Robotyki, nr 60, monografia: Badania statutowe na Wydziale Inżynierii Mechanicznej i Robotyki, s.95-130, 2012, Wyd. AGH. WIMiR, Kraków 2012.
- [4] Batko W. Przysucha B, *Determination of the Probability Distribution of the Mean Sound Level*, Archives of Acoustic Vol 35, No 4, p 543-550 (2010)
- Batko W. Przysucha B., Statistical Analysis of the equivalent noise Level 59 OSA 10-14.092012 Boszkowo p 37-41 (2012)
- [6] Batko W., Przysucha B. Random distribution of long-term indicators of variable emission conditions Acta Physica Polonica A Warszawa ; ISSN 0587-4246 vol. 119 6-A 1086–1090 2011
- [7] Batko W., Pawlik P., Uncertainty Evaluation in Modelling of Acoustic Phenomena With Uncertain Parameters Using Interval Arithmetic, Acta Physica Polonica A, vol. 121 No. 1-A, s. A-152-155, Warszawa (2012).
- [8] Batko W., Pawlik P "New approach to uncertainty assessment of acoustic effects in the environment", Archives of Acoustics, vol. 37 no. 1 s. 57-61.(2012)
- [9] Zieliński R. Przedziały ufności dla frakcji, Matematyka Stosowana 10, 2009 p 51-67
- [10] Deutch R. Teoria Estymacji PWN Warszawa (1969)
- [11] Krysicki i inni (1998) Rachunek Prawdopodobieństwa i statystyka matematyczna w zadaniach częśc I rachunek prawdopodobieństwa wydanie V PWN Warszawa
- [12] Krysicki i inni (1998) Rachunek Prawdopodobieństwa i statystyka matematyczna w zadaniach część II statystyka matematyczna Wydanie V PWN Warszawa
- Baszczyńska A. Pekasiewicz D (2007). Estymacja Przedziałowa Wartości Oczekiwanej Zmiennej losowej z wykorzystaniem współczynnika asymetrii, Wiadomości statystyczne NR 7 (554) Lipiec (2007) p 1-10
- [14] Idczak H. Estymacja Wartości Oczekiwanej i Warjancji zmiennych Losowych Wyrażonych w Mierze Logarytmicznej, Materiały XXXI Zimowej Szkoły Zwalczania Zagrożeń Wibroakustycznych Gliwice-Szczyrk 24-28.02.2003 p 51-57
- [15] Makarewicz R. Gałuszka M. Road traffic noise prediction based on Speer-flow diagram, Applied Acoustics 72 (2011) 190-195
- [16] Makarewicz R. Gałuszka M. Nonlinear uncertainty of the long term average level calculated from short term average sound levels, Noise Control Engineering Journal, 60 (6), 770-773, (2012)
- [17] Makarewicz R. Gałuszka M. Empirical revision of noise mapping, Applied Acoustics 72 (2011) 578-581
- [18] Batko W. Przysucha B. 2013 Cascade Method Of The Determination Of The Sound Level Density Probability Distribution Function XX Konferencja Inżynierii Akustycznej I Biomedycznej Zakopane 15-19.04.2013
 - 272

- [19] Batko W. Przysucha B Identification Of The Probability Distribution Form For The Results Of Sound Level Measurements, Mechanics and Control Vol. 32 No. 1 p 6-12 2013
- [20] Warmus M. Calculus of approximations, Bulletin de l'Academie Polonaise des Sciences 4(5):253–257, (1956).
- [21] Moore R. E., Interval Arithmetic and Automatic Error Analysis in Digital Computing, Stanford, CA, PhD thesis, Stanford University, (1962).
- [22] Moore, R. E., Interval Analysis, Englewood Cliffs NJ, Prentice-Hall, (1966).
- [23] Jakubiec J., Redukcyjna arytmetyka interwałowa w zastosowaniu do wyznaczania niepewności algorytmów przetwarzania danych pomiarowych, Gliwice, Wydawnictwo Politechniki Śląskiej, (2002).

Analiza wrażliwości wielokanałowych systemów syntezy pola akustycznego w przestrzeni otwartej

The sensitivity analysis of multi-channel sound field synthesis systems in the open space

Roman Filipek^{*}, Wojciech Ciesielka^{*}, Anrzej Gołaś^{*}

^{*}AGH University of Science and Technology, A. Mickiewicz av. 30, 30-059 Krakow, Poland E-mail: roman.filipek@agh.edu.pl

1. Wprowadzenie

Praca dotyczy analizy wrażliwości wielokanałowych systemów syntezy pola akustycznego. Od wielu lat zespół zajmuje się zagadaniem syntezy pola akustycznego zarówno w przestrzeni otwartej jak i ograniczonej [1-2]. W niniejszym artykule badane są szesnastokanałowe systemy [3-4] umieszczone w przestrzeni otwartej oraz wpływ ich parametrów wejściowych na parametry uzyskiwanego pola akustycznego. Zmienianymi parametrami wejściowymi systemu były poziomy osłabienia mocy akustycznej poszczególnych źródeł dźwieku oraz wprowadzone dodatkowe opóźnienia. Parametry wyjściowymi układu były obserwowane dla częstotliwości środkowych tercji w przedziale od 62.5 do 250 Hz. Badania opisane w artykule dotyczyły doboru parametrów wielokanałowych systemów w taki sposób, aby uzyskać, co najmniej założony minimalny poziom oraz jak największą równomierność poziomu ciśnienia akustycznego w 15 punktach pola akustycznego wewnatrz obszaru. Drugim równorzędnym celem było uzyskanie jak najmniejszego poziomu średniego poza nagłaśnianym obszarem. Badanie wrażliwości globalnej układu [5], która w sposób statystyczny opisuje odpowiedź układu na wszystkie wartości parametry wejściowych wybrane z założonego przedziału, zostało przeprowadzone na podstawie współczynników korelacji oraz determinacji.

W badaniach wykorzystano metodę planowania eksperymentu [5] przy zastosowaniu hybrydowego planu łączącego plan optymalnie wypełniający przestrzeń parametrów wejściowych z planem centralnym kompozycyjnym. Doświadczenie zostało przeprowadzone na podstawie modelu zbudowanego przy pomocy MES przy zastosowaniu pakietu obliczeniowego ANSYS. Otrzymane po przeprowadzeniu doświadczenia parametry wyjściowe zostały interpolowane poprzez algorytm Kriginga. Poprzez wybranie 2000 pseudolosowych punktów w zbiorze parametrów wejściowych oraz wyznaczenie dla nich odpowiedzi otrzymanego meta-modelu, zostały wyznaczone macierze współczynników korelacji rangowej Spearmana oraz współczynniki determinacji. Zastosowany został współczynnik korelacji Spearmana, zamiast współczynnika korelacji Pearsona, ponieważ poszukiwane były monotoniczne zależności, niekoniecznie liniowe, pomiędzy wejściem i wyjściem układu. Został on wyznaczony dla każdej interakcji pomiędzy parametrami i jest on zdefiniowany jako:

$$r_{s} = \frac{\sum_{i}^{n} (R_{i} - R)(S_{i} - S)}{\sqrt{\sum_{i}^{n} (R_{i} - R)^{2}} \sqrt{\sum_{i}^{n} (S_{i} - S)^{2}}}$$
(1)

gdzie: $R_i = \text{ranga } x_i$ dla zbioru obserwacji $\begin{bmatrix} x_1 x_2 \dots x_n \end{bmatrix}^T$, $S_i = \text{ranga } y_i$ dla zbioru obserwacji $\begin{bmatrix} y_1 y_2 \dots y_n \end{bmatrix}^T$, $R, S = \text{średnie rangi odpowiednio } R_i \text{ i } S_i$.

Drugim zastosowanym wskaźnikiem wpływu parametrów wejściowych na wyjściowe jest współczynnik determinacji przy dopasowaniu kwadratowej funkcji regresji:

$$R^{2} = \frac{\sum_{i}^{n} \left(\hat{y}_{i} - \gamma\right)^{2}}{\sum_{i}^{n} \left(y_{i} - \gamma\right)^{2}}$$
(2)

gdzie: y_i wartość modelu regresji dla i-tego punktu, y_i - wartość parametru wyjściowego dla i-tego punktu, y - wartość średnia.

2. Obiekt badań

Badany był wydzielony obszar w przestrzeni otwartej w którym głośniki umieszczone zostały na obwodzie prostokąta o wymiarach 12x20m. Jako ośrodek w którym następuje propagacja fali akustycznej przyjęto powietrze atmosferyczne. Założona została dla niego prędkość dźwięku 343 ms⁻¹ oraz gęstość 1.2 kgm⁻³.

W celu rozwiązania bezstratnego równania falowego [6] zastosowana została Metoda Elementów Skończonych [7-8] przy założeniu stanu ustalonego w układzie oraz harmoniczego wymuszenia i odpowiedzi. Analizy były prowadzone dla częstotliwości środkowych tercji znajdujących się w przedziale od 62.5 do 250 Hz. Zastosowane zostały dwudziesto i ośmio-węzłowe elementy akustyczne Fluid220. Elementy ośmiowęzłowe posiadające cztery krawędzie zostały zastosowane tam gdzie nie było możliwe nałożenie siatki z elementów dwudziestowęzłowych ze względu na skomplikowany model geometryczny - czyli w najbliższym otoczeniu źródeł dźwięku. Przekrój przez zastosowaną siatkę elementów skończonych przedstawia rysunek 1. Całkowite wypromieniowanie energii akustycznej z układu zostało uzyskane poprzez zdefiniowanie na brzegu ośrodka warstwy elementów PML (ang. Perfectly Matched Layer) [7]. Głębokość warstwy PML została dobrana tak aby dla najniższej rozpatrywanej częstotliwości nie zachodziły odbicia numeryczne padającej na nią fali akustycznej. Na powierzchni przecinającej punkt środkowy każdego ze źródeł został zdefiniowany warunek brzegowy symetrii (całkowite odbicie fali akustycznej od doskonale sztywnej powierzchni). Źródła zostały uwzględnione w modelu poprzez zdefiniowanie ciśnienia akustycznego na powierzchni sferycznej o promieniu 0.5 m. Cześć rzeczywista oraz urojona ciśnienia akustycznego wyznaczona została poprzez wcześniejsze symulacje modelu głośnika zbudowanego przy pomocy MES [10,11]. Wielkość elementów w przestrzeni akustycznej została dobrana tak aby występowało 6 elementów na najkrótszą rozpatrywaną długość fali

w ośrodku akustycznym oraz 4 elementy na długość fali w warstwie PML. Badanie zbieżności rozwiązania wraz z zagęszczaniem siatki wykazało, że dla elementów o parabolicznych funkcjach kształtu tak przyjęta wielkość elementów stanowi odpowiedni kompromis pomiędzy dokładnością uzyskiwanych wyników a czasem obliczeń.

Przyjęte zostało ciśnienie na osi głównej źródła w odległości 0.5 m takie jak ciśnienie generowane przez źródło wszech-kierunkowe o mocy 100 dB. Najpierw wyznaczone zostały parametry wyjściowe układu bez dodatkowych modyfikacji parametrów źródeł. Następnie parametry pierwszej pary źródeł nie były modyfikowane natomiast dla pozostałych zostały wprowadzone modyfikacje polegające na zmianie poziomu mocy źródeł poprzez uwzględnienie poziomów osłabień na osi głównej oraz wprowadzenie opóźnień zgodnie z tabelą 1 i 2. Ten przypadek nazwany został wariantem 0. W kolejnych eksperymentach numerycznych wprowadzone zostały wstępnie opóźnienia dla każdego ze źródeł zgodnie z tabelą 1 i 2 dla wariantu 1 oraz wariantu 2. Wyznaczone zostały parametry wyjściowe bez dodatkowych modyfikacji oraz po wprowadzeniu osłabień i opóźnień.



Rys. 1 Połowa siatki elementów skończonych nałożona na analizowany obszar – kolor fioletowy oraz elementy wprowadzające warunek PML - kolor czerwony

	Para			Źródło (dźwięku	I				Wa	Variant			
Grupa nr	nr		Wspó	rzędne		Współ	rzędne	0	0		1		2	
		x [m]	y [m]		x [m]	y [m]	Poziom mocy [dB]	Opóźnienie [ms]	Poziom mocy [dB]	Opóźnienie [ms]	Poziom mocy [dB]	Opóźnienie [ms]		
przednie	1	1	1	9	2	1	3	100	0	100	0	100	0	
	2	3	7	12	16	7	0	100	0	89.4	55	89.4	55	
	3	4	9	12	15	9	0	100	0	94.6	30	83.0	90	
boczne	4	5	11	12	14	11	0	100	0	88.5	60	78.5	119	
	5	6	13	12	13	13	0	100	0	92.6	40	92.6	40	
	6	7	15	12	12	15	0	100	0	87.5	69	83.9	83	
tulno	7	8	20	8.9	11	20	3.1	100	0	89.2	56	88.1	62	
lyine	8	9	20	6.85	10	20	5.15	100	0	88.1	62	70.0	172	

Tabela 1 Parametry źródeł dźwięku dla poszczególnych wariantów

Tabela 2 Przedziały parametrów decyzyjnych dla poszczególnych wariantów oraz parametry wyjściowe

		Parametry	decyzyjne		Parametry wyjściowe dla i-tej częstotliwości			
Wariant	Osłabienia [dB] Opóźnienia [ms]		Dio 15 pupitów w o					
	min.	maks.	min.	maks.	Dia 15 puliktow w d	INA III W ODSZAIZE ZEWI ĘUZI III		
0	0	20	0	4	odchylenie standardowe min. poziom ciśnienia akust.		średni poziom ciśnienia akust.	
1	-10	10	0	4	C : [4D]	L min i [dD]	L avi [dP]	
2	-10	10	0	4	S_I[0B]		L_av,i [dB]	

Parametry wyjściowe zostały wyznaczone zgodnie z tabelą 2 odzielnie dla każdej i-tej częstotliwości:

- odchylenie standardowe poziomów ciśnienia w 15 punktach

$$S_i = std\left(L_{i,1}, L_{i,2}, \dots, L_{i,15}\right), i=1,2,\dots,7$$
 (3)

- minimalny poziom ciśnienia akustycznego w 15 punktach

$$L_{\min,i} = \min\left(L_{i,1}, L_{i,2}, \dots, L_{i,15}\right), i=1, 2, \dots, 7$$
(4)

– średni poziom ciśnienia akustycznego na linii w obszarze zewnętrznym $L_{av,i}$

Badana była także wrażliwość funkcji celu składającej się z członu dotyczącego obszaru wewnętrznego J_{ow} oraz członu dotyczącego obszaru zewnętrznego J_{oz} :

$$J=J_{ow}+J_{oz}$$

gdzie

$$J_{oz} = \sum_{i=1}^{7} L_{av,i} = \sum_{i=1}^{7} \left[10 \log_{10} \left(\frac{1}{N} \sum_{k=1}^{N} \frac{p_{ik}^2}{p_0^2} \right) \right]$$
(6)

(5)

$$J_{ow} = \sum_{i=1}^{7} \sqrt{\frac{1}{15}} \sum_{j=1}^{15} \left(10 \log_{10} \left(\frac{p_{ij}^2}{p_0^2} \right) + \frac{1}{15} \sum_{l=1}^{15} 10 \log_{10} \left(\frac{p_{il}^2}{p_0^2} \right) \right)^2$$
(7)

Wpływ parametrów decyzyjnych na minimalny poziom ciśnienia akustycznego w 15 punktach był badany ponieważ w późniejszej optymalizacji jako dodatkowe kryterium zdefiniowano, że konieczne jest spełnienie warunku:

$$L_{min,i} = \min\left[10\log_{10}\left(\frac{p_{ij}^2}{p_0^2}\right)\right] \ge 70[dB], \quad i=1,2,\dots,7, j=1,2,\dots,15$$
(8)

opisującego, że minimalny poziom ciśnienia akustycznego w każdym z 15 punktów dla każdej z 7 częstotliwości jest większy niż 70 dB.

3. Plan eksperymentu oraz powierzchnie odpowiedzi

W celu wyznaczenia meta-modelu układu – modelu matematycznego opisującego zależności pomiędzy parametrami wejściowymi i wyjściowymi układu, zastosowana została metoda planowania eksperymentu łącząca rozszerzony plan centralny kompozycyjny wraz z planem optymalnie wypełniająca przestrzeń parametrów decyzyjnych (ang. *Optimal Space Filling Design*) stanowiąca modyfikację metody Monte Carlo bazującej na (ang. *Latin Hypercube Sampling*). Założona zostało przeprowadzenie odpowiednio 49 i 150 doświadczeń przy zmianie czterech parametrów oraz 569 i 900 przy zmianie czternastu parametrów. Powierzchnie odpowiedzi dopasowane zostały do uzyskanych wyników poprzez algorytm Kriginga. W tym algorytmie funkcja $\hat{y}(x)$ opisująca powierzchnie interpolujące punkty o współrzędnych *x* jest sumą wielomianu *f*(*x*) oraz odchyleń Z(x) o postaci:

$$\hat{y}(x) = f(x) + Z(x) \tag{9}$$

Składnik Z(x) jest realizacją procesu losowego o rozkładzie normalnym ze średnią równą zero oraz wariancją σ^2 i niezerową kowariancją. Funkcja f(x) "globalnie" aproksymuje punkty, natomiast Z(x) generuje dodatkowo "lokalne" odchylenia w ten sposób aby model Kriginga interpolował wszystkie *N* punktów. Macierz kowariancji Z(x) wyznacza się jako:

$$Cov\left[Z\left(x^{i}\right), Z\left(x^{j}\right)\right] = \sigma^{2} R\left(\left[r\left(x^{i}, x^{j}\right)\right]\right)$$
(10)

W zależności (10) *R* jest macierzą korelacji złożoną z elementów $r(x^i, x^j)$ opisujących funkcje korelacji pomiędzy dowolnym *i*-tym oraz *j*-tym punktem wybranym spośród *N* punktów. Funkcja korelacji $r(x^i, x^j)$ ma postać funkcji Gaussa:

$$r\left(x^{i}, x^{j}\right) = \exp\left(-\sum_{k=1}^{M} \Theta_{k} |x_{k}^{i} - x_{k}^{j}|^{2}\right)$$

$$(11)$$

Gdzie Θ_k to nieznane parametry służące do dopasowania modelu, *M* to liczba zmiennych wejściowych, a x_k^i i x_k^j są *k*-tymi współrzędnymi punktów x^i i x^j . *Z*(*x*) wyznacza się z zależności:

$$Z(x) = \sum_{i=1}^{N} \lambda_i r(x^i, x)$$
(12)

gdzie λ_i oznacza *i*-ty parametr (*i*-tą wagę) korelacji dobierany tak aby zapewnić najlepsze dopasowanie funkcji f(x) do przestrzennego rozkładu punktów.

Na rysunku 2 przedstawione zostały przykładowe powierzchnie odpowiedzi układu dla pogrupowanych źródeł - zależność funkcji celu od osłabień (rysunek 2a) i opóźnień (rysunek 2b) przy pozostałych parametrach, osłabieniach i opóźnieniach, wynoszących odpowiednio 10 dB i 2 ms.



Rys.2 Powierzchnie odpowiedzi układu: a) zależność pomiędzy osłabieniem źródeł bocznych, osłabieniem źródeł tylnych oraz funkcją celu dla opóźnień wynoszących 2 ms, b) zależność pomiędzy opóźnieniem źródeł bocznych, opóźnieniem źródeł tylnych oraz funkcją celu dla osłabień wynoszących 10 dB.

Na rysunku 2 dodatkowo naniesione zostały punkty w których przeprowadzone zostały doświadczenia, które zaznaczone zostały poprzez szare kwadraty.

Weryfikacja dopasowania otrzymanych powierzchni odpowiedzi została przeprowadzona poprzez przeprowadzenie dodatkowych doświadczeń dla 9 punktów oraz porównanie na wykresach rozrzutu wartości parametrów wyjściowych otrzymanych w doświadczeniu numerycznym z wartościami parametrów wyjściowych wyznaczonych na powierzchniach odpowiedzi (rysunek 3).



Rys.3 Weryfikacja dopasowania powierzchni odpowiedzi – zależność pomiędzy przewidywanymi wartościami na powierzchni odpowiedzi a obserwowanymi wynikami doświadczeń numerycznych: a) dla pogrupowanych par źródeł, b) dla każdej pary osobno

Na rysunku 3 widoczne jest, że algorytm Kriginga przeprowadza interpolację parametrów wyjściowych (powierzchnie odpowiedzi dokładnie przebiegają przez punkty prowadzonego doświadczenia oraz, że odchyłki zweryfikowanych punktów nie są duże. Zastosowane zostały na nim oznaczenia dla i-tych częstotliwości: L_min_i – poziom minimalny, L_STDV_i odchylenie standardowe, LZ_AV_i – średni poziom ciśnienia akustycznego na linii w obszarze zewnętrznym, J – funkcja celu, J_STD – składnik funkcji celu J_{ow} ,

 $F_LZ_AV_A$ – składnik funkcji celu J_{oz} . Prostokątami zaznaczone zostały punkty doświadczenia, kołami – punkty weryfikacji. Poprawę dopasowania można uzyskać poprzez zwiększenie liczby doświadczeń w planie optymalnie wypełniającym przestrzeń parametrów wejściowych co jednak wydłuża czas potrzebny na obliczenia i stąd uzyskiwana dokładność uznana została jako wystarczająca. Dla pozostałych wariantów odchyłki maksymalne były zbliżone.

4. Badanie wrażliwości układu

Jako pierwszy został zbadany przypadek w którym pary źródeł są pogrupowane jako boczne oraz tylne oraz dla którego wszystkie źródła posiadają początkowo jednakowy poziom ciśnienia akustycznego. Przeprowadzony jest następnie eksperyment polegający na wprowadzaniu osłabienia od 0 do 20 dB. Macierz współczynników korelacji rangowej Spearmana przedstawiona została na rysunku 4a. Jest to macierz symetryczna dla której wartości zawierają się w przedziale od -1 do 1. Wrażliwości poszczególnych parametrów wyjściowych na zmiany parametrów decyzyjnych zostały zestawione na rysunku 4b. Macierz determinacji oraz współczynniki determinacji przekraczające 5% zostały przedstawione na rysunku 5a i 5b. Macierz determinacji nie jest symetryczna oraz jej wartości zawierają się w przedziale od 0 do 1. W kolejnym kroku przeprowadzone zostały eksperymenty polegające na modyfikacjach wstępnie przyjętych parametrów par źródeł. Wyniki zostały przedstawione na rysunkach 6-9.



Rys. 4 Wyniki dla pogrupowanych źródeł i wariantu 0: a) macierz współczynników korelacji rangowej Spearmana, b) wykres wrażliwości





Rys. 5 Wyniki dla pogrupowanych źródeł i wariantu 0: a) Macierz determinacji, b) współczynniki determinacji dla funkcji celu i parametrów dla których przekraczają one 5%



Rys. 6 Wyniki dla pogrupowanych źródeł i wariantu 1: a) macierz współczynników korelacji rangowej Spearmana, b) wykres wrażliwości



Rys. 7 Wyniki dla pogrupowanych źródeł i wariantu 1: a) Macierz determinacji, b) współczynniki determinacji dla funkcji celu i parametrów dla których przekraczają one 5%



Rys 8 Wyniki dla pogrupowanych źródeł i wariantu 2 a) macierz współczynników korelacji rangowej Spearmana, b) wykres wrażliwości



Rys.9 Wyniki dla pogrupowanych źródeł i wariantu 2: a) Macierz determinacji, b) współczynniki determinacji dla funkcji celu i parametrów dla których przekraczają one 5%

Następnie przeprowadzone zostały analogiczne do poprzednich doświadczenia w których zmieniane było 14 parametrów wejściowych – osobno osłabienia i opóźnienia dla każdej z 7 par źródeł. Wyniki zebrane zostały na rysunkach 10 - 15.

282



Rys. 10 Wyniki dla osobnych par źródeł i wariantu 0: a) macierz współczynników korelacji rangowej Spearmana, b) wykres wrażliwości



Rys. 11 Wyniki dla osobnych par źródeł i wariantu 0: a) Macierz determinacji, b) współczynniki determinacji dla funkcji celu i parametrów dla których przekraczają one 5%



Rys.12 Wyniki dla osobnych par źródeł i wariantu 1: a) macierz współczynników korelacji rangowej Spearmana, b) wykres wrażliwości



Rys.13 Wyniki dla osobnych par źródeł i wariantu 1: a) Macierz determinacji, b) współczynniki determinacji dla funkcji celu i parametrów dla których przekraczają one 5%



Rys.14 Wyniki dla osobnych par źródeł i wariantu 2: a) macierz współczynników korelacji rangowej Spearmana, b) wykres wrażliwości



Rys.15 Wyniki dla osobnych par źródeł i wariantu 2: a) macierz determinacji, b) współczynniki determinacji dla funkcji celu i parametrów dla których przekraczają one 5

284

Dla każdego przypadku w macierzy korelacji oraz współczynnika determinacji widoczna jest zależność, że parametry źródeł zmieniane są niezależnie. W przypadku gdy źródła są pogrupowane większy wpływ na poszczególne składowe funkcji celu mają źródła boczne. Występuje silna korelacja ujemna pomiędzy poziomem osłabienia oraz poziomem średnim na linii w zewnętrznym obszarze. Analogicznie można dostrzec, choć w mniejszym stopniu, korelację ujemną pomiędzy poziomem osłabienia a minimalnym poziomem ciśnienia akustycznego. Dla wariantu 0 i 2 wartość funkcji celu jest zdeterminowana także poprzez opóźnienie źródeł bocznych oraz współczynnik determinacji wynosi odpowiednio około 6 i 11%.

Dla przypadku gdy osobno zmieniane są parametry źródeł dla wariantu 0 wpływ osłabień każdej pary źródeł na funkcję celu jest zbliżony – współczynnik determinacji zawiera się w przedziale od 8 do 20%. Dla wariantu 1 i 2 widoczna jest zależność, że największy wpływ na funkcję celu mają osłabienia źródeł 4 i 6 o współczynnikach determinacji 48 i 18 ,48 i 22 %. Dla źródła 7 współczynnik determinacji nie przekroczył 5%.

Dla każdego z rozpatrywanych przypadków widoczne są zależności pomiędzy parametrami wyjściowymi. Dla pojedynczych częstotliwości występuje silna korelacja ujemna pomiędzy minimalnym poziomem ciśnienia akustycznego oraz odchyleniem standardowym poziomu ciśnienia akustycznego w punktach w obszarze wewnętrznym. Występuje bardzo silna korelacja o współczynniku korelacji 0.7 - 0.9 pomiędzy poziomami średnimi na linii w obszarze zewnętrznym dla każdej częstotliwości i pomiędzy częstotliwościami. W przypadku gdy rozpatrywane są zależności pomiędzy poziomem minimalnym w punktach w obszarze wewnętrznym oraz poziomem uśrednionym na linii w obszarze zewnętrznym się w przedziale 0.2 - 0.8.

Na odchylenie standardowe ciśnienia akustycznego w punktach w obszarze wewnętrznym wpływ osłabień i opóźnień jest silnie zróżnicowany. Współczynnik korelacji przyjmuje wartości z przedziału od -0.4 do 0.4 oraz zależy on od danej częstotliwości oraz pary źródeł dla których zmieniane są parametry.

5. Podsumowanie

W artykule zbadana została wrażliwość wielokanałowych systemów syntezy pola akustycznego w przestrzeni otwartej. Wyniki uzyskane podczas badania wrażliwości układu wskazują, że aby uzyskać zamierzone parametry pola akustycznego przede wszystkim należy odpowiednio dobrać osłabienia wprowadzone w układzie.

Wpływ wprowadzonych osłabień na parametry takie jak minimalny poziom ciśnienia akustycznego w punktach oraz na średni poziom ciśnienia akustycznego na linii w obszarze zewnętrznym jest zdecydowanie większy niż wpływ wprowadzonych opóźnień. Dla parametrów związanych z równomiernością pola akustycznego (odchyleń standardowych poziomów ciśnienia akustycznego) nie występują silne korelacje zarówno dla osłabień jak i opóźnień. W zależności od wybranego parametru oraz wybranej częstotliwości występuje brak lub słaba korelacja ujemna lub dodatnia, która jest silniejsza w przypadku pogrupowanych źródeł.

Przeprowadzone badania zawężone są dla przyjętych przedziałów parametrów decyzyjnych oraz wyznaczenia współczynników określających monotoni zależności pomiędzy parametrami. W przypadku gdyby badane były także zależności niemonotoniczne konieczne byłoby zastosowanie innej metody badania wrażliwości – na przykład bazującej na analizie wariancji metodzie Sobola lub eFAST (ang. *extended Furier*

Amplitude Sensitivity Test) [5].

Zastosowanie hybrydowego planu eksperymentu złożonego z planu optymalnie wypełniającego przestrzeń parametrów wejściowych oraz planu centralnego kompozycyjnego pozwoliło na dobre dopasowanie powierzchni odpowiedzi także dla wartości skrajnych z przedziałów w których zawarte są parametry decyzyjne.

Otrzymane wyniki znajdą zastosowanie w dodatkowym dostrojeniu parametrów wielokanałowych systemów syntezy pola akustycznego w zakresie niskich częstotliwości dla których istotne znaczenie mają zjawiska falowe uwzględniane przez MES. Zbudowany na podstawie powierzchni odpowiedzi meta-model układu pozwala na późniejszą optymalizację uzyskiwanych parametrów pola akustycznego.

These researches were supported by Polish State Committee of Scientific Research (KBN) and National Scientific Centre under the grant N N504 068538.

Literatura

- [1] W. Ciesielka. *Application of digital equalizers for sound synthesis*. PhD Thesis, AGH University of Science and Technology, Krakow (2002).
- [2] W. Ciesielka. *Spatial equalization of selected sound source by digital inverse filtering*. Archives of Acoustics, 32(4), 203–2012 (2007).
- [3] W. Ciesielka. A Multi-channel System for Sound Control in the Open Space, Archives of Acoustics, 34(4), 559-577 (2009).
- [4] A. Gołaś, K. Suder-Dębska, W. Ciesielka, R. Filipek. Verification of inverse image source method applied for acoustic field creation in open area. Acta Physica Polonica A, 119 (6A), 966-971 (2011).
- [5] A. Saltelli, M. Ratto. *Global Sensitivity Analysis: The Primer*. John Wiley & Sons Ltd (2008).
- [6] T. D. Rossing. *Springer Handbook of Acoustics*. Springer Science & Business Media, LLC New York (2007).
- [7] I. Harari. A survey of finite element methods for time-harmonic acoustics. Computer Methods in Applied Mechanics and Engineering, 195(13-16), 1594–1607 (2006).
- [8] A. Gołaś. *Computer methods for acoustics of interiors and environment*. AGH University of Science and Technology, Krakow (1995).
- [9] R. Filipek. The Use of Finite Element Method for vibroacoustic field synthesis in systems with impulse excitation. PhD Thesis, AGH University of Science and Technology, Krakow (2013).
- [10] W. Ciesielka, R. Filipek. Multi-channel System for Sound Control in Open Areas. ICSV20 20th International Congress on Sound and Vibration, Bangkok (2013).
- [11] R. Filipek, W. Ciesielka, A. Gołaś. Modelling a Loudspeaker in a Sealed Enclosure Using FEM. ICSV20 20th International Congress on Sound and Vibration, Bangkok (2013).
- [12] A. Gołaś, R. Filipek. *Numerical Simulation for the Bell Directivity Pattern Determination*. Archives of Acoustics, 34(4), 407-419 (2009).

Identyfikacja hałasu lotniczego w monitoringu akustycznym przy użyciu przetworników dźwięku 3D

Identification of aircraft noise during acoustic monitoring by using 3D sound probes

Maciej Kłaczyński

Akademia Górniczo – Hutnicza im. Stanisława Staszica w Krakowie Wydział Inżynierii Mechanicznej i Robotyki Katedra Mechaniki i Wibroakustyki Al. Mickiewicza 30, 30-059 Kraków E-mail: maciej.klaczynski@agh.edu.pl

Streszczenie

Manualne zweryfikowanie danych pochodzących z pomiarów w trybie ciągłego monitoringu akustycznego jest procesem czasochłonnym i kosztownym. Istotnym zadaniem staje się automatyczne odróżnienie badanego źródła hałasu od tła oraz precyzyjne określenie ilościowe wpływu hałasu lotniczego na klimat akustyczny w danym miejscu. W pracy przedstawiono koncepcje metody identyfikacji operacji lotniczych (przeloty, lądowania, starty), popartą badaniami eksperymentalnymi, przy wykorzystaniu sondy natężeniowej 3D Microflown USP lub mikrofonu ambisonicznego pierwszego rzędu Soundfield ST350. Zaproponowana metoda opiera się na wyznaczaniu przestrzennego wektora natężenia dźwięku w badanym polu akustycznym w czasie trwania monitoringu. Na jego podstawie następuje markowanie zdarzeń lotniczych w ciągłym zapisie zdarzeń akustycznych.

1. Wprowadzenie

W Polsce, na przestrzeni ostatniego 20-lecia rozwój komunikacyjny kraju stał się jednym z głównych źródeł zagrożeń hałasem w środowisku. Dominujący wpływ na klimat akustyczny wywiera hałas drogowy z uwagi na powszechność występowania i długi czas oddziaływania. Jednakże nie bez znaczeni pozostaje hałas związany z przelotem, startem i lądowaniem statków powietrznych w obszarze bliskiego sąsiedztwa portów lotniczych. Od momentu akcesji Polski do Unii Europejskiej i pełnego otwarcia polskiego nieba, ruch samolotów rozwija się szybko. Według prognozy Urzędu Lotnictwa Cywilnego [1], w ciągu nadchodzących lat dynamika wzrostu będzie niższa niż obecnie, jednak nadal wyższą od średniej europejskiej. W roku 2012 polskie porty lotnicze obsłużyły ponad 3-krotnie więcej pasażerów (24,4 mln) niż w roku 2003 (7,1 mln), co stanowiło ok. 2-krotnie więcej wykonanych operacji lotniczych. Prognozy na rok 2020 przewidują wzrost liczby obsłużonych pasażerów do ok. 38 mln., co przekładać się ma na niespełna 2-krotny wzrost wykonanych operacji w stosunku do stanu obecnego.

Obecnie istotna kwestią stało się wprowadzenie długookresowych badań terenów zamieszkania człowieka zagrożonych hałasem. Badania takie mają na celu zbieranie informacji o panującym klimacie akustycznym oraz formułowanie wniosków, raportów i map obszaru najbardziej zagrożonego przekroczeniami dopuszczalnych wartości. Wykonując pomiary akustyczne w trybie ciągłego monitoringu terenów w pobliżu lotniska, napotyka się na problem dużej ilości zarejestrowanych danych, bardzo często reprezentujących informacje niezwiązane z operacjami lotniczymi. W takim obszarze, zwykle określonym strefą ograniczonego użytkowania, często znajdują się inne źródła hałasu, np. drogi czy linie kolejowe traktowane wówczas jako tło akustyczne. Manualne zweryfikowanie danych pochodzących z pomiarów jest procesem czasochłonnym i kosztownym. Istotnym zadaniem staje się automatyczne odróżnienie badanego źródła hałasu od tła.

2. Specyfika hałasu lotniczego

W porównaniu z zagrożeniami środowiska spowodowanymi przez inne źródła specyfika hałasu lotniczego polega na tym, że [2]:

- hałas oddziałuje na stosunkowo duże powierzchnie terenu,
- samoloty i helikoptery charakteryzują się wysokimi poziomami emisji hałasu,
- droga rozprzestrzeniania się fali dźwiękowej z góry uniemożliwia zastosowanie efektywnych zabezpieczeń środowiska przez hałasem.

Pomimo, że do wyznaczenia propagacji hałasu lotniczego najczęściej jest stosowana procedura obliczeniowa INM [3], to podstawą oceny zasięgu stref uciążliwości hałasu wokół lotnisk są jednak wyniki pomiarów. Pomiary przeprowadza się równocześnie w kilku lub kilkunastu punktach pomiarowych. Do parametrów, które są najczęściej rejestrowane w poszczególnych punktach pomiarowych należą:

- czas zdarzenia,
- ekspozycyjny poziom dźwięku LAE,
- maksymalny poziom dźwięku LAmax,
- równoważny poziom dźwięku LAeq,
- długotrwałość zdarzenia t10,
- poziom ciśnienia dźwięku w funkcji czasu,
- opis zdarzenia (lub ewentualnych zakłóceń).

Podczas rejestracji wymienionych parametrów w systemie monitoringu niezbędne są dodatkowe informacje, które jednoznacznie opiszą zarejestrowane zdarzenie akustyczne.

W przypadku krótkookresowych badań klimatu akustycznego, informacje takie (znaczniki zdarzeń akustycznych) mogą pochodzić bezpośrednio od zespołu pomiarowego. Natomiast podczas długookresowych badań akustycznych bądź ciągłego monitoringu nie ma takiej możliwości. W takich przypadkach mogą być stosowane dane z systemu radarowego lotniska [4]. Oznacza to, że poziom hałasu jest skorelowany z informacją pochodzącą z radaru tj. torem lotu samolotu (wysokość n.p.t., kierunek, prędkość). Gdy poziom dźwięku osiągnie wartość progową, a radar wykryje samolot w pobliżu punktu pomiarowego, to zdarzenie akustyczne będzie klasyfikowane jako hałas lotniczy. Przykładowo, rysunek 1. przedstawia fragment przebiegu poziomu dźwięku A rejestrowanego przy użyciu stacji ciągłego monitorowania hałasu w terenie zabudowanym znajdującym się w pobliżu lotniska oraz linii kolejowej. Pierwsze dwa zdarzenia akustyczne związane są z przelotem samolotów (odlot z lotniska), kolejno Boeing 738, Airbus 320, a następnie z przejazdem

pociągu osobowego. Zdarzeniom tym zostały przypisane źródła, w sposób manualny, przy wykorzystaniu informacji pochodzącej z wirtualnego radaru ruchu lotniczego AirNav RadarBox.



Rys. 11. Przebieg poziomu dźwięku A w ciągłym monitoringu akustycznym hałasu lotniczego w pobliżu lotniska

Innym sposobem identyfikacji hałasu lotniczego są stacje monitoringu wykorzystujące 4 mikrofonową macierz mającą za zadanie ustalić pozycje źródła (kąt elewacji i azymutalny) względem odbiornika oraz piąty mikrofon do przeprowadzenia pomiaru poziomu dźwięku [5]. Rysunek 2. przedstawia idę identyfikacji źródła hałasu lotniczego przy wykorzystaniu takiego systemu. Na podstawie czasu opóźnień dźwięku w dotarciu do mikrofonów (M1, M2, M3, M4) estymowany jest kąt elewacji θ . Gdy wartość tego kąta jest większa od trzech stopni, źródło identyfikowane jest jako statek powietrzny, a w przeciwnym wypadku jako tło akustyczne.



Rys. 12. Identyfikacja hałasu lotniczego przy wykorzystaniu 4 mikrofonowej macierzy [wg. 5].

Jednym z rozwiązań alternatywnych dla przedstawianego problemu, jest koncepcja bazująca na automatycznym "rozumieniu" dźwięków zarejestrowanych techniką

mikrofonową. We wcześniejszych badaniach i publikacjach autora [2, 6, 7, 8, 9, 10] wykazano, że do identyfikacji źródeł dźwięku i klasyfikacji typu operacji lotniczych użyteczne są metody rozpoznawania obrazów akustycznych rejestrowane jednym mikrofonem będącym na wyposażeniu stacji pomiarowej. Do celów automatycznej klasyfikacji sygnałów użyto kilku metod tj. sztucznych sieci neuronowych (wielowarstwowe sieci neuronowe, samoorganizujące się mapy), metod minimalno-odległościowych rozpoznawania obrazów (NN – najbliższego sąsiada, k-NN – k najbliższych sąsiadów i NM – najmniejszej mody), metod probabilistycznych opartych na porównywaniu rozkładów statystycznych badanych cech sygnału akustycznego. Warunkiem (a zarazem wadą) stosowania tych rozwiązań jest zebranie reprezentatywnej grupy próbek uczących oraz skuteczne zwalidowanie metody.

3. Przestrzenne przetworniki dźwięku

Dokładne odwzorowanie pola akustycznego jakie zapewniają przestrzenne przetworniki dźwięku sprawia, że znajdują one zastosowanie m.in. w mediach, na przykład przy transmisjach wydarzeń odbywających się w otwartej przestrzeni lub w przemyśle audio, gdzie istotne jest odwzorowanie dźwięku przestrzennego. Nie mniej istotną dziedziną w której te wyspecjalizowane przetworniki mogą być wykorzystane jest metrologia akustyczna.

3.1 Mikrofon Soundfield ST350

Przetwornik SoundField ST350 [11] jest mikromacierzą mikrofonów (kapsuł) o charakterystyce kardioidalnej, umieszczonych w geometrycznych środkach trójkątnych ścian czworościanu foremnego (rys. 3).



Rys. 13. Ułożenie kapsuł, charakterystyki kierunkowe mikrofonu SoundField ST350 [wg. 11]

Z uwagi na lokalizację kapsuł i sposób przetwarzania sygnałów, umożliwiający traktowanie mikrofonów jako koincydentnych, nazywany jest mikrofonem ambisonicznym pierwszego rzędu. Po zastosowaniu odpowiednich algorytmów z sygnałów z czterech kapsuł uzyskiwane są trzy sygnały odpowiadające mikrofonom o charakterystyce ósemkowej, umieszczonym wzdłuż osi x, y i z oraz jeden sygnał odpowiadający mikrofonowi o charakterystyce wszechkierunkowej W. Uzyskany za jego pomocą format sygnału zwany formatem B zawiera pełną informację o przestrzeni dźwiękowej wokół mikrofonu w trakcie
rejestracji, dzięki czemu możliwa jest późniejsza dokładna analiza pola akustycznego. Zgodnie z założeniami formatu B (W, X, Y, Z) można zapisać:

$$p = \sqrt{2}W \tag{1}$$
$$v = \begin{bmatrix} X \\ Y \\ Z \end{bmatrix} \tag{2}$$

Jedno z pierwszych badań związanych z lokalizacją źródła dźwięku przy wykorzystaniu mikrofonu Soundfield ST350 w warunkach laboratoryjnych zostało przeprowadzone i przedstawione w publikacji [12].

3.2 Przetwornik Microflown USP Probe Regular

Przetwornik Microflown USP Probe Regular [13] należy do grupy czujników służących do pomiaru natężenia pola akustycznego i składa się z trzech ortogonalnie umieszczonych sensorów prędkości cząstek v na kierunkach x, y, z oraz mikrofonu ciśnieniowego p (rys. 4). Czujniki Microflown służą do pomiaru prędkości przepływu powietrza pomiędzy dwoma cienkimi platynowymi drucikami. Idea pomiaru polega na porównaniu różnicy temperatury, spowodowanej schładzaniem przez ruch powietrza, pomiędzy rozgrzanymi do 200°C drucikami. Mierzona różnica napięcia jest proporcjonalna do prędkości cząstki a efekt jest kierunkowy – zmiana kierunku przepływu powietrza powoduje zmianę znaku różnicy temperatury. Pierwsze próby związane z detekcją i lokalizacją statków powietrznych jako źródła dźwięku przy wykorzystaniu przetwornika Microflown zostały przeprowadzone przez Twórców sondy i przedstawione [14, 15, 16].



Rys. 14. Budowa sensora prędkości przepływu powietrza, lokalizacja czujników w przetworniku, charakterystyki kierunkowe czujników [wg. 13]

4. Przestrzenny wektora natężenia dźwięku

Natężenie dźwięku, definiowane jest jako średnia wartość gęstości strumienia energii akustycznej i traktuje się jako wartość zespoloną (natężenie aktywne i reaktywne). Można je również rozpatrywać jako zmienną w czasie wielkość chwilową [17]. Średnie natężenie dźwięku dane jest wzorem (3):

$$I = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) \vec{v}(t) dt$$
(3)

gdzie:

T – czas uśredniania [s], p(t) – ciśnienie akustyczne [Pa],

$\vec{v}(t)$ – wektor prędkości cząsteczek [m/s].

Natężenie dźwięku jest wielkością wektorową i rozpatrując je w przestrzennym układzie współrzędnych kartezjańskich X, Y, Z można zapisać zgodnie z zależnością:

$$\vec{I} = \vec{I}_X + \vec{I}_Y + \vec{I}_Z \tag{4}$$

Uśredniona w czasie, składowa natężenia dźwięku w danym punkcie na *i*-tym kierunku można zapisać jako:

$$I_{i} = \frac{1}{T} \int_{0}^{T} p_{i}(t) \vec{v}_{i}(t) dt$$
(5)

gdzie:

i – ortogonalny kierunek $i = \{X, Y, Z\}$

Stosując znane zależności geometryczne w przestrzennym układzie współrzędnych kartezjańskich (trójwymiarowa przestrzeń euklidesowa), przy założeniu propagacji fali akustycznej w polu swobodnym pomiędzy źródłem dźwięku (obiektem) **S** a obserwatorem **O** (rys. 5), natężenie dźwięku można przedstawić jako wartość skalarną *I* zgodnie z wzorem (6):

$$I = \sqrt{I_x^2 + I_y^2 + I_z^2},$$
 (6)

kąt azymutalny φ wyprowadza się z zależności:

$$\varphi = \operatorname{arctg} \left(\frac{I_y}{I_x} \right), \tag{7}$$

natomiast kat elewacji θ wynosi:

$$\theta = \arcsin\left(\frac{I_z}{\sqrt{I_x^2 + I_y^2}}\right).$$
(8)



Rys. 15. Wektor natężenia dźwięku w przestrzennym układzie współrzędnych

Rozpatrywana w niniejszym artykule metoda opiera się na wyznaczaniu przestrzennego wektora natężenia dźwięku w badanym polu akustycznym w czasie trwania ciągłego monitoringu akustycznego. Wyznaczane są uśrednione w czasie wartości natężenia dźwięku I_x , I_y , I_z , a następnie wartości kąta azymutalnego φ i kąta elewacji θ . Na podstawie tych informacji następuje markowanie zdarzeń lotniczych w ciągłym zapisie zdarzeń akustycznych. Obliczenia przeprowadzono w post processingu, bazując na zarejestrowanych przebiegach czasowych prędkości cząstek i ciśnienia akustycznego

5. Badania eksperymentalne

Badania eksperymentalne dotyczące automatycznej klasyfikacji hałasu lotniczego w monitoringu akustycznym przy użyciu przestrzennych przetworników dźwięku przeprowadzono w miejscowości Rząska k/Krakowa. Punkt pomiarowy znajdował się na terenie zabudowanym w bliskiej lokalizacji linii kolejowej oraz trasy dolotowej i odlotowej lotniska "Kraków Airport" (Rys. 6). W badaniach użyto niezależnie dwa typy przetworników: Soundfield ST 3500 oraz Microflown USP Regula Probe. Do rejestracji danych pomiarowych wykorzystano wielokanałowy systemem akwizycji sygnałów wibroakustycznych LMS SCADAS MOBILE wyposażony w 8-kanałową kartę pomiarową LMS VM8-E. System zapewniał rejestrację przebiegów czasowych ciśnienia akustycznego i prędkości cząstek z dynamiką ok. 140 dB i częstotliwością próbkowania 51200 Hz. Wszystkie dalsze obliczenia, niezbędne do wyznaczenia opisywanych parametrów wykonano w środowisku MATLAB 7.12.

Równolegle wykonywano pomiary przy użyciu mobilnej stacji monitoringu hałasu, wyposażonej w miernik i analizator dźwięku SVAN 958, mikrofon G.R.A.S 40AE wraz z osłoną wszechpogodową. Przykładowy fragment zarejestrowanego przebiegu poziomu dźwięku A przedstawiono na rysunku 1.



Rys. 16. Usytuowanie punktu pomiarowego (Rząska k/Krakowa)

Pomiary wykonywano w porze dziennej, temperatura otoczenia; maksymalna 20°C, minimalna 16°C, ciśnienie utrzymywało się na poziomie 1020 hPa, prędkość wiatru nie przekraczała 1 m/s. Zarówno mikrofon Soundfield ST350 (rys. 7a), jak i sonda Microflown (rys. 7b) były wyposażone w osłony przeciwwietrzne dostarczone przez ich producentów.





Rys. 17a. Mikrofon Sounfield ST350 podczas pomiarów

Rys. 7b. Sonda Microflown podczas pomiarów

Rysunek 8. przedstawia przykładowe, zarejestrowane sondą Microflown, przebiegi uśrednionego natężenia dźwięku kolejno dla kierunku x, y, z, przebieg zmiany kąta azymutalnego i przebieg zmiany kąta elewacyjnego wektora natężenie *I* w przyjętym układzie współrzędnych (odbiornik - źródło dźwięku).



Rys. 18. Przebieg natężenia dźwięku *Ix, Iy, Iz,* przebieg kąta azymutalnego i elewacyjnego wektora natężenia *I.* Pomiar sondą Microflown

Na rysunku 8. pionowymi przerywanym liniami zaznaczono przedziały czasu występowania zdarzeń akustycznych związanych z przelotem samolotów (odlot z lotniska), kolejno Boeing 738, Airbus 320, przejazd pociągu osobowego. W przypadku przelotów samolotu zmiana kąta azymutalnego zawiera się w zakresie od 0° do 180° (przelot wzdłuż widnokręgu), natomiast zmiana kąta elewacji wzrasta od wartości 0° do 90° a następnie maleje do 0° (start, przelot nad punktem pomiarowym i odlot za horyzont). W przypadku przejazdu pociągu w pobliżu punktu pomiarowego, kąt azymutalny początkowo wynosi ok. 180° a następnie zmienia wartość na -180° (przyjazd, przejazd w pobliżu punktu i odjazd), natomiast kąt elewacji ma wartość ujemną (linia kolejowa znajdowała się w wąwozie, czyli poniżej gruntu na którym zlokalizowano punkt pomiarowy).

Rysunek 9. przedstawia przykładowe, zarejestrowane mikrofonem Soundfield ST350, przebiegi uśrednionego natężenia dźwięku kolejno dla kierunku x, y, z, przebieg zmiany kąta azymutalnego i przebieg zmiany kąta elewacyjnego wektora natężenia *I* w przyjętym układzie współrzędnych (odbiornik - źródło dźwięku).



Rys. 9. Przebieg natężenia dźwięku *Ix, Iy, Iz,* przebieg kąta azymutalnego i elewacyjnego wektora natężenia I. Pomiar mikrofonem Soundfield ST350

Na rysunku 9. pionowymi przerywanym liniami zaznaczono przedziały czasu występowania zdarzeń akustycznych związanych z przelotem samolotów (przylot na lotnisko), kolejno Boeing 737, Boeing 738, przejazd pociągu osobowego. W przypadku przelotów samolotu zmiana kąta azymutalnego zawiera się w zakresie od 180° do 0° (przelot wzdłuż widnokręgu), natomiast zmiana kąta elewacji wzrasta z wartości ujemnych do ok. 5°. W przypadku przejazdu pociągu w pobliżu punktu pomiarowego, kąt azymutalny początkowo wynosi ok. 180° a następnie zmienia wartość na -180° (przyjazd, przejazd w pobliżu punktu i odjazd), natomiast kąt elewacji ma wartość ujemną (linia

kolejowa znajdowała się w wąwozie, czyli poniżej gruntu na którym zlokalizowano punkt pomiarowy).

6. Podsumowanie

Artykuł prezentuje wyniki nowych badań eksperymentalnych związanych z wykorzystaniem metod lokalizacji źródła dźwięku do zastosowań w automatycznej klasyfikacji hałasu lotniczego w monitoringu klimatu akustycznego środowiska. W badaniach użyto przestrzennych przetworników dźwięku - sondy natężeniowej Microflown oraz mikrofonu Soundfield ST350. Przedstawione w pracy wyniki działania algorytmu do wyznaczenia azymutu i elewacji źródeł dźwięku przy użyciu sondy Microflown są zadawalające. Widoczny jest zarys przelotu samolotu nad sondą: początkowo samolot utrzymuję się w oddali nisko, po czym przelatuje w zenicie nad sondą ze znacznie większą elewacją, po czym oddala się obniżając wartość tego kąta. W przypadku pomiarów mikrofonem Soundfield ST350 estymacja kąta elewacji budzi wątpliwości. Dalsze prace w tym obszarze będą skoncentrowane na opracowaniu optymalnego algorytmu przetwarzania zarejestrowanych sygnałów, w celu jak najdokładniejszego oszacowania parametrów przestrzennych źródła dźwięku jakim są statki powietrzne wykonujące operacje lotnicze.

Podziękowania

Praca powstała w ramach realizacji projektu 2011/01/D/ST6/07178 (Narodowe Centrum Nauki)

Literatura

- [1] Urząd Lotnictwa Cywilnego, <u>http://www.ulc.gov.pl/</u> (01.07.2013)
- [2] W.Wszolek, M. Kłaczyński, *Recognition of aircraft noise in long-term environmental monitoring*, Mechanics and Control, **29**(4), 192–197, (2010).
- [3] He, Dinges, Hemann, Rickel, Mirsky, Roof, Boeker, Gerbi, Senzing, *Integrated Noise Model (INM) Version 7.0 User's Guide*, Office of Environment and Energy, April 2007, Washington DC.
- [4] Airport environment management, Bruel & Kjaer, Denmark, 2013, http://www.bksv.com/products/environmentmanagementsolutions/airportenvironment management.aspx
- [5] Environmental Sound Monitoring (For Aircraft Noise Measurement), Rion, Japan, 2013,

http://svmeas.rion.co.jp/fileviewer.aspx?mode=allsearchproductdocument&no=216027

- [6] M. Kłaczyński, T. Wszołek, Detection and classification of selected noise sources in long-term acoustic climate monitoring, Acta Physica Polonica A, 121(1), A179-A182, (2012)
- [7] M. Kłaczyński, T. Wszołek, W. Batko, A statistical approach in detection of noise events to aircraft noise assessment, OSA : 59. Otwarte Seminarium z Akustyki połączone z warsztatami szkoleniowymi – "Strategiczne zarządzanie hałasem z uwzględnieniem hałasu lotniczego", Poznań–Boszkowo, 10–14.09.2012 s. 113–116.
- [8] M. Kłaczyński, T. Wszołek, W. Batko, Probablistic methods in supporting long-term acoustic monitoring of aircraft noise, EURONOISE 2012, Prague, 10–13.06.2012. pp. 549–554.
- [9] M. Kłaczyński, T. Wszołek, W. Batko, Rozpoznawanie wybranych źródeł hałasu
 - 296

komunikacyjnego w monitoringu klimatu akustycznego środowiska, OSA11 : 58. Otwarte Seminarium z Akustyki, Gdańsk–Jurata, 13–16.09. 2011, T. 1. 347–352.

- [10] W. Wszołek, M. Kłaczyński, T. Wszołek, Artificial intelligence methods in supporting long-term monitoring of aircraft noise, INTERNOISE 2010, 13–16.06.2010, Lizbon, Portugal
- [11] User Guide ver. 1.03 SoundField ST350 Portable Microphone System
- [12] J. Wierzbicki, P. Małecki, J. Wiciak, Localization of sound source with the use of the first-order ambisonic microphone, Acta Physica Polonica A, 123(6), 1114-1117, (2013)
- [13] Datasheet and User Manual for Microflown USP probe regular, http://www.microflown.com/products/standard-probes/usp-regular.html
- [14] H-E. de Bree, J. Wind, P. de Theije, *Detection, localization and tracking of aircraft using acoustic vector sensors,* INTERNOISE 2011, 4-7.09.2011, Osaka, Japan
- [15] H-E. de Bree, J. Wind, E. Tijs, Environmental noise monitoring with acoustic vector sensors INTERNOISE 2010, 13–16.06.2010, Lizbon, Portugal
- [16] H-E. de Bree, et al., Broad banded acoustic vector sensors for passive monitoring of aircraft, 2009DRLK, <u>http://www.microflown-avisa.com/library/scientific-papers/</u>
- [17] S. Weyna, Rozpływ energii akustycznych źródel rzeczywistych, WNT, Warszawa, s. 99, 2005.

Wyznaczenie parametrów akustycznych turbiny wiatrowej REpower MM92 w zmiennych warunkach pracy

Determination of acoustic parameters of REpower MM92 wind turbine for changing operating conditions

Maciej Kłaczyński, Tadeusz Wszołek, Dominik Mleczko

Akademia Górniczo – Hutnicza im. Stanisława Staszica w Krakowie Wydział Inżynierii Mechanicznej i Robotyki Katedra Mechaniki i Wibroakustyki Al. Mickiewicza 30, 30-059 Kraków E-mail: {maciej.klaczynski, tadeusz.wszolek, dominik.mleczko}@agh.edu.pl

Streszczenie

W Polsce obserwuje się rosnącą popularność pozyskiwania odnawialnej energii za pomocą elektrowni wiatrowych. Wszystkie pracujące turbiny są zlokalizowane na lądzie i wielokrotnie znajdują się w bliskim sąsiedztwie terenów zamieszkałych przez człowieka. Fakt ten powoduje pytania (a w ręcz roszczenia) dotyczące określenia wpływu ich eksploatacji na środowisko i zdrowie ludzi. Niniejszy referat zawiera wyniki prac mających na celu określenie wpływu zmiennych warunków pracy turbiny wiatrowej powodowanych różnymi warunkami atmosferycznymi na mierzone parametry akustyczne. Badaniami objęto farmę wiatrową składającą się z pięciu turbin REpower MM92 w Łękach Dukielskich (woj. podkarpackie).

1. Wprowadzenie

Według zamierzeń na terenie Unii Europejskiej moc zainstalowana ze źródeł odnawialnych powinna osiągnąć wartość 150 GW w 2020 r. Zarówno ze względów technologicznych jak i środowiskowych jest to wykonalne jedynie przy zastosowaniu elektrowni wiatrowych. W roku 2004 na świecie całkowita moc zainstalowanych siłowni wiatrowych wyniosła ponad 45 GW, z czego 35 GW mocy zainstalowanej było na terenie krajów Unii Europejskiej. Obecnie najwięcej elektrowni wiatrowych pracuje w Niemczech, Hiszpanii i Danii. Na innych kontynentach przewodzą Stany Zjednoczone oraz Indie. Rozwój tego sektora energetycznego obrazuje wzrost mocy sprzedawanych siłowni wiatrowych w ostatnich latach. Średnia ich moc w 2000 roku wynosiła 930 kW, natomiast obecnie standardem są elektrownie wiatrowe o mocy 2 MW i większej, a w latach 2013-14 przewiduje się, że będą już turbiny o mocy 7-8 MW.

Pierwsza elektrownia wiatrowa w Polsce została oddana do użytku w 1991 roku w miejscowości Lisewo (woj. pomorskie) w pobliżu górnego zbiornika elektrowni szczytowo - pompowej Żarnowiec (Zbiornik Czymanowo). Przez kolejne 8 lat powstało kolejnych 11 elektrowni wiatrowych o łącznej mocy ok. 2 MW. W 1999 r. zbudowano pierwsza farmę wiatrową składająca się z 5 turbin każda o mocy 130 kW. Dane opublikowane przez Urząd

Regulacji Energetyki [1] podają, że aktualnie zainstalowane są 743 turbiny wiatrowe o łącznej mocy ponad 2,6 GW. Do końca 2013 roku planowane jest uruchomienie kolejnych farm i zwiększenie mocy do ok. 3 GW. Wszystkie pracujące turbiny w Polsce są zlokalizowane na lądzie i niejednokrotnie znajdują się w bliskim sąsiedztwie terenów zamieszkałych przez człowieka. Fakt ten powoduje pytania (a wręcz roszczenia) dotyczące określenia wpływu ich eksploatacji na środowisko i zdrowie ludzi, w kontekście coraz większych problemów z uzyskaniem pozwoleń na budowę nowych farm. W ostatnich latach, zarówno w kraju jak i na świecie, zostało opublikowanych wiele opracowań przedstawiających wyniki prowadzonych badań ale często będących sprzecznych w swych wnioskach.

Niniejszy artykuł zawiera wyniki prac wykonanych w celu określenia odziaływania akustycznego farmy wiatrowej składającą się z pięciu turbin REpower MM92w Łękach Dukielskich (woj. podkarpackie) na środowisko. Określenie oddziaływania akustycznego elektrowni wiatrowych ma zasadność, gdy praca turbiny osiąga stan nominalny, a wręcz gdy osiąga graniczne stany pracy. Dzieję się tak dla prędkości wiatru w zakresie 10÷25 m/s na wysokości gondoli (np. 100 m), co często przekłada się (w zależności od stabilności atmosfery) na prędkość wiatru na wysokości odbiornika (np. 1.5 m, 4 m lub 10 m) na wartość większe od 5 m/s. W takim przypadku standardowe osłony przeciwwietrzne nie eliminują już skutecznie wpływu wiatru na wynik pomiarowy, poza tym wynik taki nie jest uznany za zgodny z obowiązującą metodyką referencyjną [2]. Rodzi to konieczność znalezienia nowej metodyki pomiarowej, uwzględniającej specyficzne uwarunkowania występujące podczas pracy turbiny wiatrowej. W tym celu można skorzystać, ze sprawdzonej w pomiarach mocy akustycznej metodyki, zawartej w normie PN-EN 61400-11. Dlatego w pracy zaprezentowano wyniki pomiarów wykonanych wg metody PN-EN 61400-11 i odniesiono je do wymagań stawianych w metodyce [2].

Wyniki pracy autorów stanowią podstawę do dalszych badań mających na celu opracowanie nowych metodyk pomiaru pozwalających na określenie wpływu pracy turbin wiatrowych na klimat akustyczny, dla całego zakresu prędkości wiatru pracy turbiny.

2. Źródła hałasu elektrowni wiatrowych

Hałas emitowany przez elektrownię wiatrową pochodzi z dwóch źródeł mechanicznego i aerodynamicznego [3] (rys.1). Hałas pochodzenia mechanicznego (układu przeniesienia mocy) powstaje w związku z pracą prądnicy, przekładni oraz wirnika i jest słyszalny jedynie w bliskim sąsiedztwie gondoli (zwykle do ok. 150 m) W dalszej odległości jest nierozróżnialny od tła akustycznego tj. szumu wiatru.

Źródłem dominującym jest hałas pochodzenia aerodynamicznego (rys. 2) i powstaje on wskutek obracania się łopat wirnika, które wykonując ruch obrotowy, pokonują aerodynamiczny opór powietrza. Można go pogrupować na trzy składowe:

hałas niskoczęstotliwościowy - związany z niskimi częstotliwościami widma. Występuje głównie gdy obracające się łopaty wirnika napotkają na lokalne braki powietrza związane z jego przepływem wokół wieży albo zmiany prędkości wiatru,

hałas przepływu turbulencji - który pojawia się w wyniku turbulencji lub lokalnych wahań ciśnienia wokół łopat wirnika,



Rys. 19. Źródła hałasu poszczególnych elementów turbiny wiatrowej o mocy 2 MW [3]

hałas własny lopaty – czyli zjawiska aerodynamiczne występujące wzdłuż łopaty. Hałas ten ma charakter szerokopasmowy, jednakże występuje również w formie tonalnej głównie z powodu tępego zakończenia płatu oraz przepływu powietrza przez istniejące szczeliny i otwory. Przy sprzyjającym wietrze końcówki łopat mogą poruszać się z prędkością 250 km/h (ok. 70 m/s), powodując emisję dźwięku z wyraźnymi składowymi tonalnymi o częstotliwości w zakresie 700 – 800 Hz.



Rys. 20. Schemat przepływu powietrza wokół łopat wirnika turbiny wiatrowej [3]

Zgodnie z danymi katalogowymi poziom mocy akustycznej turbin wiatrowych różnych producentów może wynosić od 98 do 108 dB(A) dla jednostek o mocach elektrycznych od 0,5 do 2 MW i przy prędkości wiatru wynoszących ok. 10 m/s, mierzonej na wysokości 10 metrów nad poziomem terenu. Typowe wysokości wież turbin wiatrowych to ok. 70 m, 80 m lub 100 m. Dane mocy akustycznej turbiny wiatrowej Repower MM92 w funkcji prędkości wiatru oraz wysokości wieży przedstawiono w Tabeli 1. Są to dane udostępnione w bazie danych technicznych programu WindPRO 2.8 [4]

W10	H = 70 m		H = 80 m		H = 100 m	
w_{10}	LWA	WS	LWA	WS	LWA	WS
[111/8]	[dB]	[m/s]	[dB]	[m/s]	[dB]	[m/s]
3	95.7	4.1	96	4.2	96.4	4.3
4	101.2	5.4	101.4	5.6	101.7	5.8
5	103.1	6.8	103.3	6.9	103.4	7.2
6	104.2	8.1	104.2	8.3	104.2	8.7
7	104.2	9.5	104.2	9.7	104.2	10.1
8	104.2	10.8	104.2	11.1	104.2	11.6
9	104.2	12.2	104.2	12.5	104.2	13.0
10	104.2	13.6	104.2	13.9	104.2	14.5

Tabela 2. Moc akustyczna turbiny wiatrowej Repower MM92 w funkcji prędkości wiatru (W10 – prędkość wiatru na wys. 10 m n.p.t, WS- prędkość wiatru na wysokości gondoli) i wysokości wieży (H)

Analizując dane przestawione w Tabeli 1. należy zauważyć zależność związaną z różnicą wartości prędkości wiatru mierzonej na wysokości 10 metrów n.p.t a mierzonej na wysokości gondoli. Różnica ta może wynosić od ok. 1 m/s do prawie 5 m/s. Fakt ten jest ważny w przypadku oceny stanu pracy turbiny. Prędkość wiatru (WS) przy której następuje włączenie turbiny wynosi najczęściej ok. 3-4 m/s, praca znamionowa w zakresie od 10 do 15 m/s, a wyłączenie turbiny następuje w zakresie prędkości od 20 do 25 m/s. Moc akustyczna turbiny wzrasta o ok. 5 dB(A) dwukrotnie, pierwszy raz – podczas włączenia turbiny dla W10 z przedziału 3-4 m/s oraz drugi raz podczas pracy znamionowej dla W10 z przedziału 5-7 m/s. Należy jednak pamiętać, że ze względu na wysokie położenie turbiny względem terenu (np. dla elektrowni o mocy 2 MW wysokość wieży wynosi ok. 100 m) poziom dźwięku A przy gruncie jest dużo mniejszy i zmienia się zgodnie z zależnością (1):

$$L_{p} = L_{W} - 10\log_{10}(2\pi R^{2}) - \alpha R$$
(1)

gdzie: Lp- poziom ciśnienia akustycznego, Lw – poziom mocy akustycznej, R – odległość od źródła dźwięku do odbiornika, α – współczynnik tłumienia dźwięku (zależny od częstotliwości).

Na rysunku 3 przedstawiono teoretyczny zasięg hałasu generowanego przez turbinę REpower MM92 dla jej maksymalnej mocy akustycznej (czarna linia ciągła) dodatkowo oznaczając dopuszczalne poziomy w środowisku pory nocnej "N" - 40,0 dB(A) oraz dla pory dziennej "D" - 50,0 dB(A) dla terenu zabudowy jednorodzinnej zgodnie z [5,6].



Rys. 21. Teoretyczny zasięg hałasu turbiny Repower MM92

Sam poziom tła akustycznego jest ściśle związany z prędkością wiatru (rys. 4), co zostało zasygnalizowane w 1999 roku przez Fegeant'a [7] i potwierdzone eksperymentalnie w 2002 przez Rogers i Manwell [3]. Wartość poziomu dźwięku odbierana przez człowieka zależy proporcjonalnie od wartości prędkości wiatru i przedstawia się zależnością (2):

$$L_{A,eq} \propto 60 \log_{10}(U) \tag{2}$$

gdzie: U - jest prędkością wiatru podaną w m/s



Rys. 22. Wartości poziomu tła akustycznego w zależności od prędkości wiatru

Z zależności (1) oraz rysunku 3 wynika, że poziom ciśnienia akustycznego korygowanego charakterystyką częstotliwościową A już w odległości 150 metrów od wieży turbiny powinien wynosić mniej niż 50 dB, a od 500 metrów powinien wynosić mniej niż

40 dB. Stąd i ogólne zalecenie (w Polsce), aby turbiny wiatrowe znajdowały się w odległości większej niż 500 metrów od zabudowy mieszkalnej. Moc akustyczna, która została przyjęta do obliczeń (104.2 dBA), to maksymalna moc przy prędkości wiatru w zakresie 6÷15 m/s na wysokości gondoli (100m). Odpowiednio prędkość wiatru na wysokości 10 m będzie wynosić ok. 2÷8 m/s. Dla takiego zakresu prędkości wiatru, odczuwalny poziom tła akustycznego, szacowany zgodnie z (2), wyniesie od ok. 20 dB(A) do ponad 55 dB(A). Dla prędkości wiatru większych niż 5 m/s i w odległości większej niż 100 m od podstawy wieży turbiny, poziom dźwięku A generowany przez pracującą elektrownie wiatrową (hałas) będzie maskowany szumem wiatru. To rozważanie teoretyczne poddano badaniom pomiarowym.

3. Dopuszczalne poziomy hałasu w środowisku

Dokumentem określającym dopuszczalne poziomy hałasu w środowisku jest rozporzadzenie Ministra Środowiska z dnia 14 czerwca 2007r. [5] wraz z rozporzadzeniem częściowo go zmieniającym z dnia 1 października 2012 r. [6]. Zgodnie z nimi ocena klimatu akustycznego jest regulowana tylko i wyłacznie dla zakresu częstotliwości dźwieków słyszalnych przez człowieka określonego charakterystyka czestotliwościowa A. Elektrownie wiatrowe klasyfikowane są do kategorii "Pozostałe obiekty i działalność będąca hałasem". Wartości dopuszczalne poziomu hałasu zależne są od typu zagospodarowania przestrzennego terenu i wynoszą odpowiednio - 50 dB w porze dziennej i 40 dB w porze nocnej m.in. dla zabudowy mieszkaniowej jednorodzinnej, a 55 dB w porze dziennej i 45 dB w porze nocnej m.in. dla zabudowy zagrodowej. Są to typowe rodzaje terenów znajdujących się w bliskim sąsiedztwie farm wiatrowych. Dopuszczalne poziomy hałasu w zakresie infradźwięków są regulowane w Polsce tylko i wyłącznie w zakresie środowiska pracy [8]. W tej sytuacji w ocenie hałasu niskoczęstotliwościowego wewnątrz budynków można się posiłkować metodyką proponowaną do oceny takich hałasów przez ITB [9], opartą na krzywej jednakowej głośności A10 lub, jak to obecnie w świecie wykonuje się najczęściej, metodyką opartą na krzywej wyznaczającej próg słyszenia 0 dB, czyli A0 [10].

4. Metodyka pomiarów hałasu w środowisku

Podstawowym dokumentem określającym sposób prowadzenia pomiarów hałasu w środowisku, pochodzącego od instalacji lub urządzeń jest rozporządzenie Ministra Środowiska z dnia 4 listopada 2008r. [2]. Jednym z warunków stosowania tej metodyki jest zagwarantowanie dotrzymania granicznych warunków atmosferycznych, dla których maksymalna prędkość wiatru wynosi 5 m/s na wysokości mikrofonu pomiarowego (odpowiednio 4 m dla terenu zabudowanego i 1.5 m dla terenu niezabudowanego). W przypadku pomiarów oddziaływania akustycznego elektrowni wiatrowych pomiary hałasu mają zasadność, gdy praca turbiny osiąga stan nominalny. Dzieję się tak dla prędkości wiatru 10÷15 m/s na wysokości gondoli (70-100m) co przekłada się na prędkości wiatru rzędu 3-5 m/s na wysokości 4 m turbiny nie pracują przy mocy nominalnej przez co są znacznie cichsze. Rozporządzenie wpisaną ma tylko jedną "uniwersalną" procedurę pomiarową hałasu, niezależnie od charakteru i specyficznych warunków pogodowych w jakich dane źródło "normalnie" pracuje. Do takich źródeł należą m.in. linie elektroenergetyczne, gdzie "naturalnymi" warunkami pracy (tzn. kiedy linie są

najgłośniejsze) są warunki deszczowe oraz turbiny wiatrowe, gdzie z kolei do takich warunków należy wiatr o prędkości znacznie powyżej 5 m/s.

Jednakże, negatywny wpływ wiatru na pomiar poziomu ciśnienia akustycznego został uwzględniony w normie PN-EN 61400-11 "Turbozespoły wiatrowe – Część 11: Procedury pomiary hałasu" [11]. Zgodnie z nią pomiary wykonuje się w co najmniej czterech punktach dookoła elektrowni. Rozmieszczenie punktów pomiarowych (mikrofonów) wokół elektrowni wiatrowej przedstawia rysunek 5. Odległość pomiarowa R0 wynika z wysokości wieży oraz średnicy rotacyjnej turbiny i wyznacza się ją zgodnie z schematem pokazanym na rysunku 6.



Rys. 23. Rozmieszczenie punktów pomiarowych wokół elektrowni wiatrowej

Mikrofon, zabezpieczony dwoma osłonami przeciwwietrznymi, usytuowany jest na specjalnej okrągłej płycie o minimalnej średnicy równej 1 m znajdującej się bezpośrednio na gruncie (0,05 m n.p.t). Ilustruje to rysunek 7.



od wieży elektrowni wiatrowej [11]



Zaleca się aby równocześnie badany był równoważny poziom ciśnienia akustycznego skorygowany charakterystyką częstotliwościową A, okres obrotu wirnika oraz prędkość i kierunek wiatru. Czas trwania jednego pomiaru powinien wynosić przynajmniej jedną minutę. Widmo należy wyznaczać w pasmach 1/1 oktawowych bądź 1/3 oktawowych. Pomiary powinny obejmować również możliwie szeroki zakres prędkości wiatru, jednak nie może on się różnić więcej niż 2 m/s od prędkości nominalnej. Zastosowanie powyższych zasad pozwala uzyskać: poziom mocy akustycznej, zależność emisji od

prędkości wiatru, kierunkowość, poziomy emisji w pasmach 1/1 oktawowych i 1/3 oktawowych oraz tonalność. Norma zaleca również przeprowadzenie pomiarów dodatkowych (obejmujących infradźwięki, hałas niskoczęstotliwościowy, impulsowość) celem ilościowej oceny emisji hałasu elektrowni wiatrowej.

Niezależnie od wymagań powyższej normy należy uwzględnić doświadczenia pomiarowej innych badaczy w eliminacji wpływu wiatru na wynik pomiarowy, szczególnie w zakresie niskich częstotliwości [12], mianowicie krótkie (10 s) "próbkowanie" wyniku. Nomen omen taką formę pomiaru dopuszcza też polska metodyka referencyjna [8].

5. Badania akustyczne elektrowni wiatrowej

Badania przeprowadzono na terenie farmy wiatrowej w Łękach Dukielskich (woj. podkarpackie) oddanej do użytku w 2009 roku. Składa się ona z 5 elektrowni wiatrowych firmy REpower o mocy elektrycznej 2 MW każda. Farma została wyposażona w modele elektrowni MM92, które znajdują zastosowanie przy niskiej bądź średniej prędkości wiatrów. Na rysunku 8 przedstawiono widok na jedną z pięciu turbin.



Rys. 26. Turbina wiatrowa REpower MM92 w Łękach Dukielskich



Rys. 27. Pomiary akustyczne turbiny wiatrowej REpower MM92 w Łękach Dukielskich

Farma położona jest na wzgórzach, będących terenami rolniczymi, 0.7 km na północ od wsi Łęki Dukielskie oraz 1 km na wschód od sołectwa Myszkowskiego. Jest to obszar otwarty z każdej ze stron, ze szczególnym uwzględnieniem kierunku południowego, południowo-zachodniego oraz zachodniego. Rysunek 10 prezentuje rozmieszczenie elektrowni (E1÷E5) oraz punktów pomiarowych (1÷7) w terenie. W trakcie wykonywania pomiarów nie pracowała turbina E2. Dlatego do określenia mocy akustycznej wybrano elektrownie E3, zakładając najmniejszy wpływ pozostałych, działających elektrowni na

wynik pomiarów. W Tabeli 2 przedstawiono warunki meteorologiczne w trakcie wykonywania pomiarów.

	Wartość minimalna	Wartość	Wartość średnia	
		maksymalna		
ciśnienie akustyczne	957,8	958,4	958,1	
[hPa]				
temperatura [°C]	6,2	7,2	6,8	
wilgotność [%]	51	68	62	
prędkość wiatru [m/s]	2,5	9,5	5,1	
kierunek wiatru	Płd, PłdZach			

Tabela 3. Warunki meteorologiczne w trakcie wykonywania pomiarów



Rys. 28. Lokalizacja elektrowni (E1÷E5) oraz punktów pomiarowych (1÷7) farmy wiatrowej w Łękach Dukielskich [opracowano na podstawie 13]

Zbiorcze zestawienie wyników pomiarów wykonanych w obrębie elektrowni E3 przedstawiono w Tabeli 3. Czas pomiaru w każdym punkcie wynosił 2 minuty. W trakcie każdego pomiaru szacowano prędkość obrotową turbiny. Analizując otrzymane wyniki (Tabela 3.) należy stwierdzić, że najwyższy zmierzony równoważny poziom dźwięku A (LAeq) występuje w punkcie 1, gdzie śmigło wirnika mija maszt turbiny od strony zawietrznej i w punkcie 2 po wyjściu śmigła wirnika ze strefy wieży turbiny.

Przeprowadzone pomiary poddano analizie widmowej w pasmach 1/3 oktawowych dla zakresu częstotliwości od 0,8 Hz do 20 000 Hz. Jest to zakres częstotliwości słyszalnych przez człowieka (20Hz÷20kHz), a także zakres infradźwięków, których emisja jest jednym z najmocniejszych argumentów stawianym przeciwko budowie nowych elektrowni wiatrowych. Widma poziomu ciśnienia akustycznego dla punktów 1, 4, 3, 5 przedstawiono na rysunkach 11÷14. Lokalizacja tych punktów względem turbiny oraz kierunku wiatru

została dobrana zgodnie z rysunkiem 5 [9]. Punkt 4 znajduje się przed turbiną na kierunku wiatru (nawietrzna), punkt 1 znajduje się za turbiną na kierunku wiatru (zawietrzna).

Dokonując analiży widm poziomu ciśnienia akustycznego (Leq – niekorygowanego krzywą ludzkiego słyszenia) w funkcji częstotliwości należy zwrócić uwagę, że znacząca część energii akustycznej znajduje się w paśmie od 0,8 Hz do 200 Hz. Dla tego pasma, poziom ciśnienia akustycznego (Leq), osiąga największą wartość w punkcie pomiarowym 1 i wynosi 97,2 dB. W tym samym punkcie wartość poziomu ciśnienia akustycznego w paśmie od 250 Hz do 20 kHz wynosi 52,6 dB. Dla pozostałych punktów pomiarowych zależność ta jest podobna. Wyniki obliczeń przedstawiono w tabeli 4. Zatem można stwierdzić, że dominujący w widmie jest hałas niskoczęstotliwościowy w tym infradźwięki, które to pozostają niesłyszalne dla człowieka.

punkt	Czas	LAea	SEL	Peak	Max	Min	Predkość
pomiarowy	pom. [s]	[dB]	[dB]	[dB]	[dB]	[dB]	turbiny
							[obr/min]
1	120	51,3	72,09	73,1	57,7	47,4	14,3
2	120	49,5	70,29	72,9	62,7	42,3	14,0
3	120	41,6	62,39	86,1	55,8	37,2	13,1
4	120	37,1	57,89	62,7	42,8	34	12,5
5	120	43,8	64,59	73,5	66,7	39,8	13,1
6	120	46	66,79	87,9	62,1	41,1	13,7
7	120	37.8	57.9	62.7	42.8	34.0	-

Tabela 4. Wyniki pomiarów akustycznych elektrowni wiatrowej REpower MM92

Tabela 5. Poziom ciśnienia akustycznego w wybranych pasmach częstotliwości elektrowni wiatrowej REpower MM92

Pasmo częstotliwości	Leq [dB]			
	Punkt 1	Punkt 4	Punkt 3	Punkt 5
0,8 Hz ÷ 20 000 Hz	97,4	81,6	80,1	72,4
0,8 Hz ÷ 16 Hz	97,1	81,6	80,0	72,2
0,8 Hz ÷ 200 Hz	97,2	81,6	80,1	72,3
250 ÷ 20 000 Hz	52,6	40,9	44,8	45,9



Rys. 29. Widmo poziomu dźwięku turbiny wiatrowej REpower MM92 w punkcie pomiarowym nr 1



Rys. 30. Widmo poziomu dźwięku turbiny wiatrowej REpower MM92 w punkcie pomiarowym nr 4



Rys. 31. Widmo poziomu dźwięku turbiny wiatrowej REpower MM92 w punkcie pomiarowym nr 3



Rys. 32. Widmo poziomu dźwięku turbiny wiatrowej REpower MM92 w punkcie pomiarowym nr 5

W celu oceny oddziaływania farmy wiatrowej (wszystkich działających turbin) na środowisko zamieszkania przez człowieka wykonano pomiar w punkcie 7 (Rys. 10), na granicy zabudowy mieszkaniowej. Punkt pomiarowy był oddalony o ok. 600 m od najbliższej działającej turbiny i ok. 800 m od kolejnej. Pomiar poziomu dźwięku A w tym punkcie (LAeq) wykonano w trakcie pracy elektrowni E1, E3, E4, E5 i wynosił on 37,8 dB(A) (Tab. 3). Ponieważ w najbliższym otoczeniu punktu pomiarowego znajdują się dwie turbiny, zatem wartość zmierzona LAeq odpowiada wartości obliczonej z modelu propagacji dla dwóch pracujących turbin (38,3 dB(A)) (1). Ponadto, wartość zmierzona jest wartością poniżej dopuszczalnej określonej dla pory nocnej dla terenu o przeznaczeniu

zagrodowym (LAeqN=40 dB(A)). Tym samym nie stwierdzono przekroczeń wartości dopuszczalnej określonej w rozporządzeniu [5, 6].

6. Podsumowanie

W artykule przedstawiono aktualny stan wiedzy dotyczący źródeł hałasu generowanego przez turbiny wiatrowe, obowiązującą metodykę pomiarową oraz sposób oceny uciążliwości akustycznej tego typu instalacji, na przykładzie farmy wiatrowej złożonej z pięciu turbin firmy Repower MM92 o mocy elektrycznej 2 MW i mocy akustycznej 104,2 dB(A) każda. Szczególną uwagę zwrócono na wymagania obowiązujących metodyk referencyjnych wykonywania pomiarów przy prędkości wiatru do 5 m/s, podczas gdy turbina pełną moc osiąga przy prędkościach powyżej 10 m/s. Stwierdzono, że przedmiotowa turbina z punktu widzenia generowanego hałasu w danych warunkach meteorologicznych nie stanowiła zagrożenia dla środowiska w świetle obowiązujących przepisów prawnych, nie zarejestrowano też występowania podwyższonych wartości w zakresie pasma infradźwiękowego.

Podziękowania

Praca powstała w ramach realizacji prac statutowych KMiW AGH 2010-2013

Literatura

- [18] Urząd Regulacji Energetyki, <u>http://www.ure.gov.pl/</u> (8.07.2013).
- [19] Rozporządzenie Ministra Środowiska z dnia 4 listopada 2008 r. w sprawie wymagań w zakresie prowadzenia pomiarów wielkości emisji oraz pomiarów ilości pobieranej wody, Dz. U. nr 206 poz.1291.
- [20] A.L. Rogers, J.F. Manwell, *Wind Turbie Noise Issues*, Amherst, Uniity of Massachusetts at Amherst, 2004.
- [21] WindPRO 2.8, EMD International A/S Niels Jernes Vej 10, 9220 Aalborg, Denmark.
- [22] Rozporządzenie Ministra Środowiska z dnia 14 czerwca 2007 r. w sprawie dopuszczalnych poziomów hałasu w środowisku, Dz. U. nr 120, poz. 826.
- [23] Rozporządzenie Ministra Środowiska z dnia 1 października 2012 r. zmieniające rozporządzenie *w sprawie dopuszczalnych poziomów hałasu w środowisku*, Dz. U. nr 0, poz. 1109.
- [24] O. Fegeant, On the masking of wind turbine noise by ambient noise, European Wind Energy Conference, 1-5.03.1999, Nice, France, pp. 184-188.
- [25] Rozporządzenie Ministra Pracy i Polityki Społecznej z dnia 29 listopada 2002 r. w sprawie najwyższych dopuszczalnych stężeń i natężeń czynników szkodliwych dla zdrowia w środowisku pracy, Dz. U. 2002 nr 217 poz. 1833.
- [26] *Nowe wskaźniki i kryteria oceny halasu instalacyjnego w budynkach,* Instytut Techniki Budowlanej w Warszawie, Warszawa, grudzień 2009, Raport 5.1.07 (NA-60).
- [27] T.H. Pedersen, Low Frequency Noise from Large Wind Turbines A procedure for evaluation of the audibility for low frequency sound and literature study. Project report AV 109/08.
- [28] PN-EN 61400-11 Turbozespoły wiatrowe Część 11: Procedury pomiaru hałasu.
- [29] Masayuki Ishibashi at all, Measuring method of wind turbine noise at residential area - Consideration by using various noise indices, Fourth International Meeting on Wind Turbine Noise, Rome Italy, 12-14 April 2011.
- [30] <u>http://www.geoportal.gov.pl/</u>

Ekrany akustyczne w krajobrazie

Janusz KOMPAŁA, Katarzyna KOZERSKA

Central Mining Institute, pl. Gwarków 1, 40-166 Katowice, Poland

Streszczenie

Funkcjonowanie obiektów przemysłowych oraz intensywność ruchu drogowego, kolejowego i lotniczego spowodowały wzrost zanieczyszczenia środowiska hałasem, obserwowany w ostatnich latach głównie w terenie zurbanizowanym.

Obecnie większość działań zmierzających do eliminacji zanieczyszczenia środowiska hałasem sprowadza się do budowania kolejnych ekranów akustycznych. Niejednokrotnie takie bariery akustyczne poprzez swoją formę, kolorystykę i gabaryty stają się nadmierną ingerencją w krajobraz. Podczas projektowania zapomina się o zasadzie zrównoważonego rozwoju, co skutkuje dzieleniem przestrzeni miejskiej pionowymi przegrodami, tworzącymi odosobnione strefy na wzór gett, w których mieszkańcy starają się żyć i funkcjonować.

W artykule poruszono problemy związane zarówno ze skutecznością ekranów akustycznych, ich planowaniem w przestrzeni miejskiej, jak również ich estetyką, formą i kompozycją w krajobrazie.

W ostatnim czasie intensyfikacja zarówno obiektów przemysłowych, jak i komunikacji drogowej, kolejowej oraz lotniczej przyczyniła się do wzrostu zanieczyszczenia warstwy dźwiękowej w krajobrazie. Ochrona przed hałasem oraz działania zmierzające do poprawy jakości klimatu akustycznego sprowadzają się do budowania kolejnych ekranów akustycznych, które niejednokrotnie są nadmierną ingerencją w krajobraz, zakłócając jego wizualną percepcję. Mając na uwadze zapis Europejskiej Konwencji Krajobrazowej o ochronie krajobrazów, a w tym również ochronę widoków oraz postępując zgodnie z zasadą zrównoważonego rozwoju, podczas projektowania ekranów akustycznych należy kierować się nie tylko ich skutecznością lecz również kompozycją i estetyką w krajobrazie.

Według wyżej wspomnianego dokumentu "krajobraz jest kluczowym elementem dobrobytu całości społeczeństwa i jednostek oraz że jego ochrona, a także gospodarka i planowanie niesie w sobie prawa i obowiązki dla każdego człowieka". Zatem krajobraz podlega ochronie, a to oznacza "działania na rzecz zachowania i utrzymywania ważnych lub charakterystycznych cech krajobrazu tak, aby ukierunkować i harmonizować zmiany, które wynikają z procesów społecznych, gospodarczych i środowiskowych" (Europejska Konwencja Krajobrazowa 2000).

Wszelkie inwestycje przeprowadzane w krajobrazie powinny być przemyślane i zaplanowane. Podejmując próby kształtowania krajobrazu, należy pamiętać, jak ujął to Gutersohn (1962), że krajobraz jest wyrazem fizjonomii gospodarki człowieka. "Dobra gospodarka pociąga za sobą harmonię w krajobrazie, natomiast zła – zdewastowanie" (Bogdanowski 1999). Stąd wszelkie działania ingerujące w krajobraz powinny być

prowadzone w porozumieniu ze specjalistami różnych dziedzin naukowych, m.in. urbanistami, planistami, architektami krajobrazu, architektami, inżynierami środowiska, akustykami, ekologami, i in.

Mając na uwadze poważne skutki oddziaływania niepożądanych dźwięków na stan zdrowia człowieka, ochrona środowiska przed hałasem powinna zmierzać nie tylko do przestrzegania określonych przepisów prawnych dotyczących dopuszczalnych poziomów hałasu, ale również jakości dźwięków. Chcąc podołać takim wymaganiom, należy już podczas projektowania zwrócić uwagę na jakość strefy dźwiękowej oraz prawidłowe pod względem ilościowym parametry akustyczne rozpatrywanego terenu (Kompała 2009, Kozerska 2011).

Obecnie krajobraz dźwiękowy jest rzadko poruszanym aspektem w działaniach projektowych, a polepszenie klimatu akustycznego ogranicza się tylko do budowania kolejnych ekranów akustycznych, które niejednokrotnie poprzez swoje gabaryty, formę i kolorystykę są nadmiernym wtrąceniem w krajobraz. Obszary docelowo nacechowane pionowymi barierami akustycznymi wymagają szczególnego doboru kryteriów projektowych i planistycznych, adekwatnych do ich funkcji, charakteru oraz specyfiki, aby nie stały się kolejnymi obszarami wyalienowanymi z całości krajobrazu (Kozerska 2011).

Jeżeli na danym terenie muszą już zostać posadowione ekrany akustyczne, to należy postępować zgodnie ze sztuką projektowania oraz z zasadą zrównoważonego rozwoju, kierując się zarówno ich skutecznością w terenie, jak również estetyką i kompozycją w krajobrazie, dbając tym samym o ochronę rozpatrywanego krajobrazu i jego widoków, o czym traktuje zapis Europejskiej Konwencji Krajobrazowej.

Spośród działań ochronnych na rzecz krajobrazu istotne jest, ale i często pomijane, określenie jego wartości. Ze szczególną emfazą należy podkreślić, że ze względu na indywidualne i emocjonalne podejście do krajobrazu, postrzeganie go w kategoriach wartości jest tendencyjne (Skalski 2007). Stąd bardzo pomocnymi narzędziami służącymi do pracy na rzecz krajobrazu są między innymi opracowania przyrodnicze, historyczne i inne naukowe, a także odpowiednie normy i postanowienia prawne oraz dokumenty wydane przez ustawodawców na potrzeby określonych obszarów.

W tej sytuacji istotnego znaczenia nabiera prawidłowe sterowanie polityką inwestycyjną w zakresie budowy nowych dróg i modernizacji już istniejących., tym bardziej że w tym ostatnim przypadku chodzi zwykle o zwiększenie przepustowości drogi, a zatem stworzenie możliwości zwiększenia prędkości pojazdów, co powoduje nasilenie emisji hałasu. Wspomniana powyżej polityka powinna wymuszać uwzględnienie zastosowania w projektach budowy bądź modernizacji skutecznych środków ochrony przeciwhałasowej jako integralnych składników budowanych lub modernizowanych tras komunikacyjnych.

W ostatnich kilkunastu latach zaprojektowano i wybudowano wiele kilometrów akustycznych ekranów drogowych i kolejowych. Brak jest jednak jednoznacznej metody oceny ich efektywności zarówno fizycznej (parametry akustyczne) jak i subiektywnej w odniesieniu do reakcji mieszkańców danego terenu, którzy chronieni są przez konkretny ekran. Wprowadzany obecnie do powszechnego stosowania sposób ich oceny określa jedynie metodykę pomiaru fizycznych parametrów charakteryzujących ekran, nie pozwala natomiast ocenić jego skuteczności zarówno w odniesieniu do wielkości chronionego terenu jak też wpływu na klimat akustyczny. Skuteczność akustyczną dowolnego ekranu definiuje się jako różnicę pomiędzy wartościami wielkości opisującej hałas, stwierdzonymi w punkcie obserwacji zlokalizowanym w rejonie trasy komunikacyjnej, przed i po zainstalowaniu ekranu.

Przedstawione powyżej w sposób skrótowy problemy określenia skuteczności ekranów, dotyczą głównie sposobu obliczeniowego ustalania wartości tej wielkości. Pomiarowe określenie tego parametru dla zewnętrznych ekranów akustycznych wszystkich typów jest przedmiotem dokumentu ISO 10847. W dokumencie tym sformułowano szczegółowe wymagania odnośnie wykonywania pomiarów wartości poziomu ciśnienia akustycznego w sytuacji gdy ekran jest zainstalowany i gdy go nie ma.

W konkretnym przypadku lokalizacji ekranu akustycznego względem drogi i obiektów chronionych oraz rozmiarów ekranu przedmiotowy ekran powinien spełniać co najmniej odpowiednie wymagania lokalizacyjne i gabarytowe.

Zagrożenie hałasem na terenach silnie zurbanizowanych stanowi tak duże zagrożenie, że skutki społeczne i gospodarcze pociągają za sobą pilną konieczność ich ograniczania, jednak skuteczna ochrona środowiska przed hałasem nie może ograniczać się do działań okazjonalnych. Ograniczanie emisji hałasu przez pojazdy samochodowe i drogi stanowi najważniejszy kierunek w dziedzinie ochrony środowiska przed nadmiernym hałasem. Należy jednak uzmysłowić sobie, iż jest to zapoczątkowanie pewnego procesu w którym należy także uwzględnić stosowanie metod urbanistycznych, archtektonicznobudowlanych czy działań aministracyjno-organizacyjno-prawnych. W każdym konkretnym przypadku lokalizacji przegrody akustycznej wyniki pomiarów geometrii układu: droga – ekran – obiekt dają jedynie dodatkowy, orientacyjny obraz jego konfiguracji. Nie przesądzają jednak np. pozytywnej oceny skuteczności ekranowania, pomimo że uzyskane wartości dla poszczególnych parametrów, spełniają przyjęte wymagania.

Prowadzone w ostatnim czasie badania terenowe pokazują, iż bardzo często nowo instalowane ekrany drogowe nie chronią w pełni terenów mieszkalnych przed działaniem hałasu drogowego, emitowanego z coraz bardziej zatłoczonych tras komunikacyjnych. W związku z powyższym istniejąca sytuacja wymaga często podejmowania działań korekcyjnych, stosunkowo wcześnie, bądź to na etapie tworzenia czy weryfikacji planu zagospodarowania miasta, bądź to w ramach realizacji tzw. planów rozwoju zrównoważonego miasta czy gminy zgodnego z wytycznymi zawartymi w Polityce Ekologicznej Państwa. Rezultatem tego typu przedsięwzięć powinien stać się plan akustyczny - szczególnie obszarów zurbanizowanych. Dlatego dopiero taki dokument może stać się podstawą podjęcia działań mających na celu eliminację lub minimalizację występujących zagrożeń przy uwzględnieniu ich skuteczności, technicznych możliwości oraz kosztów realizacji przyjętego harmonogramu prac.

Rozpatrywanie krajobrazu z punktu widzenia obiektywnej interpretacji jest trudną metodą jego wartościowania. Istotnym jest, aby dobrać odpowiednie dla danego terenu kryteria, którymi można się kierować podczas wykonywania między innymi analizy przyrodniczej, geologicznej i hydrologicznej, analizy percepcyjnej krajobrazu, a także akustycznej. Uzyskane wyniki analiz są nieocenione w pracach planistycznych, projektowych oraz wykonawczych. Należy pamiętać, iż tylko obiektywna wiedza o rozpatrywanym obszarze daje możliwość przeprowadzenia prawidłowego procesu wartościowania krajobrazu (Kozerska 2011).

W czasie długiego procesu planowania oraz projektowania przestrzeni krajobrazowej pod kątem poprawy jakości strefy dźwiękowej środowiska nie należy zapominać o jej walorach estetycznych. Analizom akustycznym powinny towarzyszyć analizy wizualne, które bez wątpienia wzajemnie uzupełniają szeroko pojętą percepcję krajobrazu rozpatrywanego obszaru.



Rys. 1. Schemat doboru narzędzi pracy przy przeprowadzaniu analizy wizualnej (Kozerska K. 2011)

Proces projektowania ekranów akustycznych nie powinien ograniczać się tylko do ich skuteczności w krajobrazie, lecz uwzględniać w sposób równorzędny ich formę, bryłę, kolorystykę, a przede wszystkim docelowość miejsca, w którym będą one funkcjonować. Obecnie wiele rozwiązań inżynierskich stara się spełniać powyższe wymagania, jednak ze względu na wysokie koszta wykonawcze takich barier akustycznych implementacja ich w krajobrazie jest niewielka.

Poniżej przedstawiono kilka przykładów ekranów akustycznych, które można określić jako pozytywnie lub negatywnie wpływające na odbiór krajobrazu.

Pozytywny odbiór w krajobrazie

Zastosowanie roślinności przy drodze poprawia mikroklimat otoczenia oraz poprzez harmonizowanie z otoczeniem pomaga w percepcji krajobrazu.





Fot. 1. Ekran akustyczny. Droga nr 4 kierunek Opole- Kassel (Niemcy) (autor Dawid Siemieniak, 2012)

Ekran w postaci wału ziemnego, bardzo dobrze wpisuje się w krajobraz. Umocnienie skarpy darniną oraz naturalnym kamieniem w postaci muru oporowego, dodatkowo grzbiet nasypu obsadzony roślinnością pozwala interpretować otaczającego krajobrazu jako naturalnie ukształtowany teren (fot. 1).

Ekrany akustyczne w postaci przeszklonych paneli (witryn) dają możliwość wglądu w sąsiadujący krajobraz. Przezierność ekranów pozwala na podziwianie panoram widokowych, nie zakłócając ciągłości widokowej. Potencjalny odbiorca krajobrazu nie odczuwa dyskomfortu związanego z brakiem możliwości percepcji dalszego otoczenia (fot. 2).



Fot. 2. Ekran akustyczny. Trasa A4 – Kierunek Katowice – Sośnica (autor Katarzyna Kozerska, 2012)

Ekrany akustyczne mogą pełnić również funkcję "wybudzaczy krajobrazowych". Poprzez zastosowanie różnych form geometrycznych oraz kolorystyki można uzyskać efekt pobudzenia – "wybudzenia" odbiorcę (kierowcę) czasami monotonnego krajobrazu (fot. 3).



Fot. 3. Ekran akustyczny. DTŚ kierunek Katowice – Chorzów (autor Katarzyna Kozerska, 2012)

Negatywny odbiór w krajobrazie

Bariery akustyczne utworzone z kilku ekranów różnego typu oraz brak konsekwencji w powtórzeniu elementów powodują dysharmonię wizualną otoczenia. Dodatkowym czynnikiem negatywnym w odbiorze krajobrazu jest brak spójności między panelami – każdy fragment reprezentuje gusta innego wykonawcy, co skutkuje "bałaganem krajobrazowym" (fot. 4).



Fot. 4. Ekran akustyczny. DTŚ kierunek Katowice – Chorzów (autor Katarzyna Kozerska, 2012)

Wykonanie ekranu w technice a la Patchwork jest ciekawym pomysłem na bariery akustyczne pełniące funkcję "wybudzaczy" krajobrazowych. W poniższym przykładzie zastosowanie różnorodności kolorystycznej paneli oraz chaotyczne zestawienie ich w całość bardziej przypomina bałagan, niż kompozycyjną spójność, a tym samym narzuca chaotyczny odbiór otoczenia (fot. 5).



Fot. 5. Ekran akustyczny. Trasa A4 – Kierunek Kraków-Katowice (autor Katarzyna Kozerska, 2012)

Bardzo często samo zainstalowanie ekranu nie rozwiązuje sprawy ochrony ludzi przed nadmiernym hałasem. Ekran taki pomimo spełnienia formalnych wymagań prawnych nie uzyskuje akceptacji wśród najbardziej zainteresowanych, czyli ludzi których ma chronić. Stąd też konieczność przeprowadzania odpowiednich wieloaspektowych badań sprawdzających przed rzeczowym i formalnym odbiorem inwestycji. Wnioski zawarte w takim opracowaniu powinny znaleźć swoje odzwierciedlenie, nie tylko w odniesieniu do konkretnej realizacji lecz powinny być także uwzględniane przy tworzeniu bądź nowelizacji odpowiedniego długofalowego programu umożliwiającego ograniczenie hałasu na analizowanym terenie.

Literatura

- Bogdanowski J. 1999: Metoda jednostek i wnętrz architektonicznokrajobrazowych (JARK-WAK) w studiach i projektowaniu. Pomoc dydaktyczna. Politechnika Krakowska im. Tadeusza Kościuszki. Kraków.
- 2. Europejska Konwencja Krajobrazowa: 2000.
- 3. Gutersohn H. 1962: Harmonie in der Landschaft. Solothurn.
- 4. Kompała J. 2009: Mapa akustyczna i program ochrony środowiska przed hałasem jako elementy systemu zarządzania środowiskiem, wydana w serii: Prace Naukowe Głównego Instytutu Górnictwa: STUDIA-ROZPRAWY-MONOGRAFIE, Nr 877, Katowice.
- 5. Kozerska K. 2011: Wykorzystywanie analizy środowiska wizualnego do rewitalizacji obszarów poprzemysłowych w miejskiej przestrzeni publicznej. Prace naukowe GIG Górnictwo i Środowisko. Kwartalnik 3. Katowice.
- 6. Skalski J. 2007: Sztuka patrzenia jako analiza percepcyjna krajobrazu. Czasopismo techniczne z. 5-A. Wydaw. Politechniki Krakowskiej, Kraków.



Wskaźnikowa ocena zagrożenia hałasem środowiska pracy w odkrywkowych kopalniach surowców skalnych

Index assessment of noise hazard of work environment in opencast mines of rock material

Krzysztof Kosała^{*,**}

*AGH Akademia Górniczo-Hutnicza, Wydział Inżynierii Mechanicznej i Robotyki, Katedra Mechaniki i Wibroakustyki, Al. A. Mickiewicza 30, 30-059 Kraków **Centralny Instytut Ochrony Pracy – PIB, ul. Czerniakowska 16, 00-701 Warszawa *E-mail: kosala@agh.edu.pl*

Streszczenie

W artykule pokazano propozycję oceny zagrożenia hałasem środowiska pracy w odkrywkowych kopalniach surowców skalnych przy użyciu wskaźników cząstkowych i globalnego. Globalny wskaźnik jednoliczbowy oceny jest funkcją czterech opracowanych wskaźników cząstkowych: wskaźnika zagrożenia hałasem na stanowisku pracy, wskaźnika hałasu impulsowego, wskaźnika hałasu ciągłego oraz wskaźnika mocy akustycznej maszyn. Pokazano procedury obliczeniowe potrzebne do wyznaczenia wartości wskaźników.

Weryfikację wskaźników cząstkowych przeprowadzono w oparciu o dane uzyskane ze wstępnych badań akustycznych przeprowadzonych w warunkach in-situ w kopalniach wapienia i andezytu. Weryfikacja zaproponowanego wskaźnika globalnego wymaga kontynuacji badań i analiz opartych na kompleksowych pomiarach akustycznych zakładu kopalni surowców skalnych poddawanego ocenie klimatu akustycznego.

1. Wprowadzenie

W badaniach procesów wibroakustycznych stosuje się wiele wskaźników. Wskaźniki te w uproszczony sposób obrazują różnorodne, często skomplikowane zjawiska, zachodzące w analizowanym obszarze oraz mierzą ich zmiany. W wybranych przypadkach do oceny procesów wibroakustycznych mogą być stosowane wskaźniki jednoliczbowe [1]. Są one wówczas miarami ogólnymi i funkcjami wskaźników cząstkowych. Wśród nich wymienić należy wskaźniki: oceny akustycznej hal przemysłowych [2], oceny akustycznej maszyn i urządzeń [3], ekspozycji na drgania [4]. Opracowane zostały również jednoliczbowe wskaźniki oceny jakości akustycznej pomieszczeń takich jak: obiekty sakralne [5] oraz sale szkolne [6].

Z analizą procesów wibroakustycznych, zachodzących w środowisku życia i pracy człowieka, coraz częściej związane są problemy rozwoju zrównoważonego [7],[8]. Wprowadzić można wskaźniki wibroakustyczne rozwoju zrównoważonego, mające na celu wykrywanie i ewidencję obszarów zanieczyszczonych hałasem, co oznacza, że mają określić klimat akustyczny środowiska naturalnego i pracy człowieka.

W artykule zaproponowano wskaźnikową ocenę zagrożenia hałasem środowiska pracy dla pewnego typu obiektów przemysłowych, jakimi są odkrywkowe kopalnie surowców skalnych. Na nadmierne poziomy hałasu, towarzyszące procesom technologicznym, narażeni są przede wszystkim operatorzy maszyn i urządzeń górniczych, co skutkuje występowaniem chorób zawodowych oraz wypadków przy pracy. Do maszyn przeróbczych, charakteryzujących się wysokim poziomem hałasu należą kruszarki, które wymagają zastosowania odpowiednich zabezpieczeń przeciwhałasowych [9]. W niektórych przypadkach eksploatacja odkrywkowych kopalni surowców skalnych stanowi również zagrożenia wibroakustyczne dla mieszkańców i budynków znajdujących się w bliskim sąsiedztwie, zwłaszcza ze względu na prowadzone roboty strzałowe.

Klimat akustyczny odkrywkowej kopalni surowców skalnych jest zależny od szeregu czynników, wśród których głównymi są parametry akustyczne maszyn i urządzeń pracujących w otwartej przestrzeni, ich liczba i sposób zainstalowania. W odkrywkowej kopalni surowców skalnych może znajdować się wiele stanowisk pracy, które w całości tworzą określony klimat akustyczny danej kopalni. Do oceny jakości tego klimatu można wprowadzić wskaźnik globalny, będący przybliżoną miarą ogólną oraz funkcją kilku wskaźników cząstkowych oceny. Zaproponowano cztery wskaźniki cząstkowe: wskaźnik zagrożenia hałasem na stanowisku pracy $W_{\rm HS}$, wskaźnik hałasu impulsowego $W_{\rm HI}$, wskaźnik hałasu ciągłego $W_{\rm HC}$ i wskaźnik mocy akustycznej maszyn $W_{\rm MA}$.

Cztery wskaźniki cząstkowe pozwalają na oszacowanie jakości klimatu akustycznego odkrywkowej kopalni surowców skalnych w postaci jednoliczbowego wskaźnika globalnego W_{GKO} , uwzględniając człowieka (wskaźnik zagrożenia hałasem na stanowisku pracy – W_{HS}), maszynę (wskaźnik mocy akustycznej maszyn W_{MA}) oraz ogólne warunki akustyczne w odkrywkowej kopalni surowców skalnych (wskaźniki: hałasu ciągłego W_{HC} oraz hałasu impulsowego W_{HI}).

2. Wskaźniki cząstkowe oceny zagrożenia hałasem w odkrywkowej kopalni surowców skalnych

2.1. Wskaźnik zagrożenia hałasem na stanowisku pracy W_{HS}

Hałas w środowisku pracy określony jest przez poziom ekspozycji na hałas odniesiony do 8-godzinnego dobowego wymiaru czasu pracy $L_{EX,8h}$, [dB] i odpowiadającą mu ekspozycję dzienną lub poziom ekspozycji na hałas odniesiony do tygodnia pracy i odpowiadającą mu ekspozycję tygodniową, maksymalny poziom dźwięku A, L_{Amax} [dB], i szczytowy poziom dźwięku C, L_{Cpeak} , [dB] [10]. Dopuszczalna ze względu na ochronę słuchu wartość poziomu ekspozycji na hałas odniesionego do 8-godzinnego dobowego wymiaru czasu pracy, $L_{EX,8h}$ wynosi 85 dB [11].

Wskaźnik zagrożenia hałasem na stanowisku pracy $W_{\rm HS}$ jest określony zależnością [12]:

$$W_{HS} = \begin{cases} 0 \quad dla \quad L_{EX,8h} < 65 \ dB \\ 3,19 \cdot 10^{-9} \cdot 10^{0,1L_{EX,8h}} - 1,01 \cdot 10^{-2} \quad dla \quad 65 \ dB \le L_{EX,8h} \le 85 \ dB \\ 1 \quad dla \quad L_{EX,8h} > 85 \ dB \quad \lor \quad L_{A\max} > 115 \ dB \quad \lor \quad L_{Cpeak} > 135 \ dB \end{cases}$$
(1)

gdzie: $L_{EX,8h}$ – poziom ekspozycji na hałas odniesiony do 8-godzinnego dobowego wymiaru czasu pracy, określony wzorem:

$$L_{EX,8h} = L_{Aeq,t_e} + 10\log\frac{t_e}{t_0},$$
 dB, (2)

gdzie: L_{Aeq,I_e} - równoważny poziom dźwięku A wyznaczony dla czasu ekspozycji t_e , w dB, t_0 - czas odniesienia=8h=480 min=28800 s.

Wskaźnik zagrożenia hałasem na stanowisku pracy W_{HS} przyjmuje wartości od 0 do 1. Wartość W_{HS} =0 oznacza bardzo dobry klimat akustyczny na stanowisku pracy

w odkrywkowej kopalni surowców skalnych. Oddziaływanie hałasu ciągłego jest wtedy mało uciążliwe. Wartość W_{HS} =1 oznacza szkodliwe oddziaływanie hałasu ciągłego i złą jakość klimatu akustycznego.

2.2. Wskaźnik hałasu impulsowego W_{HI}

Obok prac związanych z powstawaniem hałasów ciągłych, w odkrywkowych kopalniach surowców skalnych do pozyskiwania surowców skalnych stosowane są roboty strzelnicze będące źródłem hałasów impulsowych (krótkotrwałych), ujemnie wpływających zarówno na stan środowiska zewnętrznego jak i środowiska pracy, jakim jest teren odkrywkowej kopalni surowców skalnych. Robotom strzałowym towarzyszą wysokie poziomy ciśnienia akustycznego, które mogą stanowić zagrożenie dla zdrowia pracowników kopalni [13].

Wskaźnik zagrożenia hałasem impulsowym w środowisku pracy W_{hi} określony jest zależnością:

$$W_{hi} = \begin{cases} 0 & dla & L^*_{EX,8h} < 65 \, dB \\ 3,19 \cdot 10^{-9} \cdot 10^{0,1L^*_{EX,8h}} - 1,01 \cdot 10^{-2} & dla & 65 \, dB \le L^*_{EX,8h} \le 85 \, dB \\ 1 & dla & L^*_{EX,8h} > 85 \, dB \end{cases}$$
(3)

gdzie: $L_{EX,8h}^*$ – poziom ekspozycji na hałas (impulsowy) odniesiony do 8-godzinnego dobowego wymiaru czasu pracy,[dB], określony wzorem:

$$L^*_{EX,8h} = L_{AE} + 10\log\left(\frac{t_0}{8h}\right) \tag{4}$$

gdzie: t_0 – czas odniesienia, t_0 =1s, 8h=8*3600s=28800s, L_{AE} – poziom ekspozycyjny dla pojedynczego zdarzenia (odstrzału), z korekcją filtrem A, dB.

Wskaźnik zagrożenia hałasem impulsowym w środowisku pracy W_{hi} , podobnie jak pozostałe wskaźniki cząstkowe przyjmuje wartości z przedziału od 0 do 1. Gdy obliczona ze wzoru (4) wartość $L^*_{EX,8h}$ będzie mniejsza od przyjętej wartości 65 dB, to wskaźnik W_{hi} , według wzoru (3), wynosi 0, co oznacza brak zagrożenia hałasem impulsowym. Maksymalna wartość wskaźnika W_{hi} równa 1, informuje, że przekroczony został dopuszczalny poziom $L^*_{EX,8h}$ =85 dB, i oddziaływanie hałasem impulsowym od robót strzałowych jest bardzo szkodliwe.

Do oceny klimatu akustycznego w całej odkrywkowej kopalni surowców skalnych zaproponowano wskaźnik hałasu impulsowego W_{HI} ,

$$W_{HI} = \frac{S_{hi(1)}}{S_{a}} \tag{5}$$

gdzie: $S_{hi(1)}$ – powierzchnia odkrywkowej kopalni surowców skalnych, na której wskaźnik zagrożenia hałasem impulsowym w środowisku pracy $W_{hi}=1$, m², S_c – całkowita powierzchnia odkrywkowej kopalni surowców skalnych, m².

Do określenia wartości wskaźnika hałasu impulsowego W_{HI} potrzebne jest wyznaczenie przestrzennego rozkładu wskaźnika pomocniczego - zagrożenia hałasem impulsowym w środowisku pracy W_{hi} .

2.3. Wskaźnik hałasu ciągłego W_{HC}

Wskaźnik hałasu ciągłego W_{HC} informuje o stanie zagrożenia hałasem ciągłym, występującym na terenie odkrywkowej kopalni surowców skalnych. Nie obejmuje on hałasów wewnątrz hal przemysłowych i warsztatowych znajdujących się na jej terenie. Hałas ciągły towarzyszy pracy maszyn i urządzeń takich jak kruszarki, przenośniki taśmowe lub szynowe, koparki, zwałowarki, buldożery, ciężkie samochody transportowe, młoty pneumatyczne, przenośne kompresory i inne. Maszyny te często pracują w obszarach otwartych bez odpowiednich zabezpieczeń wibroakustycznych.

Wpływ hałasu na środowisko, w tym na człowieka zależy od wielu czynników. Są to między innymi czas ekspozycji działania hałasu, jego charakterystyki, jako funkcji częstotliwości a także od cech osoby, na którą oddziałuje hałas. Kryteria oceny szkodliwości działania hałas, a więc opracowane normy dzielą się na oparte na ocenie możliwości uszkodzenia narządu słuchu oraz związane ze szkodliwymi efektami hałasu.

W Polsce przyjmuje się, że dopuszczalne wartości równoważnego poziomu dźwięku A, w czasie 8-godzinnego dnia pracy nie powinny przekraczać 85 dB. Wartość ta, przyjmowana jest za wartość alarmową, natomiast 90 dB jest wartością niebezpieczną. Równoważny poziom dźwięku A mniejszy od 80 dB, nie stwarza ryzyka zagrożenia słuchu.

Zmierzone wartości równoważnego poziomu dźwięku A - L_{Aeq} w równomiernie rozmieszczonych punktach pomiarowych na terenie odkrywkowej kopalni surowców skalnych pozwalają na wykreślenie mapy akustycznej w postaci powierzchniowego, obejmującego teren odkrywkowej kopalni surowców skalnych, rozkładu tego parametru. Powierzchnie kopalni objęte krzywymi jednakowego równoważnego poziomu dźwięku L_{Aeq} , stanowią podstawę do wyznaczenia wskaźnika obejmującego powierzchnię odkrywkowej kopalni surowców skalnych zagrożoną hałasem. Wskaźnik hałasu ciągłego (powierzchni odkrywkowej kopalni surowców skalnych zagrożonej hałasem ciągłym) W_{HC} , jako funkcja równoważnego poziomu dźwięku A - L_{Aeq} , określony jest następującą zależnością:

$$W_{HC} = \frac{\sum_{i=1}^{6} \kappa \cdot S_{o_i}}{S_o}$$
(6)

gdzie: S_0 – całkowite pole ocenianej powierzchni odkrywkowej kopalni surowców skalnych, $[m^2]$, S_{0i} - pole powierzchni odkrywkowej kopalni surowców skalnych objęte krzywą jednakowego poziomu dźwięku wynoszącego 60, 65, 70, 75, 80, 85 dB (i=1,...,6 krzywymi 60, ...,85 dB), $[m^2]$, κ - współczynnik zagrożenia odkrywkowej kopalni surowców skalnych hałasem ciągłym, określony wzorem:

$$\kappa = \frac{10^{0.1(L_{Aeq} - 65)}}{10^{0.1(85 - 65)}} \tag{7}$$

gdzie: *L_{Aeq}* – równoważny poziom dźwięku A, [dB].

Wskaźnik powierzchni odkrywkowej kopalni surowców skalnych zagrożonej hałasem ciągłym przyjmuje wartości od 0 do 1. Wartość W_{HC} =0 oznacza dobry klimat akustyczny w badanym punkcie na terenie odkrywkowej kopalni surowców skalnych. Oddziaływanie hałasu ciągłego jest wtedy mało uciążliwe. Wartość W_{HC} =1 oznacza szkodliwe oddziaływanie hałasu ciągłego.

2.4. Wskaźnik mocy akustycznej maszyn W_{MA}

Wskaźnik mocy akustycznej W_{MA} diagnozuje i informuje o stanie zagrożenia hałasem pochodzącym od maszyn o danych mocach akustycznych, znajdujących się na terenie odkrywkowej kopalni surowców skalnych, w odniesieniu do stanowisk pracy. Ogólne zasady prowadzenia oceny zgodności maszyn oraz wymagania w zakresie ochrony przed hałasem zawarte są w dyrektywie maszynowej 98/37/WE oraz w normach europejskich z zakresu akustyki przemysłowej. Wielkościami fizycznymi emisji hałasu maszyn, które należy mierzyć są poziom ciśnienia akustycznego emisji oraz poziom mocy akustycznej. Poziom mocy akustycznej podaje się, gdy uśredniony w czasie poziom ciśnienia akustycznego emisji skorygowany charakterystyką częstotliwościową A (tzw. równoważny poziom dźwięku A) na stanowisku pracy przekracza 85 dB.

Przyjmując poziom mocy akustycznej A równy 85 dB, jako wartość dopuszczalną, wskaźnik mocy akustycznej W_{MA} wyznacza się ze wzoru:

$$W_{MA} = \begin{cases} 0 \quad dla \quad L_{p(A)} < 85 \ dB \\ 1 \cdot 10^{-12} \cdot 10^{0.1L_{p(A)}} - 3.2 \cdot 10^{-4} \quad dla \quad 85 \ dB \le L_{p(A)} \le 120 \ dB \\ 1 \quad dla \quad L_{p(A)} > 120 \ dB \end{cases}$$
(8)

Wskaźnik W_{MA} przyjmuje wartości z przedziału od 0 do 1. Wartość W_{MA} =0 oznacza, że dopuszczalna wartość poziomu mocy akustycznej A maszyny, równa 85 dB, wyznaczona na stanowisku pracy, nie została przekroczona. Zatem sytuacja akustyczna na stanowisku pracy określana jest, jako odpowiednia, tzn. dana maszyna jest bezpieczna akustycznie. Gdy wartość dopuszczalna $L_{p(A)}$ zostanie przekroczona wówczas wskaźnik mocy akustycznej będzie przyjmował wyższe wartości, maksymalnie W_{MA} =1. Oznacza to, że maszyna jest akustycznie niebezpieczna.

3. Ocena zagrożenia hałasem w wybranych odkrywkowych kopalniach surowców skalnych przy użyciu wskaźników czastkowych

W ramach zadania badawczego wykonano badania poziomów hałasu maszyn i urządzeń pracujących w warunkach rzeczywistych w wielu odkrywkowych kopalniach surowców skalnych. Jednym z obiektów badań była kopalnia wapienia, w której badania dotyczyły między innymi stanowisk pracy [12],[14]. Na rys. 1 pokazano wyznaczone poziomy $L_{Aeq,te}$ [dB], $L_{EX,8h}$ [dB], przyjęte wartości czasu ekspozycji te oraz obliczone wskaźniki zagrożenia hałasem W_{HS} dla 10-ciu stanowisk pracy.



Rys.1. Ocena zagrożenia hałasem na stanowiskach pracy z wykorzystaniem wskaźnika W_{HS} w kopalni wapienia: a) ładowarka L150E, b) ładowarka L180G, c) koparka, d) pokład kruszarki – bieg jałowy, e) pokład kruszarki – tryb kruszenia, f) kruszarka – przy pulpicie sterowniczym, g) kruszarka - bieg jałowy, 4m od maszyny, h) kruszarka - tryb kruszenia,4m od maszyny, i) przesiewacz – bieg jałowy 4m od maszyny, j) przesiewacz – tryb kruszenia, 4m od maszyny

Brak przekroczeń dopuszczalnej wartości poziomu ekspozycji na hałas, wynoszącego 85 dB, dotyczy maszyn załadowczych – ładowarek i koparki (W_{HS} =0). Dla przyjętych czasów ekspozycji t_e=30min, przekroczenia dopuszczalnych wartości nie występują przy pulpicie sterowniczym kruszarki (W_{HS} =0,2) oraz przy przesiewaczu pracującym w trybie biegu jałowego (W_{HS} =0,2) i kruszenia (W_{HS} =0,6).

W odkrywkowej kopalni andezytu dokonane zostały pomiary poziomu ciśnienia akustycznego, które zarejestrowano podczas wykonywanych w kopalni robót strzałowych. Na podstawie przeprowadzonych badań akustycznych wyznaczono poziom ekspozycyjny L_{AE} dla pojedynczego zdarzenia, jakim był wystrzał, wyznaczono poziom ekspozycji na hałas odniesiony do 8-godzinnego dobowego wymiaru czasu pracy $L_{EX,8h}^*$, będący podstawą wyznaczenia wskaźnika zagrożenia hałasem impulsowym w środowisku pracy W_{hi} , określonego wzorem (3). Rozkład wartości wskaźnika W_{hi} wraz z poziomem ekspozycyjnym L_{AE} na terenie kopalni andezytu pokazano w postaci izolinii na rys. 2.



Rys.2. Rozkład wartości wskaźnika zagrożenia hałasem impulsowym w środowisku pracy W_{hi} oraz poziomu ekspozycyjnego L_{AE} w kopalni andezytu

Z rys.2 wynika, że wskaźnik zagrożenia hałasem impulsowym W_{hi} przyjmuje wartość równą 1 tylko w najbliższym sąsiedztwie miejsca wystrzału – przy wyrobisku skalnym. W pozostałym obszarze kopalni wskaźnik zagrożenia hałasem jest równy 0 lub bliski 0, co oznacza brak zagrożenia tego typu hałasem dla pracowników kopalni. Z rozkładu wskaźnika W_{hi} , wyznaczono wskaźnik zagrożenia hałasem impulsowym $W_{\rm HI}$ =0,06.

W kopalni andezytu, wyznaczono poziomy mocy akustycznych maszyn i urządzeń pracujących w kopalni [15]. Na podstawie wzoru (8) obliczono wartości zaproponowanego wskaźnika mocy akustycznej W_{MA} , co pokazano w postaci wykresu na rys. 3.



Rys. 3. Wartości wskaźnika mocy akustycznej W_{MA} w kopalni andezytu dla: a – przenośnika taśmowego bez nadawy; b - pojazdu ciężarowego bez urobku, pomiar w odległości 5 m od auta; c – kruszarki I; d – kruszarki I, podczas wyładunku urobku z pojazdu ciężarowego; e – silosów załadowczych; f – przenośnika taśmowego z nadawą; g – przenośnika taśmowego z nadawą; h – pojazdu ciężarowego z urobkiem, pomiar w odległości 5 m od auta; i – przenośnika taśmowego i kruszarki II z nadawą; j - przenośnika taśmowego i kruszarki III z nadawą; k - przenośnika taśmowego oraz kruszarki I i II z nadawą; l – kruszarki II z nadawą

Na podstawie wartości wskaźników mocy akustycznych W_{MA} można stwierdzić, że żadna badana maszyna, pracująca w terenie otwartym kopalni, nie jest bezpieczna akustycznie. Największe zagrożenie akustyczne stanowią maszyny: kruszarka podczas kruszenia kamienia, przenośniki taśmowe z nadawą przy pracujących kruszarkach I, II i III. Wskaźniki mocy akustycznej tych maszyn wynoszą 1. Najmniej hałaśliwym urządzeniem jest przenośnik taśmowy, w trybie pracy bez nadawy, o wskaźniku mocy akustycznej W_{MA} =0.52. Badane maszyny wymagają zastosowania odpowiednich zabezpieczeń wibroakustycznych.

Na podstawie wyznaczonych poziomów mocy akustycznych maszyn i urządzeń pracujących w kopalni andezytu, w programie SoundPlan 7.1 sporządzono powierzchniowy rozkład równoważnego poziomu dźwięku A, L_{Aeq} w tej kopalni, pokazany na rys. 4. Powierzchnia odbiorcza zlokalizowana na wysokości 1,6 m nad powierzchnią ziemi ma pole 60363,4 m².



Rys.4. Powierzchniowy rozkład równoważnego poziomu dźwięku A, L_{Aeq} w kopalni andezytu

Rozkład równoważnego poziomu dźwięku, pokazany na rys.4 był podstawą do obliczenia wskaźnika powierzchni kopalni zagrożonej hałasem W_{HC} . Pola powierzchni pomiędzy izofonami (rys.4) pokazano w tabeli 1. Na rys. 5 przedstawiono procentowy podział pól powierzchni objętych izofonami oznaczonymi, jako 65+, 70+, 75+, 80+, 85+.

L.p.	Nazwa izofony	Równoważny poziom dźwięku A, L _{Aeq} , [dB]	Nazwa powierzchni pomiędzy izofonami	Pole powierzchni, [m ²]		
1	85	>85	85+	10246,8		
2	80	80÷85	80+	6208,6		
3	75	75÷80	75+	14560,8		
4	70	70÷75	70+	27056,5		
5	65	65÷70	65+	2290,6		

Tabela 1. Pola powierzchni pomiędzy izofonami



powierzchnie między izofonami

Rys.5. Procentowy podział pól powierzchni: 85+, 80+, 75+, 70+, 65+, objętych izofonami 65 – 85 dB w kopalni andezytu

Na podstawie wzoru (6) wyznaczono wartość wskaźnika powierzchni kopalni zagrożonej hałasem ciągłym $W_{\rm HC}\!\!=\!\!0,\!29.$

4. Propozycja wskaźnikowej oceny globalnej

Przyjęto, że wskaźnik globalny oceny zagrożenia hałasem środowiska pracy odkrywkowej kopalni surowców skalnych jest funkcją czterech wskaźników cząstkowych:

$$W_{GKO} = f(W_{HS}, W_{MA}, W_{HC}, W_{HI})$$
 (9)

gdzie: $W_{\rm HS}$ – wskaźnik zagrożenia hałasem na stanowisku pracy, $W_{\rm MA}$ – wskaźnik mocy akustycznej maszyn, $W_{\rm HC}$ – wskaźnik hałasu ciągłego, $W_{\rm HI}$ – wskaźnik hałasu impulsowego.

Wskaźnik globalny przyjmuje wartości, podobnie jak wskaźniki cząstkowe, od 0 do 1. Wartość 0 oznacza bardzo dobry klimat akustyczny w odkrywkowej kopalni surowców skalnych, podczas gdy - 1 szkodliwe oddziaływanie hałasu na załogę kopalni i złą jakość klimatu akustycznego.

Globalna ocena klimatu akustycznego odkrywkowej kopalni surowców skalnych w postaci jednoliczbowego wskaźnika W_{GKO} , uwzględnia człowieka (wskaźnik zagrożenia hałasem na stanowisku pracy – W_{HS}), maszynę (wskaźnik mocy akustycznej maszyn W_{MA})

oraz ogólne warunki akustyczne w odkrywkowej kopalni surowców skalnych (wskaźniki: hałasu ciągłego W_{HC} oraz hałasu impulsowego W_{HI}).

Wskaźnik globalny jest obliczany ze wzoru:

$$W_{GKO} = \frac{1}{4} \left(\frac{\sum_{i=1}^{n} W_{HS_i}}{n} + \frac{\sum_{j=1}^{m} W_{MA_j}}{m} + W_{HC} + W_{HI} \right)$$
(10)

gdzie: W_{HSi} – wskaźnik zagrożenia hałasem na *i*-tym stanowisku pracy w odkrywkowej kopalni surowców skalnych, (*i*=1,..., n), W_{MAj} – wskaźnik mocy akustycznej *j*-tej maszyny w odkrywkowej kopalni surowców skalnych, (*j*=1,..., m), W_{HC} – wskaźnik hałasu ciągłego, W_{HC} – wskaźnik hałasu impulsowego.

5. Wnioski

Pokazane w artykule problemy wskaźnikowej oceny zagrożenia hałasem powodowanym eksploatacją odkrywkowych kopalni surowców skalnych dotyczą wyłącznie środowiska pracy, czyli obszaru kopalni i nie obejmują wpływu zagrożeń hałasowych na środowisko zewnętrzne. Zaproponowano globalny jednoliczbowy wskaźnik oceny zagrożenia hałasem, jako funkcję czterech wskaźników cząstkowych: wskaźnika zagrożenia hałasem na stanowisku pracy, wskaźnika hałasu impulsowego, wskaźnika hałasu ciągłego oraz wskaźnika mocy akustycznej maszyn. Weryfikację wskaźników cząstkowych dokonano w oparciu o dane uzyskane ze wstępnych badań akustycznych przeprowadzonych w warunkach in-situ w kopalniach wapienia i andezytu. Weryfikacja wskaźnika globalnego wymaga kompleksowych badań akustycznych odkrywkowej kopalni surowców skalnych poddanego ocenie.

Zaproponowany wskaźnik globalny może być traktowany, jako jeden z wibroakustycznych wskaźników rozwoju zrównoważonego i zarazem stanowić narzędzie diagnostyczno-informacyjne, dostarczające wiadomości o aktualnym stanie środowiska pracy i jego zagrożeniach w odkrywkowych kopalniach surowców skalnych. Globalny wskaźnik rozwoju zrównoważonego będzie również pomocnym narzędziem informacyjnym po wdrożeniu odpowiednich zabezpieczeń przeciwhałasowych maszyn i urządzeń górniczych w kopalni. Konieczne są dalsze badania związane z omawianymi problemami.

Publikacja opracowana na podstawie wyników II etapu programu wieloletniego "Poprawa bezpieczeństwa i warunków pracy", finansowanego w latach 2011-2013 w zakresie zadań służb państwowych przez Ministerstwo Pracy i Polityki Społecznej. Koordynator programu: Centralny Instytut Ochrony Pracy – Państwowy Instytut Badawczy.

Literatura

- Z.W Engel. Wskaźnikowe metody w wibroakustyce. Mat. XXXVIII Ogólnopolskiego Sympozjum "Diagnostyka maszyn". Politechnika Śląska, Wisła 28.02-04.03.2011, 29-37, (2011).
- [2] Z. Engel, J. Piechowicz. *Metoda wskaźnikowa oceny akustycznej hal przemysłowych*. Mechanika, AGH, **16**(1), 81-93, (1997).
- [3] Z. Engel, D. Pleban. *Wskaźniki oceny akustycznej maszyn.* Mechanika, AGH, **15**(2), 157-173, (1996).
- [4] Z. Engel, P. Kowalski. *Evaluation indices of exposure to vibration*. Machine Dynamics Problems, **24**(3), 19-31, (2000).
- [5] Z. Engel, K. Kosała. Index method of the acoustic quality assessment of sacral buildings. Archives of Acoustics, **32**(3), 3-22, (2007).
- [6] J. Radosz. Global Index of the Acoustic Quality of Classrooms. Archives of Acoustics, 38(2), 159-168, (2013).
- [7] Z. Engel, W.M. Zawieska, *Noise Control at Workplace as an Element of Sustainable Development*. Proc. ICSV18, Rio de Janerio, (2011).
- [8] A. Wawrzeńczyk-Zdżyłowska, W.M. Zawieska. Problemy zrównoważonego rozwoju w analizie wibroakustycznej środowiska pracy. Bezpieczeństwo Pracy, 12, 10-13, (2011).
- K. Kosała, W.M. Zawieska. Propozycje zabezpieczeń przeciwhałasowych w kopalniach odkrywkowych surowców skalnych. Bezpieczeństwo Pracy, 6, 13-17, (2013).
- [10]Z. Engel, W.M. Zawieska. *Halas i drgania w procesach pracy źródła, ocena, zagrożenia.* Warszawa, CIOP-PIB, (2010).
- [11] Rozporządzenie Ministra Pracy i Polityki Społecznej z dnia 29 listopada 2002 r. w sprawie najwyższych dopuszczalnych stężeń i natężeń czynników szkodliwych dla zdrowia w środowisku pracy. DzU nr 217, poz. 1833; zm. DzU 2005, nr 212, poz. 1759, DzU 2007, nr 161, poz. 1140, DzU 2009, nr 105, poz. 873, DzU 2010, nr 141, poz. 950.
- [12]K. Kosała. Badania i ocena zagrożeń wibroakustycznych na wybranych stanowiskach pracy w odkrywkowej kopalni wapienia. Mat. Konf. Wibrotech 2012, 13-14.11.2012, Kraków, AGH, 45-50, (2012).
- [13] J.R. Engel, K. Kosała, M. Kłaczyński. Halasy w kopalniach surowców mineralnych emitowane przez roboty strzałowe. Mat. XXXIV Zimowej Szkoły Zwalczania Zagrożeń Wibroakustycznych, Gliwice-Ustroń, 27.02-03.03.2006, 43-52, (2006).
- [14] K. Kosała, W. Zawieska. Problemy wskaźnikowej oceny zagrożeń wibroakustycznych na stanowiskach pracy w kopalniach odkrywkowych. Mat. XL Zimowej Szkoły Zwalczania Zagrożeń Wibroakustycznych, Gliwice-Szczyrk 27.02-02.03.2012, 129-135, (2012).
- [15] J. Engel, K. Kosała. Sources of Vibroacoustic Hazards in Open-pit Mines of Mineral Raw Materials. Archives of Acoustics, 32(2), 251-262, (2007).

Analiza infradźwiękowego pola akustycznego metodą beamformingu - badania nad czujnikami infradźwiękowymi

Infrasound acoustics field analysis using beamforming method – a study on infrasound sensor

Paweł Małecki, Cezary Kasprzak, Ryszard Olszewski, Roman Trojanowski

AGH Akademia Górniczo-Hutnicza im. Stanisława Staszica w Krakowie, Katedra Mechaniki i Wibroakustyki, al. Mickiewicza 30,30-059 Kraków pawel.malecki@agh.edu.pl

Streszczenie

Głównym celem projektu, jest opracowanie modelu propagacji infradźwięków w przestrzeni zurbanizowanej. W pracy przedstawiono projekt oraz badania nad pojedynczym czujnikiem pomiarowym do rejestracji i wstępnej analizy infradźwięków. Projekt zakłada dużą ilość punktów pomiarowych, w związku z czym, projektowane urządzenie powinno charakteryzować się niską ceną i dużą funkcjonalnością. Do realizacji celu wytypowano niskobudżetowy mikrofon z interfejsem USB, którego czułość w zakresie infradźwiękowym okazała się zbyt niska. Kolejne badania pokazały, iż wynika to z zastosowanej w urządzeniu kapsuły, ponieważ wbudowany przetwornik spełnia wymagane założenia. W artykule opisano również koncepcję wstępnej analizy oraz dystrybucji mierzonego sygnału.

1. Wprowadzenie

Zagadnienie identyfikacji i analizy infradźwięków było rozwijane już od wczesnych lat 60-tych ubiegłego wieku. Uzyskana przez badaczy wiedza i doświadczenie na ten temat umożliwiają opracowanie nowych narzędzi badawczych [1-3], które pozwalają określić wpływ na ludzi urządzeń będących źródłem fal infradźwiękowych. Aby to było wykonalne konieczne jest opracowanie modelu propagacji fal niskoczęstotliwościowych w środowisku zurbanizowanym. Model ten musi zostać poddany weryfikacji na podstawie obserwacji rozkładu pola fal infradźwiękowych. W chwili obecnej brak jest modelu i systemu pozwalającego w pełni monitorować pole infradźwiękowe, a także identyfikować oraz lokalizować źródła generacji infradźwięków. Celem pracy jest opracowanie i wykonanie systemu do pomiaru i akwizycji infradźwieków. System pomiarowy zbudowany bedzie z nastepujacych modułów: mikrofony pomiarowe z przetwornikiem A/C, komputer PC pełniący funkcję serwera oraz analizator. Komputery jednopłytkowe pełnią funkcję rejestratorów sygnałów akustycznych z mikrofonów przystosowanych do pomiaru infradźwięków oraz wykonują wstępną analizę rejestrowanego sygnału. W pracy opisano działania przygotowawcze nad czujnikami pomiarowymi oraz nad algorytmem wstępnej analizy rejestrowanego sygnału. Projektowany czujnik wraz z komputerem powinien

spełniać kryterium ekonomiczne, z uwagi na założenie kilkudziesięciu, do kilkuset punktów pomiarowych oraz akceptowalną dokładnością pomiaru, a więc co najwyżej o rząd wielkości niższą od dokładności laboratoryjnej.

2. Koncepcja czujnika

Dostepne sa przetworniki do badań fal infradźwiekowych, a wiec mikrofony niskoczestotliwościowe z odpowiednimi przedwzmacniaczami, np. GRAS 40AN. Ze wzgledu na to, że sa to głównie przetworniki przeznaczone do badań laboratoryjnych to koszt jednostkowy takich urządzeń jest bardzo wysoki. Znacznie to utrudnia ich zastosowanie na szeroką skalę, w celu prowadzenia badań eksperymentalnych np. do opracowania modelu propagacji infradźwięków. W związku z powyższym rozpoczęto badania nad opracowaniem rozwiązania o mniejszych wymaganiach co do dokładności pomiaru, jednak o znacząco mniejszych kosztach jednostkowych. Dodatkowym problemem w zastosowaniu takich mikrofonów jest konieczność posiadania specjalistycznych kart pomiarowych i kondycjonerów, które bardzo podnoszą koszty, zmniejszając możliwość powszechnego wykorzystania systemu. Charakterystyka tradycyjnego mikrofonu prezentowana jest przeważnie dla pasma słyszalnego. Nie wyklucza to jednak możliwości zastosowania takich mikrofonów w badaniach nad infradźwiękami. Wynika to z faktu, iż wystarczą pewne modyfikacje mechaniczne oraz obwodu elektrycznego tego typu mikrofonu, aby uzyskać zadowalającą skuteczność w paśmie infradźwiękowym. W celu maksymalnego uproszczenia pojedynczego stanowiska badawczego zaproponowano zastosowanie mikrofonu zintegrowanego przedwzmacniaczem mikrofonowym oraz z przetwornikiem analogowo-cyfrowym. Założenia takie spełnia mikrofon w wersji tzw. USB Samson C01U [4], a wiec wykorzystujący do przesyłu sygnału powszechnie dostępny we współczesnych komputerach port szeregowy USB. Wykorzystanie mikrofonu do badań nad infradźwiekami o innym pierwotnym przeznaczeniu wymaga weryfikacji jego czułości w zakresie małych czestotliwości oraz ewentualnych modyfikacji jego konstrukcji mechanicznej lub obwodu elektronicznego [5] aby osiągnąć parametry akceptowalne.

3. Pomiar charakterystyki częstotliwościowej komponentów badanego urządzenia w zakresie małych częstotliwości

Badania pomiarowe nad proponowanym czujnikiem wykonano w komorze infradźwiękowej KMiW (rys 1.). Jest to kabina typu ciśnieniowego, będąca prostopadłościanem o konstrukcji aluminiowej i szkielecie samonośnym wzmacnianym poprzecznie. Ma ona na celu podniesienie ciśnienia akustycznego przez ograniczenie objętości, w której odbywa się eksperyment oraz izolację od warunków zewnętrznych. W suficie kabiny zamontowane jest źródło infradźwięków.



Rys. 1. Kabina infradźwiękowa KMiW AGH

Tor generowania sygnałów akustycznych stanowi sześć głośników GDN 30/80 (typ – magnetoelektryczny, impedancja znamionowa 8 Ω , moc elektryczna 80 W, efektywność głośnika 90 dB @1000 Hz) umieszczonych w kabinie, sterowanych z komputera przez wzmacniacz mocy ELMUZ.

Za pomocą karty pomiarowej NI 9234 o liniowej charakterystyce przenoszenia oraz możliwości pracy zakresie infradźwiękowym, zmierzono charakterystykę częstotliwościową mikrofonu referencyjnego (Gras 40E) oraz mikrofonu z interfejsem USB (rys 2.)



Rys. 2. Charakterystyka częstotliwościowa w zakresie infradźwiękowym mikrofonu referencyjnego (GRASS) oraz badanego (USB

Na rys 2. wartość dla częstotliwości 0 Hz oznacza w tym przypadku wartość tła akustycznego (logarytmiczną sumę energii całego pasma akustycznego), natomiast w przypadku pozostałych częstotliwości jest to wartość uzyskana na podstawie analizy widmowej, czyli wartość maksymalna prążka w otoczeniu analizowanego pasma częstotliwościowego. Uzyskane wyniki wskazują na bardzo niską czułość rozpatrywanego urządzenia w infradźwiękowym zakresie. Poniżej częstotliwości 8 Hz rejestrowane wartości są już znacznie niższe od wartości tła akustycznego, w związku z czym użyteczny zakres dynamiki jest zbyt mały. Na podstawie analizy literatury [5] stwierdzono, iż spadek czułości w częstotliwościach infradźwiękowych może być spowodowany przez filtr górnoprzepustowy, wbudowany w przetwornik impedancji dla mikrofonu. Na podstawie dostępnej dokumentacji technicznej nie udało się uzyskać tej informacji, w związku z czym wykonano analizę układu elektronicznego badanego urządzenia (rys. 3.) i stwierdzono, iż filtr taki nie występuje w badanym urządzeniu.



Rys. 3. Fotografia poglądowa badanego urządzenia

Sygnał z kapsuły mikrofonu podawany jest na przetwornik analogowo-cyfrowy jedynie poprzez kondensator mający za zadanie odciąć składową stałą. W związku z powyższym wykonano pomiar charakterystyki częstotliwościowej przetwornika analogowo-cyfrowego zintegrowanego w obudowie badanego mikrofonu (rys. 4). Badanie zrealizowano za pomocą generatora przebiegów zmiennych w czasie DF-1410 DDC podając sygnał na wejście przetwornika analogowo-cyfrowego i rejestrując wartości przesyłane do komputera PC za pośrednictwem złącza USB.



Rys. 4. Charakterystyka częstotliwościowa w zakresie infradźwiękowym zintegrowanego przetwornika analogowo-cyfrowego badanego mikrofonu (USB) przed i po zwiększeniu pojemności wejściowej

Aby zwiększyć czułość przetwornika w częstotliwościach infradźwiękowych, kondensator o pojemności $0,1\mu$ F został wymieniony na 10 μ F. Na rys. 4 przedstawiono wpływ wykonanej zmiany na mierzoną charakterystykę, które zarówno przed, jak i po modyfikacji posiada spadek czułości w częstotliwościach najniższych, jednak nie jest on tak duży, aby wyeliminował możliwość zastosowania urządzenia do realizacji założonych celów.

Na podstawie analizy wyników kolejnych badań doświadczalnych stwierdzono, iż nie ma możliwości zwiększenia czułości kapsuły badanego mikrofonu w zakresie infradźwiękowym. Podanie dodatkowego zasilania na kapsułę nie przyniosło oczekiwanych rezultatów. W związku z tym uznano, iż należy zastosować kapsułę pojemnościową i spolaryzować ją odpowiednim napięciem. Do kolejnych testów wytypowano kapsułę mikrofonu CMSw Rduch Elektroakustyka [6], o deklarowanym przez producenta paśmie przenoszenia 20 Hz – 20 kHz, czułości 26 mV/Pa oraz impedancji 200 Ω .

4. Interfejs programowy do ciągłego pomiaru infradźwięków

W celu wykonania analizy poziomu ciśnienia akustycznego w zakresie infradźwiękowym napisana została prosta aplikacja w środowisku Matlab, która umożliwia rejestrację infradźwięków, wstępną analizę sygnału oraz transfer danych do serwera (rys. 5.)



Rys. 5. Interfejs użytkownika aplikacji do rejestracji danych i wstępnego przetwarzania

Projektowany system charakteryzuje się prostotą obsługi, ponieważ do uruchomienia należy wybrać jedynie podłączone do komputera urządzenie USB i rozpocząć działanie. Algorytm urządzenia przedstawia się następująco:

- rejestracja bloku danych (z mikrofonu USB) o pełnej godzinie, częstotliwością próbkowania 44,1 kHz
- filtracja dolnoprzepustowa o częstotliwości odcięcia 200 Hz,
- przepróbowanie, decymacja częstotliwości próbkowania do częstotliwości 4410 Hz,
- zapisanie przebiegu czasowego sygnału do pamięci stałej urządzenia,
- podział bloku danych w ramki czasowe ze stałą "slow" (1 s),
- obliczenie widma ramki czasowej z rozdzielczością częstotliwościową n=2^12, co odpowiada szerokości prążka częstotliwościowego około 1 Hz,

- zapisanie wektora wartości w infradźwiękowym zakresie częstotliwości,
- przesłanie gotowych danych na serwer obliczeniowy.

Przykładowa wizualizacja danych otrzymanych z kilku godzin pomiaru porą nocną przedstawiona została na rys. 6.



Rys. 6. Wizualizacja przykładowych, mierzonych danych.

5. Wnioski i dalsze plany badawcze

Obecny stan zaawansowania prac nad badanym urządzeniem pozwala na nakreślenie dalszych planów badawczych obejmujących zwiększenie czułości najsłabszego elementu toru akustycznego, a więc kapsuły mikrofonowej. Konieczne jest wykonanie badań terenowych w celu przeprowadzenia analizy porównawczej projektowanego urządzenia, z urządzeniem referencyjnym o znanej charakterystyce częstotliwościowej, w otoczeniu naturalnego źródła infradźwięków (wodospad, farma wiatrowa). Kolejnym etapem badań jest synchronizacja czasowa czujników rejestrujących infradźwięki. Umożliwi to analizę zależności fazowych pomiędzy poszczególnymi punktami pomiarowymi. Jeżeli testy wykażą zbyt małą precyzję synchronizacji zegarów poprzez sieć internetową, być może należało będzie doposażyć system w odbiornik GPS, który umożliwi zarówno bardzo dokładną synchronizację, jak i informację o aktualnym położeniu czujnika.

Literatura

- [1] C. Kasprzak, *The Influence of Infrasounds on the Electrocardiograph Patterns in Humans*. Acta Physica Polonica A, **118**, 89-90, (2010)
- [2] C. Kasprzak, *Influence of Infrasound on the Alpha Rhythm of EEG Signal*. Acta Physica Polonica A, **121**. A-61. (2012)
- [3] C. Kasprzak, *The Effect of the Narrow-Band Noise in the Range 4 8 Hz on the Alpha Waves in the EEG Signal.* Acta Physica Polonica A, **123**. 980. (2013)
- [4] http://www.samsontech.com/site media/legacy docs/C01U.pdf, z dnia: 1.06.2013
- [5] A.J. Bedard, T.M. Georges, Atmospheric Infrasound. Physics Today. 303. 32-37. (2000)
- [6] <u>http://www.rduch.com.pl/produkcja/mikrofony/cms/mikrofony-cms.htm</u>, z dnia: 1.06.2013

Procedura pomiarowa hałasu ultradźwiękowego w środowisku pracy

The measurement procedure of ultrasonic noise in the working environment

Jan Radosz^{*}

*Centralny Instytut Ochrony Pracy – Państwowy Instytut Badawczy ul. Czerniakowska 16, 00-701 Warszawa E-mail: jarad@ciop.pl

Streszczenie

Hałas ultradźwiękowy jest jednym z czynników szkodliwych w środowisku pracy a wymagania dotyczące przeprowadzania jego badań określają odpowiednie rozporządzenia. Przepisy te obligują laboratoria badawcze wykonujące pomiary do określania budżetu niepewności. Jednakże w zakresie hałasu ultradźwiękowego nie istnieją wytyczne, w jaki sposób określać niepewność pomiarów oraz w jaki sposób uwzględniać czynniki, które mają na nią wpływ. Co więcej, brak jest aktualnych norm czy procedur dotyczących badania hałasu ultradźwiękowego. W referacie przedstawiono koncepcję nowej metodyki badań z uwzględnieniem niepewności pomiaru opracowanej na podstawie analizy aparatury pomiarowej oraz czynników wpływających na wynik pomiaru.

1. Wprowadzenie

Hałas ultradźwiękowy definiuje się jako hałas, w którego widmie występują składowe o wysokich częstotliwościach słyszalnych i niskich ultradźwiękowych. Znajduje się on w wykazie szkodliwych czynników w środowisku pracy, a podstawą oceny ekspozycji na ten rodzaj hałasu jest analiza widmowa w pasmach tercjowych o częstotliwościach środkowych z przedziału 10 kHz – 40 kHz. Głównymi źródłami hałasu ultradźwiękowego w środowisku pracy są tzw. technologiczne urządzenia ultradźwiękowe niskich częstotliwości, takie jak myjki, zgrzewarki, drążarki, lutownice ręczne i wanny do cynowania detali. Hałas ultradźwiękowy jest również emitowany przez sprężarki wysokoobrotowe, palniki, zawory, narzędzia pneumatyczne oraz maszyny wysokoobrotowe, w tym strugarki, frezarki, szlifierki, piły tarczowe i niektóre maszyny włókiennicze [1]. Z uwagi na brak aktualnych norm dotyczących oceny zagrożenia tym czynnikiem fizycznym w środowisku pracy [2], w referacie przedstawiono koncepcję nowej metodyki badań z uwzględnieniem niepewności pomiaru, opracowanej na podstawie analizy aparatury pomiarowej oraz czynników wpływających na wynik pomiaru.

2. Aparatura pomiarowa

Pomiar hałasu ultradźwiękowego na stanowiskach pracy obejmuje pomiar równoważnego poziomu ciśnienia akustycznego oraz pomiar maksymalnego poziomu

ciśnienia akustycznego w pasmach 1/3-oktawowych o częstotliwościach środkowych od 10 kHz do 40 kHz [3]. Ze względu brak ustalonych wymagań dla przyrządów do pomiarów w tym zakresie częstotliwości [2], pomiary ww. wielkości należy wykonywać za pomocą miernika/analizatora:

- zgodnego z odpowiednimi normami [4, 5] w zakresie częstotliwości 20 kHz (zgodność potwierdzona w czasie badania typu),
- o umożliwiającego pomiary w zakresie częstotliwości, co najmniej do 50 kHz,
- o wyposażonego w mikrofon pola swobodnego o średnicy 1/4 cala klasy WS3F [6],
- wyposażonego w filtry pasmowe 1/3-oktawowe o częstotliwościach środkowych z zakresu co najmniej 10 kHz – 40 kHz.

Dodatkowe wymagania aparatury pomiarowej są następujące:

- w czasie pomiarów mikrofon stosowany jest bez siatki ochronnej lub zastosowana jest odpowiednia korekcja wyniku pomiaru,
- znane są wartości charakterystyki częstotliwościowej mikrofonu w polu swobodnym przy częstotliwościach odpowiadających częstotliwościom środkowym filtrów 1/3-oktawowych w zakresie od 10 kHz do 40 kHz oraz niepewności standardowe wyznaczenia tych wartości (kontrola metrologiczna),
- przed rozpoczęciem pomiarów przeprowadza się sprawdzenie miernika/analizatora za pomocą kalibratora akustycznego klasy 1, wytwarzającego sygnał o częstotliwości nominalnej 1 kHz i nominalnym poziomie ciśnienia akustycznego 94 dB, przy czym kalibrator jest stosowany z adapterem dostosowującym średnicę jego komory sprzęgającej do wymiarów mikrofonu o średnicy 1/4 cala.

Pomiary hałasu ultradźwiękowego powinny być wykonywane w następujących warunkach środowiskowych:

- \circ temperatura: 23 ± 10 °C,
- o ciśnienie statyczne: 97 105 kPa,
- o zakres wilgotności względnej: 25 90 %.

W przypadku warunków środowiskowych nie odpowiadającym ww. wymaganiom, należy taką informację zamieścić w sprawozdaniu z badań.

Kontrola metrologiczna aparatury do pomiarów hałasu ultradźwiękowego obejmuje:

- a) wzorcowanie mikrofonu, obejmujące wyznaczenie jego charakterystyki częstotliwościowej w polu swobodnym metodą pobudnika elektrostatycznego w zakresie częstotliwości od 250 Hz do 50 kHz, z zastosowaniem poprawek dla warunków pola swobodnego, określonych przez producenta mikrofonu,
- b) wzorcowanie filtrów pasmowych 1/3-oktawowych obejmujące:
 - wyznaczenie charakterystyk tłumienia względnego wszystkich filtrów o częstotliwościach środkowych z zakresu od 10 kHz do 40 kHz,
 - wyznaczenie błędów liniowości i zakresu liniowości analizatora z filtrami o częstotliwości środkowej 10 kHz i 40 kHz,
 - pomiar szumów własnych miernika z filtrami i zainstalowanym mikrofonem we wszystkich pasmach 1/3-oktawowych o częstotliwościach środkowych z zakresu 10 kHz - 40 kHz,
- c) wyznaczenie błędów związanych z uśrednianiem liniowym i uśrednianiem wykładniczym,
- d) wzorcowanie kalibratora akustycznego wykonane z zapewnieniem spójności pomiarowej.

Kontrolę metrologiczną aparatury do pomiarów hałasu ultradźwiękowego należy przeprowadzać przynajmniej raz na dwa lata.

Pomiary hałasu ultradźwiękowego na stanowiskach pracy nie wymagają na ogół stosowania osłon przeciwwietrznych, wszechpogodowych, czy też korygujących osłon stożkowych (ang. nose cone). Jeżeli jednak zaszłaby taka potrzeba, to powinna być znana charakterystyka częstotliwościowa mikrofonu w konfiguracji z taką osłoną z uwagi na duży wpływ na wynik pomiaru.

2. Metoda pomiarowa

Pierwszym krokiem, jaki należy podjąć przed przystąpieniem do przeprowadzenia pomiarów, jest analiza warunków pracy. Ma ona zapewnić wystarczający zbiór informacji dotyczących stanowiska pracy, na którym wykonuje się pomiary (złożoność warunków akustycznych na stanowisku pracy, liczba pracowników objętych badaniem, długość dnia zmiany roboczej, określony czas przeznaczony na przeprowadzenie pomiarów, itp.).

Stanowiska pracy związane z hałasem ultradźwiękowym z reguły są stacjonarnymi stanowiskami pracy, a wykonywane na nich czynności mogą być podzielone na wyraźne przedziały czasowe. W takim przypadku najbardziej efektywną metodą pomiarową jest metoda z podziałem na czynności [7]. Polega ona na analizie pracy i podziale jej na pewną liczbę reprezentatywnych czynności, dla których przeprowadza się oddzielne pomiary.

Dla każdej wyróżnionej pod względem akustycznym czynności należy wykonać co najmniej trzy pomiary (Rys.1). Zaleca się wykonywać pomiary w różnych odcinkach czasu trwania danej czynności, aby pokryć zmienność warunków akustycznych.

Jeśli wyniki trzech pomiarów w dominującym paśmie częstotliwości (np. częstotliwość pracy sonotrody zgrzewarki ultradźwiękowej) dla danej czynności będą różnić się między sobą o 3 dB lub więcej, należy:

- o przeprowadzić dodatkowe pomiary danej czynności (trzy lub więcej),
- o powtórzyć pomiary z dłuższym czasem trwania każdego pomiaru.

W każdym wyróżnionym przedziale narażenia czas pomiaru należy dobrać tak, aby zostały uwzględnione czasowe zmiany poziomu ciśnienia akustycznego. W przypadku czynności cyklicznych (np. zgrzewanie przewodów), czas trwania pomiaru powinien obejmować co najmniej kilka pełnych cykli wykonywanej czynności. Kiedy hałas ultradźwiękowy ma charakter nieustalony zaleca się aby czas jednego pomiaru wynosił co najmniej 5 minut.



Rys. 1. Metoda pomiarów z podziałem na czynności – przebieg czasowy poziomu ciśnienia akustycznego na stanowisku pracy

Wartości równoważnego poziomu ciśnienia akustycznego dla danego przedziału narażenia wyznacza wg poniższego wzoru:

$$L_{fi,eq,Te} = 10 \log \left(\frac{1}{J} \sum_{j=1}^{J} 10^{0,1 \times L_{fi,eq,Te,j}} \right)$$
(1)

gdzie:

 $L_{fi,eq,Te}$ – równoważny poziom ciśnienia akustycznego w *i*-tym paśmie częstotliwości f, w przedziale narażenia T_e , w dB

 $L_{fi,eq,Te,j}$ – równoważny poziom ciśnienia akustycznego w *i*-tym paśmie częstotliwości *f*, dla *j*-tego pomiaru (próbka) w przedziale narażenia T_e , w dB,

J – liczba pomiarów w przedziale narażenia T_e .

Poziom maksymalny w danym przedziale narażenia $L_{max,Te}$ określa się jako wartość największą z uzyskanych wartości maksymalnych z zarejestrowanych pomiarów elementarnych (próbek) $L_{max,Te,j}$. Poziomy maksymalne wyznacza się z zarejestrowanych przebiegów czasowych z częstotliwością próbkowania 0,125 s (wartość odpowiadająca stałej czasowej FAST) lub poprzez uśrednianie wykładnicze ze stałą 0,125 s.

Przy wyznaczaniu poziomu ekspozycji na hałas ultradźwiękowy odniesionego do 8godz. lub tygodniowego wymiaru czasu pracy istotnym zagadnieniem jest oszacowanie czasu narażenia. Można to zrobić na podstawie własnych obserwacji lub na podstawie informacji uzyskanych od pracownika lub osób nadzorujących dane stanowisko pracy. Informacje zebrane w ten sposób z reguły stanowią jedną z bardziej niepewnych danych przy wyznaczaniu ekspozycji, w szczególności na stanowiskach pracy, gdzie występuje cykliczny hałas impulsowy⁵.

Jednymi z najczęściej występujących w środowisku pracy urządzeń ultradźwiękowych są zgrzewarki ultradźwiękowe. Emitują one hałas impulsowy bardzo często o wysokich poziomach ciśnienia akustycznego, przekraczających dopuszczalne wartości (zarówno $L_{fi,eq,8h}$ jak i $L_{fi,max}$). Narażenie na hałas ultradźwiękowy na stanowiskach pracy obsługi tych urządzeń jest ściśle powiązane z ilością zgrzewanych elementów w czasie pobytu pracownika na stanowisku pracy oraz poziomami ciśnienia akustycznego w czasie zgrzewania (Rys. 2).

⁵ Hałas impulsowy w zakresie ultradźwiękowym definiuje się jako hałas składający się z

jednego lub wielu zdarzeń dźwiękowych, o czasie trwania krótszym niż 1 s w co najmniej

jednym tercjowym paśmie częstotliwości z zakresu 10-40 kHz



Rys. 2. Przebieg czasowy poziomu ciśnienia akustycznego dla tercjowego pasma częstotliwości 20 kHz podczas operacji zgrzewania na stanowisku pracy zgrzewarki ultradźwiękowej [3].

W takich przypadkach najdokładniejszym sposobem oszacowania czasu trwania danego przedziału narażenia jest wykorzystanie harmonogramów produkcji. Przy takim podejściu należy wykonać kilka elementarnych pomiarów w wyznaczonych przedziałach czasowych, przy założeniu, że rejestrowana jest określona ilość cykli zgrzewania (patrz Rys. 2). Następnie, na podstawie czasu trwania określonej liczby cykli, wyznacza się średnią wartość czasu trwania jednego cyklu zgrzewania a następnie wyznacza się czas trwania ilości cykli określonych w harmonogramie produkcji określając jednocześnie czas narażenia wg wzoru:

$$T_{e} = k \frac{1}{J} \sum_{j=1}^{J} \frac{T_{e,j}}{k_{j}}$$
(2)

gdzie:

 T_e - czas trwania przedziału narażenia, w h, min lub s,

- $T_{e,j}^{e}$ - czas trwania *j*-tego pomiaru, w h, min lub s,
- k_j J - liczba cykli zgrzewania w czasie *j*-tego pomiaru,
- liczba pomiarów w czasie ekspozycji,
- k - całkowita liczba zgrzewów (liczba wykonanych elementów) w czasie ekspozycji odczytana z harmonogramu produkcji.

Przed i po przeprowadzeniu pomiarów należy sprawdzić tor pomiarowy przy użyciu kalibratora akustycznego. Jeśli wyniki wskazań miernika/analizatora z użyciem kalibratora przed i po skończeniu pomiarów różnią się między sobą o więcej niż 0,5 dB wyniki tych pomiarów należy odrzucić.

Mikrofon w czasie wykonywania pomiarów powinien być umieszczany w odległości około 10 cm od wejścia do kanału ucha zewnętrznego, po stronie ucha narażonego na

wyższe wartości poziomu dźwięku. Zaleca się również zbadane pola akustycznego wokół źródła hałasu ultradźwiękowego, z uwagi na silną kierunkowość urządzeń ultradźwiękowych. Mikrofon należy kierować w stronę źródła emitującego hałas ultradźwiękowy. Osoba przeprowadzająca pomiary i osoby postronne powinny znajdować się w odległości co najmniej 0,5 m od mikrofonu.

Wynik pomiaru poziomu ciśnienia akustycznego w pasmach 1/3-oktawowych o częstotliwościach środkowych w zakresie 10 kHz – 40 kHz można przedstawić za równania:

$$L_{fi} = L_{fi} + K_{ap,fi} - K_{g,fi}$$
(3)

gdzie:

- L_{fi} wskazanie miernika/analizatora z wybranym i-tym filtrem1/3-oktawowym i wybraną funkcją uśredniania liniowego lub funkcją uśredniania wykładniczego, w dB,
- *K_{ap,fi}* poprawka uwzględniająca łączny wpływ charakterystyk metrologicznych aparatury na wynik pomiaru, w dB (wyznaczana podczas okresowej kontroli metrologicznej),
- $K_{g,fi}$ poprawka uwzględniająca wpływ na wynik pomiaru stosowania siatki ochronnej mikrofonu, w dB (patrz Tab. 1).

Tab.1. Poprawka uwzględniająca wpływ na wynik pomiaru stosowania siatki ochronnej mikrofonu $K_{g,fi}$.

$K_{a.fi}$ [dB]	10	12,5	16	20	25	31,5	40
	kHz	kHz	kHz	kHz	kHz	kHz	kHz
Siatka ochronna Brüel & Kjær	0,5	0,9	1,5	2,2	3,2	4,6	5,1
Siatka ochronna G.R.A.S.	0,4	0,8	1,2	1,6	2,3	3,0	3,7

3. Niepewność pomiarowa

Podając wynik pomiaru wielkości fizycznej (jakim w przypadku hałasu ultradźwiękowego jest poziom ciśnienia akustycznego), konieczne jest podanie ilościowej informacji o jakości tego wyniku, aby korzystający z tego wyniku mógł oszacować jego wiarygodność. Podstawowymi koncepcjami wg przewodnika ISO/IEC Guide 98-3 [8] w wyznaczaniu niepewności są:

- wiedza o każdej wielkości, która wpływa na wielkość mierzoną z zasady nie jest pełna i może być wyrażona w postaci funkcji gęstości prawdopodobieństwa wartości dających się przypisać do danego parametru, na podstawie tej wiedzy,
- oczekiwana wartość funkcji gęstości prawdopodobieństwa jest przyjmowana jako najlepsze przybliżenie wartości danej wielkości,
- odchylenie standardowe funkcji gęstości prawdopodobieństwa jest przyjmowane jako niepewność standardowa związana z danym oszacowaniem,
- funkcja gęstości prawdopodobieństwa jest oparta na wiedzy o wielkości, o której można wnioskować na podstawie powtarzalnych pomiarów (niepewność typu A) i/lub naukowej ocenie opartych na wszystkich dostępnych informacjach o wszystkich możliwych wpływach na zmienność danej wielkości (niepewność typu B).

Zgodnie z tą koncepcją przy szacowaniu niepewności należy wziąć pod uwagę wszystkie składniki niepewności, które są istotne w danej sytuacji, z wykorzystaniem odpowiednich metod analizy. Wg wytycznych PCA (Polskie Centrum Akredytacji) [9] przy decydowaniu, czy składowa niepewności może być pominięta należy uwzględnić względne wielkości największej i najmniejszej składowej, wpływ poszczególnych składowych na podawaną niepewność oraz uzasadnienie stopnia dokładności dotyczącego wyznaczanie niepewności, uwzględniającego wymagania klienta, regulacji prawnych oraz innych wymagań zewnętrznych.

Ogólnie rzecz biorąc w przypadku pomiarów hałasu głównymi źródłami niepewności są:

- zmienność w poszczególnych dniach warunków pracy i wykonywanych przez pracownika zadań (trudność w ocenie reprezentatywności hałasu występującego w czasie pomiarów),
- o niepewność próbkowania (niepewność przyjętej metody badawczej),
- o przyrządy pomiarowe i kalibracja,
- o położenie mikrofonu,
- Dodatkowymi źródłami niepewności, które powinny być eliminowane na etapie analizy warunków pracy i kontroli w czasie pomiarów, są:
- o nietypowe zdarzenia akustyczne, np. podmuch wiatru, potrącenia mikrofonu itp.,
- o niedostateczna lub błędna analiza warunków pracy,
- hałas pochodzący od nietypowych źródeł (rozmowy, grające radio, sygnały alarmowe lub nietypowe zachowania pracownika).

W przypadku hałasu ultradźwiękowego, z uwagi na zakres częstotliwości, szczególnego znaczenia nabierają takie źródła niepewności jak położenie mikrofonu, aparatura pomiarowa i kalibracja.

Biorąc pod uwagę to, że wielkości wejściowe budżetu niepewności nie są skorelowane, złożoną niepewność standardową równoważnego poziomu ciśnienia akustycznego dla danego przedziału narażenia $u_{fi,Te}$, zgodnie z ISO/IEC Guide 98-3 [8], obliczana się na podstawie wartości liczbowych poszczególnych udziałów niepewności wg wzoru:

$$u_{fi} = \sqrt{c_{fi,1}^2 \cdot (u_{fi,1}^2 + u_{fi,2}^2 + u_{fi,3}^2)}$$
(4)

gdzie:

 $c_{fi,Te}$ – współczynnik wrażliwości w *i*-tym paśmie częstotliwości *f*,

 $u_{fi,1}$ – niepewność standardowa związana z rozrzutem wartości próbek w *i*-tym paśmie częstotliwości *f*, w dB,

 $u_{fi,2}$ – niepewność standardowa związana z aparaturą pomiarową w *i*-tym paśmie częstotliwości *f*, w dB,

 $u_{fi,3}$ – niepewność standardowa związana z położeniem mikrofonu w *i*-tym paśmie częstotliwości *f*, w dB

Współczynniki wrażliwości określają w jakim stopniu dany przedział narażenia wpływa na wyznaczaną wartość równoważnego poziomu ciśnienia akustycznego odniesionego do 8-godz. lub do tygodniowego wymiaru czasu pracy. Współczynnik wrażliwości $c_{\rm fi,1a,Te}$ oblicza się wg wzoru:

$$c_{fi,1a,Te} = \frac{T_e}{T_o} 10^{0,1 \times \left(L_{fi,eq,Te} - L_{fi,eq,8h}\right)}$$
(5)

gdzie:

 $L_{fi,eq,Te}$ – równoważny poziom ciśnienia akustycznego w *i*-tym paśmie częstotliwości *f*, w przedziale narażenia *Te*, w dB,

 $L_{fi,eq,8h}$ – równoważny poziom ciśnienia akustycznego w *i*-tym paśmie częstotliwości *f*, odniesiony do 8-godz. dnia pracy, w dB,

 T_e – czas narażenia w danym przedziale czasowym,

 T_0 – czas odniesienia, T_0 =480 min.

W tak przyjętej metodzie pomiarowej niepewność standardową związaną z rozrzutem wartości próbek $u_{fi,I}$ dla danego przedziału narażenia wyznacza się ze wzoru:

$$u_{fi,1} = \sqrt{\frac{1}{J(J-1)}} \left[\sum_{i=1}^{J} \left(L_{fi,eq,Te,j} - \overline{L_{fi,eq,Te}}\right)^2\right]$$
(6)

gdzie:

 $L_{fi,eq,Te,j}$ – równoważny poziom ciśnienia akustycznego w *i*-tym paśmie częstotliwości *f*, dla j-tego pomiaru (próbka) w przedziale narażenia *Te*, w dB,

J – liczba pomiarów w przedziale narażenia Te,

 $L_{fi,eq,Te}$ – wartość średnia równoważnego poziomu ciśnienia akustycznego w *i*-tym paśmie częstotliwości *f*, w przedziale narażenia *Te*, w dB.

Ponieważ wartości poziomów ciśnienia akustycznego są odczytywane w decybelach rachunek niepewności powinien być prowadzony na odlogarytmowanych wartościach [10]. Ze względów praktycznych oraz w celu zachowania spójności z innymi metodami pomiaru hałasu (pomiaru hałasu w zakresie słyszalnym, pomiary mocy akustycznej, pomiary emisji akustycznej, itp.) dopuszcza się jednak ww. podejście tj. szacowanie niepewności standardowej $u_{fi,I}$ na wartościach w dB [3, 7, 11].

Przy wyznaczaniu złożonej niepewności standardowej maksymalnego poziomu ciśnienia akustycznego $u_{fi,max}$ w budżecie niepewności nie uwzględnia się współczynników wrażliwości, ponieważ poziom maksymalny określa się jako wartość największą z uzyskanych wartości maksymalnych z zarejestrowanych pomiarów elementarnych (próbek).

Niepewność standardową związana z aparaturą pomiarową $u_{fi,2}$ wyznaczono na podstawie wyników badań prowadzonych w GUM (Główny Urząd Miar) oraz CIOP-PIB (Centralny Instytut Ochrony Pracy – Państwowy Instytut Badawczy) [12] a jej wartości w zależności od częstotliwości przedstawiono w tabeli poniżej (Tab. 2).

Niepewność standardową związana z położeniem mikrofonu $u_{fi,3}$ wyznaczono empirycznie [3] a jej wartości w zależności od częstotliwości przedstawiono w tabeli poniżej (Tab. 3).

Niepewność standardowa	Częstotliwość środkowa pasma 1/3-oktawowego [kHz]						
	10	12,5	16	20	25	31,5	40
Niepewność złożona							
równoważnego poziomu ciśnienia	0.45	0,46	16 0,46 0,45	0,47	0,47	0,49	0,50
akustycznego	0,45	0,40					
$u_{fi,2}(L_{fi,eq,Te})$ [dB]							
Niepewność złożona							
maksymalnego poziomu ciśnienia	0.44	0.45	0.45	0.45	0.46	0.48	0.40
akustycznego	0,44	0,45	0,43	0,43	0,40	0,40	0,49
$u_{fi,2}(L_{fi,max})$ [dB]							

Tab.2. Niepewność standardową związana z aparaturą pomiarową $u_{fi,2}$

Tab.3. Niepewność standardowa związana z położeniem mikrofonu u_{i_1}

Niepewności standardowa związana z położeniem mikrofonu	10 kHz	12,5 kHz	16 kHz	20 kHz	25 kHz	31,5 kHz	40 kHz
<i>u</i> _{fi,3} [dB]	0,7	0,9	0,9	1,0	1,2	1,3	1,5

Przy wyznaczaniu niepewności standardowej związanej z położeniem mikrofonu $u_{fi,3}$ nie uwzględniano składowej związanej z położeniem mikrofonu w obszarze przestrzeni pracy (obszar ten zależy m.in. od wzrostu pracownika i wychylenia ciała podczas pracy od pozycji referencyjnej). Zakłada się, że w celu określenia miejscowych zmian poziomu ciśnienia akustycznego, mikrofon powinien być przemieszczany w obszarze przestrzeni pracy określonym w "Atlasie miar człowieka" [14]. Uwzględnienie tej składowej w budżecie niepewności spowodowałoby trudności w ocenie ryzyka ze względu na duże wartości niepewności rozszerzonej.

Zgodnie z przewodnikiem ISO/IEC Guide 98-3 [8] do oceny badanego zjawiska należy używać niepewności rozszerzonej. Określa ona przedział wokół wyniku pomiaru, od którego to przedziału można oczekiwać, że obejmuje dużą część rozkładu wartości, które w uzasadniony sposób można przypisać wielkości mierzonej. W przypadku pomiarów hałasu w środowisku pracy z reguły przyjmuje się 95% jednostronny przedział ufności [7, 11]. Niepewność rozszerzoną w takim przypadku U_{fi} oblicza się ze wzoru:

$$U_{fi} = 1,65 \ u_{fi} \ [\text{dB}]$$
 (5)

gdzie:

 u_{fi} – niepewność złożona w *i*-tym paśmie częstotliwości f, w dB.

4. Podsumowanie

Do przeprowadzania badań i pomiarów czynników szkodliwych dla zdrowia w środowisku pracy, w tym pomiarów hałasu ultradźwiękowego, są upoważnione akredytowane laboratoria badawcze zgodnie z Ustawą z dnia 30 sierpnia 2002 r. o systemie oceny zgodności, czyli laboratoria badawcze legitymujące się akredytacją Polskiego Centrum Akredytacji (PCA). Oprócz laboratoriów prowadzonych przez jednostki

organizacyjne lub osoby fizyczne pomiary czynników szkodliwych mogą być wykonywane m.in. także w: laboratoriach szkół wyższych i instytutów PAN (Polska Akademia Nauk), laboratoriach PIP (Państwowa Inspekcja Pracy) i innych instytutów badawczych, pod warunkiem, że mają wdrożony system zapewnienia jakości (Rozporządzenie Ministra Zdrowia). Laboratoria badawcze są zobligowane do posiadania metody określania budżetu niepewności. Podstawą takich wymagań jest norma PN-EN ISO/IEC 17025 [14]. Zgodnie z dokumentem ILAC G17:2002 [15] dotyczącym wprowadzenia problematyki niepewności pomiarów w związku z wejściem do stosowania normy PN-EN ISO/IEC 17025 zaleca się, aby stwierdzenie dotyczące niepewności pomiaru zawierało informacje dostateczne dla celów porównawczych (np. z wartościami najwyższych dopuszczalnych natężeń NDN [3])

Obecne metody pomiarowe hałasu ultradźwiękowego, zarówno w Polsce jak i na świecie, nie zawierają informacji dotyczących dokładności pomiarów oraz szacowania budżetu niepewności. W zakresie częstotliwości powyżej 20 kHz nie ma również informacji w piśmiennictwie o czynnikach wpływających na wynik pomiaru poziomu ciśnienia akustycznego. Analiza danych literaturowych wykazała również konieczność ujednolicenia istniejących metod pomiarowych opracowywanych na przestrzeni lat, z uwzględnieniem wymagań dotyczących określania budżetu niepewność pomiarów oraz obecnych możliwości aparatury pomiarowej i jej wzorcowania. Dlatego konieczne było opracowanie nowej koncepcji metody pomiaru hałasu ultradźwiękowego w celu zwiększenia dokładności i wiarygodności oceny ryzyka.

Publikacja opracowana na podstawie wyników II etapu programu wieloletniego pn. "Poprawa bezpieczeństwa i warunków pracy", finansowanego w latach 2011-2013 w zakresie zadań służb państwowych przez Ministerstwo Pracy i Polityki Społecznej. Koordynator programu: Centralny Instytut Ochrony Pracy – Państwowy Instytut Badawczy

Literatura

- [1] Pawlaczyk-Łuszczyńska M., Dudarewicz A., Śliwińska-Kowalska M., Źródła ekspozycji zawodowej na hałas ultradźwiękowy ocena wybranych urządzeń. Medycyna Pracy, 58(2), 105-116 (2007).
- [2] Radosz J., Krukowicz T., Aparatura i metody pomiaru hałasu ultradźwiękowego na stanowiskach pracy. Podstawy i Metody Oceny Środowiska Pracy 4(74), 5-15 (2012).
- [3] Rozporządzenie Ministerstwa Pracy i Polityki Społecznej z dn. 29 listopada 2002r. (Dz.U. Nr 217 poz. 1833) w sprawie najwyższych dopuszczalnych stężeń i natężeń czynników szkodliwych dla zdrowia w środowisku pracy ze zm. Dz. U. 212 poz. 1769 z 28 października 2005r.
- [4] PN-EN-61672-1:2005 Elektroakustyka Mierniki poziomu dźwięku Część 1: Wymagania.
- [5] PN-EN 61260:2000 Elektroakustyka Filtry pasmowe o szerokości oktawy i części oktawy.
- [6] PN-EN 61094-4:2000 Mikrofony pomiarowe Część 4: Wymagania dla roboczych mikrofonów wzorcowych.
- [7] PN-EN ISO 9612:2011 Akustyka Wyznaczanie zawodowej ekspozycji na hałas -Metoda techniczna.
- [8] ISO/IEC Guide 98-3:2008 Uncertainty of measurement -- Part 3: Guide to the expression of uncertainty in measurement (GUM:1995).

- [9] EA-04/16 Wytyczne EA dotyczące wyrażania niepewności w badaniach ilościowych, PCA (2004).
- [10]Kirpluk M., *Niepewność w pomiarach poziomu dźwięku*, Materiały XXXVIII Zimowej Szkoły Zwalczania Zagrożeń Wibroakustycznych, Szczyrk (2010).
- [11] Thiery L., Ognedal T., Note about the statistical background of the methods used in ISO/DIS 9612 to estimate the uncertainty of occupational noise exposure measurments. Acta Acust. 94, 331-334 (2009).
- [12]Dobrowolska D., Radosz J., *The influence of apparatus parameters on the uncertainty of ultrasonic noise measurement*, Materiały konferencyjne Noise Control 2013, Ryn (2013).
- [13] Gedliczka A., Atlas miar człowieka, CIOP-PIB, Warszawa (2001).
- [14] PN-EN ISO/IEC 17025:2005 Ogólne wymagania dotyczące kompetencji laboratoriów badawczych i wzorcujących.
- [15]ILAC G17:2002 Introducing the concept of uncertainty of measurement in Testing in Association with the application of the standard ISO/IEC 17025 (2002).

Analiza parametrów L_{AE} i L_{Amax} operacji lotniczych na podstawie wyników badań monitoringowych

The analysis of L_{AE} and L_{Amax} parameters of aircraft noise events on the ground of monitoring findings

Barbara Rudno-Rudzińska

Politechnika Wrocławska, Wydział Elektroniki, Katedra Akustyki i Multimediów ul. Wybrzeże Wyspiańskiego 27, 50-370 Wrocław barbara.rudno-rudzińska@pwr.wroc.pl

Streszczenie

Wyniki badań podjętych w UE, po wejściu w życie Europejskiej Dyrektywy Hałasowej, wskazują jednoznacznie, że do celów oceny uciążliwości hałasu lotniczego w porze nocy konieczne jest stosowanie uzupełniającego wskaźnika hałasu jakim jest maksymalny poziom hałasu L_{Amax} . Informacja o poziomie L_{Amax} operacji lotniczych oraz liczbie "głośnych" operacji lotniczych w porze nocy jest także niezbędna przy określaniu wymaganej izolacyjności przegród zewnętrznych w budynkach mieszkalnych. W pracy przedstawiono wyniki analizy statystycznej danych z monitoringu hałasu ciągłego dla dwóch lotnisk krajowych., której celem było określenie zmienności parametrów L_{AE} i L_{Amax} operacji lotniczych oraz zależności między tymi parametrami. Analiza wykonana została dla danych z okresu dwóch miesięcy, jednego miesiąca letniego i jednego zimowego, dla punktów pomiarowych zlokalizowanych w różnej odległości od lotnisk, z uwzględnieniem podziału na rodzaj wykonywanej operacji (przylot, odlot) i typ samolotu.

1. Wprowadzenie

W obowiązującym obecnie prawodawstwie krajowym w zakresie hałasu środowiskowego wprowadzony został podwójny system ocen, który wprowadza rozróżnienie wskaźników hałasu stosowanych do prowadzenie długookresowej polityki hałasowej, a w szczególności do sporządzania map akustycznych oraz do celów ustalania i kontroli warunków korzystania ze środowiska [1]. Ponadto inne wskaźniki oceny hałasu zewnętrznego są obecnie stosowane do określania wymaganej izolacyjności akustycznej przegród zewnętrznych w budynkach [2].

Do celów map akustycznych, zgodnie z zaleceniami Europejskiej Dyrektywy Hałasowej (END) 2002/49/WE, stosowane są długookresowe wskaźniki: L_{DWN} jako miara ogólnej uciążliwości hałasu w środowisku i L_N jako miara zakłóceń snu w nocy [3]. Wartości wskaźników L_{DWN} i L_N są wyznaczane za okres jednego roku [1, 3, 4]. Do celów oceny oddziaływania na środowisko oraz przeglądów ekologicznych, które są z kolei podstawą do określania obszarów ograniczonego użytkowania, a także okresowej kontroli hałasu w śro-

dowisku stosowane są wskaźniki L_{AeqD} i L_{AeqN} , określane dla jednego dnia [1, 5]. Zgodnie z obowiązującą obecnie metodyką referencyjną wykonywania okresowych pomiarów hałasu lotniczego wartości L_{AeqD} i L_{AeqN} należy określać dla "reprezentatywnej" liczby operacji lotniczych [6]. W rozporządzeniu nie sprecyzowano co znaczy "reprezentatywna liczba zdarzeń" i dla jakiego okresu należy ją wyznaczać, stąd występuje możliwość dowolności w interpretacji. W przypadku oceny hałasu lotniczego występuje niespójność między zasięgiem hałasu lotniska wyznaczonym na mapie akustycznej a zasięgiem hałasu wyznaczonym w ramach oceny oddziaływania na środowisko lub przeglądu ekologicznego.

Za podstawę do określenia wymaganej izolacyjności akustycznej przegród zewnętrznych w budynkach, zgodnie z obowiązującą obecnie normą PN02151-3:1999, przyjmuje się tzw. miarodajny poziom hałasu LAm. W przypadku hałasu lotniczego zasadnicze znaczenia dla sposobu określenia wartości LAm ma liczba N "głośnych" operacji lotniczy wykonywanych w okresie pory nocy i pory dnia. Graniczną wartością (N_{er}), decydującą o sposobie wyznaczania wartości L_{Am}, jest 8 "głośnych" operacji w ciągu pory nocy i 16 "głośnych" operacji w ciągu pory dnia. Za "głośne" operacje przyjmuje się takie, dla których maksymalny poziom dźwięku LAmax jest przynajmniej o 20 dB większy od wyznaczonych wartości LAeqN i LAeqD. Dla N < Ngr za miarodajny poziom LAm przyjmuje się wartości $L_{AeqN/D}$, natomiast dla $N > N_{gr}$, większą z wartości $L_{AeqN/D}$ i $L_{Amax, \acute{sr}} - 20 \text{ dB}$. Miarodajny poziom hałasu lotniczego określa się dla trzech najniekorzystniejszych miesięcy w roku, uwzględniając zmiany ruchu lotniczego w perspektywie 5 lat. Ze względu na sposób zdefiniowania poziomu L_{Am} ani mapa akustyczna ani wyznaczony zasięg oddziaływania hałasu lotniska nie mogą stanowić podstawy do określenia wymaganej izolacyjności akustycznej przegrody zewnętrznej. Niezbędne są dodatkowe pomiary lub obliczenia w celu określenia wartości LAmax oraz przeliczenia wskaźników LAedN i LAedD. Należy podkreślić, że w większości UE do określenia wymaganej izolacyjności przegród zewnetrznych w przypadku hałasu lotniczego stosowany jest poziom maksymalny LAmax jako dodatkowego wskaźnika oceny [7].

W Aneksie 1 "Wskaźniki hałasu" do END wskazano, że w niektórych przypadkach może być korzystne stosowanie, dodatkowo do L_{DWN} i L_N uzupełniających wskaźników hałasu. Wymieniono tu sytuacje, w których średnia liczba zdarzeń akustycznych w jednej porze lub kilku porach jest bardzo niska (na przykład mniej niż jedno zdarzenie akustyczne na godzine) a jako przykładowy rodzaj zdarzeń akustycznych wymieniono hałas przelatującego samolotu. Wyniki podjętych w UE badań wskazują jednoznacznie, że poziom hałasu L_N, zdefiniowany w END jest praktycznym wskaźnikiem dla celów regulacji hałasu nie mniej nie uwzględnia w pełni wpływu hałasu poszczególnych zdarzeń akustycznych na zakłócenie snu, stąd uzupełniający wskaźnik LAmax powinien być stosowany do oceny hałasu lotniczego [8÷18]. Badania naukowe wskazują, że wpływ hałasu lotniczego na jakość snu zależy w zasadniczy sposób od liczby zdarzeń występujących w okresie pory nocy, parametrów akustycznych pojedynczego zdarzenia akustycznego, okresu wystepowania zdarzeń w czasie pory nocy oraz przerw miedzy kolejnymi zdarzeniami akustycznych Wzrost liczby głośnych zdarzeń w porze nocy powoduje wzrost prawdopodobieństwa przebudzenia jednak relacja między prawdopodobieństwem przebudzenia a liczbą zdarzeń akustycznych nie jest liniowa. Wyniki badań podawane przez różnych autorów różnią się w zależności od metody badań a także okresu ich prowadzenia, nie mniej wskazują, że dla N > 5 prawdopodobieństwo przebudzenia szybko wzrasta [8, 9]. Relacje między prawdopodobieństwem przebudzenia a liczbą zdarzeń i poziomem LAE podaje norma ANSI /ASA

[19]. Prowadzone w państwach UE badania nie dały wystarczających podstaw do określenia relacji między wskaźnikami długookresowymi L_{DWN} i L_N a zakłóceniem snu dla hałasu nieciągłego jakim jest hałas lotniczy oraz określenia zalecanych wartości granicznych stąd jak do tej pory nie wprowadzono odpowiedniego aneksu do END. Wskaźnik L_{Amax} stosowany jest obecnie jako uzupełniający w regulacjach prawnych dotyczących wyznaczania zasięgu oddziaływania hałasu portów lotniczych w Niemczech [19]. Dla lotnisk cywilnych przyjęto następujące wartości graniczne w porze nocy: lotniska istniejące $L_{AeqN} = 55$ dB i L_{Amax} : 6 operacji x 57 dB, lotniska nowe lub istotnie przebudowywane $L_{AeqN} = 50$ dB i L_{Amax} : 6 operacji x 53 dB.

Problemy oceny hałasu lotniczego wynikające z niespójności krajowych regulacji, wyniki badań dotyczących uciążliwości hałasu lotniczego prowadzonych w państwach UE w związku z wprowadzeniem END i jej zapisami, a także udział w pracach eksperckich związanych z nowelizacja normy PN-02151-3:1999 w części dotyczącej sposobu określania wymaganej izolacyjności akustycznej przegród zewnętrznych skłoniły autorkę do wykonania szczegółowej analizy danych z ciągłego monitoringu hałasu prowadzonego na lotniskach krajowych, których wyniki przedstawiono w niniejszej pracy.

2. Metodyka i zakres analiz

Celem zaplanowanych analiz było określenie typowych wartości parametrów operacji lotniczych LAE i LAmax, występujących w pobliżu granicy zasięgu oddziaływania hałasu lotniczego w porze nocy (gdyż w tych rejonach lokalizowane są zwykle punkty ciągłego monitoringu hałasu), zmienności parametrów hałasu poszczególnych operacji lotniczych oraz relacji między L_{AE} i L_{Amax} dla pojedynczej operacji lotniczej. Podstawę do analizy stanowiły wyniki z monitoringu hałasu dla lotniska im. F. Chopina w Warszawie⁶, które jest największym krajowym lotniskiem komunikacyjnym o dwóch pasach startowych oraz lotniska Wrocław-Strachowice im. M. Kopernika⁷, które pod względem ilości operacji lotniczych znajduje się na 4. miejsc w kraju. Do analiz wybrano dane za okres dwóch różnych miesięcy, jeden dla okresu letniego i jeden dla pory zimowej. Dane z monitoringu zawierają następujące informacje: data i godzina zarejestrowanego zdarzenia (operacji lotniczej), typ samolotu, rodzaj operacji z podziałem na odlot (A) i przylot (D), ekspozycyjny poziom dźwięku LAE oraz w przypadku Lotniska Warszawa Okęcie - maksymalny poziom dźwięku L_{Amax}. W protokołach z monitoringu rejestrowane są parametry operacji lotniczych wykonywanych w warunkach meteorologicznych odpowiadających wymaganiom metodyki referencyjnej [6]. Rejestrowane dane umożliwiają wykonanie analizy statystycznej z uwzglednieniem podziału na pore doby, rodzaj wykonywanej operacji i typ samolotu.

3. Zmienność wartości LAE w kolejnych dniach miesiąca

W przypadku oceny hałasu lotniczego, ze względu na stosowane metody obliczeniowe i pomiarowe, określenie "reprezentatywnej" liczby operacji danego rodzaju oraz średniej wartości L_{AE,sr} ma zasadnicze znaczenie dla poprawności uzyskanego wyniku. Ze względu na duże obszary objęte oddziaływaniem hałasu od lotnisk do określenia zasięgu oddziaływania hałasu, jest stosowana głównie metoda obliczeniowa. Metody po-

⁶ Dane dostępne na stronach internetowych WIOŚ o/Warszawa

⁷ Dane udostępnione przez Port Lotniczy i firmę Akustix sp. z o.o.

miarowe wykorzystywane są do weryfikacji modeli obliczeniowych oraz celów kontrolnych. W metodzie obliczeniowej wartości L_{AeqD} i L_{AeqN} są określane na podstawie średniej liczby operacji lotniczych wykonywanych przez poszczególne typy eksploatowanych samolotów oraz średniego poziomu $L_{AE,śr}$ dla danego typu samolotu, który wynika z charakterystyki akustycznej danego typu samolotu znajdującej się w bibliotece programu (krzywe NPD) oraz typowej trasy odlotu lub przylotu. Metodą obliczeniową określa się zatem wartości średnie długookresowe. Metoda pomiarowa hałasu lotniczego jest metodą pośrednią, w której wielkością mierzoną jest poziom L_{AE} dla pojedynczych operacji lotniczych [6]. Wskaźniki L_{AeqD} i L_{AeqN} określa się na podstawie "reprezentatywnej" liczby operacji lotniczych i średniego poziomu $L_{AE,śr}$ z zależności:

$$L_{Aeq,X} = 10 \log \left(\frac{1}{T_x} \sum_{K=1}^{M} N_K 10^{0,1 L_{AE,sr,K}} \right) [dB]$$
(1)

gdzie: T_X – czas odniesienia dla danej pory doby, [s], N_K – liczba pojedynczych zdarzeń akustycznych w czasie odniesienia w K-tej klasie, $L_{AE, \text{śr}, K}$ – średni ekspozycyjny poziom hałasu w K-tej klasie zdarzeń, M – liczba klas zdarzeń akustycznych.

Zgodnie z obowiązującą metodyką referencyjną [4] pomiary kontrolne hałasu są prowadzone dla jednego dnia. Dopuszcza się dwa sposoby wykonywania pomiarów: bez podziału na klasy zdarzeń (start, lądowanie, przelot) i typy statków powietrznych oraz z podziałem na klasy zdarzeń i typy statków, jak dla pomiarów ciągłych. Wartość kryterium, dopuszczającego stosowanie pomiaru według w.w sposobów, zależy od rozrzutu mierzonych wartości L_{AE} oraz liczby zmierzonych operacji lotniczych. Przy tak ustalonej procedurze pomiarowej zakłada się zatem domyślnie, że czynnikami decydującymi o zmienności mierzonych wartości L_{AE} jest rodzaj wykonywanej operacji oraz typ samolotu, a wartości $L_{AE,śr,K}$ wyznaczone na podstawie pomiarów w ciągu jednego są reprezentatywne.

Zmienność liczby rejestrowanych operacji lotniczych oraz rozkład mierzonych wartości L_{AE} dla poszczególnych dni przeanalizowano oddzielnie dla pory dnia i pory nocy, bez uwzględnienia podziału na rodzaj operacji oraz typy samolotów. Celem analizy było stwierdzenie na ile reprezentatywne, dla określenia L_{AE} operacji lotniczych są pomiary wykonywane dla jednego dnia. Wyznaczono wartości średnie LAEśr i odchylenie standardowe σ_{AE} dla każdego dnia miesiąca oraz średnie za okres poszczególnych tygodni oraz dla całego miesiąca. Wyniki analiz uzyskane dla różnych punktów są podobne. Daje się zauważyć dużą zmienność liczby rejestrowanych operacji lotniczych w tych samych dniach tygodnia oraz bardzo duży rozrzut mierzonych wartości LAE. Na rys. 1 pokazano przykładowo rozkład wartości LAE operacji lotniczych zarejestrowanych w porze dnia i w porze nocy w kolejnych dniach miesiąca letniego, w punkcie pomiarowym zlokalizowanym na przedłużeniu pasa startowego, w którym można by oczekiwać powtarzalności wykonywanych operacji lotniczych. Wartości LAEśr wyznaczone dla poszczególnych dni w miesiącu różnią się do kilku dB, a σ_{AE} wynosi od 2 dB do nawet kilkunastu dB. Na rys. 2 zilustrowano wyznaczone wartości $L_{AE, sr}$ i σ_{LAE} dla danych przedstawionych na rys. 1b, dla których liczba operacji w poszczególnych dniach zmienia się od 13 operacji w dniu nr 8 do 36 operacji w dniu nr 4. Różnice między wartościami LAE,śr wyznaczonymi dla poszczególnych tygodni mieszczą się w granicach $1 \div 3 dB$, a σ_{AE} - $3 \div 6 dB$. W okresie zimowym występuje mniej operacji lotniczych jednak różnice między wyznaczonymi wartościami

L_{AE},śr dla tych samych operacji wykonywanych w miesiącu letnim i zimowym mają charakter przypadkowy. Największe różnice, kilku decybelowe, występują w przypadku małej liczby zarejestrowanych operacji.





Rys. 2. Wartości średnie $L_{AE, śr}$ i odchylenie standardowe rozkładu wartości L_{AE} operacji lotniczych zarejestrowanych w kolejnych dniach miesiąca (dane jak na rys. 1b).

3. Zależność między $\,L_{AE}\,$ i $L_{AMAX}\,$ dla operacji lotniczych

Hałas powodowany przelotem samolotu jest zdarzeniem akustycznym, którego parametrami są: maksymalny poziom dźwięku L_{Amax} oraz ekspozycyjny poziom dźwięku L_{AE}. Ekspozycyjny poziom dźwięku zdarzenia akustycznego jest opisany zależnością

$$L_{AE} = 10 \cdot \log\left(\frac{1}{t_o} \int_{t_1}^{t_2} \frac{p_A^2}{p_o^2}\right) dt, dB$$
⁽²⁾

gdzie: p_A – skorygowany poziom ciśnienia akustycznego, p_{o} - ciśnienie odniesienia t_o =1s. Zgodnie z normą ISO 1996-1 wartość L_{AE} określa się dla przedziału czasu t odpowiadającego przynajmniej 10 dB spadkowi poziomu względem L_{Amax}. Przebieg czasowy zdarzenia akustycznego związanego z przelotem samolotu ma teoretycznie kształt zbliżony do trójkąta. Dla przebiegu o szybkości narastania i opadania sygnału (a) [dB/s] ekspozycyjny poziom dźwięku L_{AE} można wyrazić zależnością [15]

$$L_{AE} = L_{A\max} - 10 \cdot \log(a) + 9.4, dB \tag{3}$$

W rzeczywistości przebieg $L_A(t)$ różni się od idealnego trójkąta, a szybkość narastania i opadania sygnału zależy od odległości od trasy lotu.

W celu określenie zmienności parametrów L_{AE} i L_{Amax} dla operacji takiego samego rodzaju wykonywanej przez ten sam typ samolotu oraz relacji między L_{AE} i L_{Amax} dokonano analizy wyników pomiarów z monitoringu hałasu dla lotniska im. Chopina w Warszawie. Analizie poddano dane dla wszystkich operacji lotniczych zarejestrowanych w 9 punktach monitoringu ciągłego w okresie dwóch wybranych miesięcy. Punkty monitoringu są zlokalizowane w odległości od ok. 1 km do ok. 6,5 km od lotniska. Do celów analizy akustycznej zarejestrowane zdarzenia akustyczne posegregowano ze względu na typ samolotu oraz rodzaj operacji (przylot/lądowanie, odlot/start). Dla każdego rodzaju operacji oraz typu samolotu wyznaczono rozkłady L_{AE} i L_{Amax} , współczynnik korelacji między L_{AE}

i L_{Amax} oraz różnicę L_{AE,i} – L_{Amaxi}. Na rys. 3 zilustrowano przykładowo dane uzyskane dla operacji "odlot" dla najczęściej występującego samolotu typu Boeing, dla dwóch różnych punktów pomiarowych. Na wykresach "symbolami" rozróżniono modele samolotu oraz podano liczbę analizowanych zdarzeń (N). Na rys. 4 pokazano wyznaczone różnice (L_{AE} - L_{Amax}) dla operacji "odlot" wykonywanej przez samoloty typu Boeing w zależności od wartości L_{AE}, wyznaczone dla dwóch punktów w różnej odległości od dróg startowych. Analogiczne wyniki uzyskano z analizy danych pomiarowych dla innych typów samolotów (Tabela 1).

Тур	a) Rodzaj operacji "przylot"							
samolotu	Ν	$L_{Amax, \acute{sr}}[dB]$	$\sigma_{max}[dB]$	$L_{AE, \acute{sr}}[dB]$	$\sigma_{AE}[dB]$	$L_{AE, \acute{sr}}$ - $L_{Amax, \acute{sr}}$ [dB]		
A320	49	71,8	2,7	82,3	3,3	10,4		
AT45	11	72,1	3,0	82,1	3,0	10,0		
AT72	24	73,4	3,3	83,8	3,7	10,4		
B734	39	74,5	5,1	83,8	5,1	9,3		
B735	16	76,3	2,5	85,9	3,5	9,7		
B738	17	72,3	4,4	82,2	4,3	10,0		
E170	126	70,9	2,9	80,9	3,4	10,0		
E190	27	72,0	2,4	82,1	2,9	10,1		
SF34	31	70,4	3,1	79,7	3,6	9,3		
B735	16	76,3	2,5	85,9	3,5	9,7		
B738	17	72,3	4,4	82,2	4,3	10,0		
E170	126	70,9	2,9	80,9	3,4	10,0		
			b) Rodza	aj operacji "c	odlot"			
A319	10	71,1	3,2	81,3	3,0	10,2		
A320	125	70,7	2,9	81,0	3,6	10,3		
A321	10	71,4	2,7	81,6	3,8	10,2		
AT45	11	69,6	1,9	78,1	1,8	8,6		
AT72	20	70,6	3,4	79,8	3,5	9,2		
B733	39	69,9	3,2	80,1	3,8	10,1		
B734	43	71,7	4,6	81,7	4,5	10,0		
B735	23	70,9	3,2	80,8	3,6	9,9		
B738	26	69,8	4,3	80,0	5,1	10,1		
B763	138	81,5	2,0	91,0	1,5	9,5		
E170	291	70,3	3,2	80,8	3,7	10,5		
E190	64	71,3	3,4	80,9	3,8	9,6		
SF34	46	69,0	2,9	78,0	3,2	9,0		

Tabela 1. Parametry operacji lotniczej "przylot" (a) i "odlot" (b) dla różnych typów samolotu oraz różnica $L_{AE, śr}$ - $L_{Amax, śr}$; punkt obserwacji w odległości ok. 3 km od pasa startowego



Rys. 3. L_{Amax} vs L_{AE} dla operacji "odlot" - samoloty typu Boeing; odległość od pasa startowego: a) d \approx 3 km, b) d \approx 1 km (N – liczba analizowanych operacji).



Rys. 4. Różnica (L_{AE} - L_{Amax}) dla operacji "odlot" - samoloty typu Boeing; odległość od pasa starowego: a) d \approx 3 km, b) d \approx 1 km (N – liczba analizowanych operacji).

Wyniki analizy potwierdziły występowanie silnej korelacji między LAmax i LAE operacji lotniczych. Współczynnik korelacji między LAmax i LAE jest w większości przypadków większy od 0,7, a dla wszystkich badanych sytuacji i przypadków większy od 0,5. Z wyjątkiem najbliżej położonego punktu (ok. 1 km) różnice między LAE i LAmax dla zdarzenia akustycznego powodowanego przelotem samolotu mieszczą się generalnie w przedziale od 6 dB do 15 dB, przy czym ponad 90 % mieści się w przedziale 7 ÷ 13 dB. Dla punktów położonych w większej odległości od lotniska brak jest zależności między wartością ($L_{AE} - L_{Amax}$) a poziomem L_{AE} , natomiast dla punktu położonego najbliżej lotniska wraz ze wzrostem LAE wartość (LAE - LAmax) maleje (rys.4b). Jest to wynikiem większej szybkości narastania i opadania sygnału (2). W tabeli 1 zestawiono wartości średnie i odchylenia standardowe rozkładów parametrów LAE i LAmax, wyznaczonych dla operacji "przylot" i "odlot" dla różnych typów samolotów dla punktu w odległości ok. 3 km. Podano wyniki dla typów samolotów, dla których w okresie analizowanych dwóch miesięcy zarejestrowano przynajmniej 10 operacji. Dla punktu położonego blisko lotniska i obu pasów startowych średnie różnice między LAEr i LAmax dla operacji "przylot" wynoszą $4,4 \div 6 \text{ dB}$ w zależności od typu samolotu, natomiast dla operacji "odlot" - $7,7 \div 10,6 \text{ dB}$. Różnica wynika prawdopodobnie z sposobu wykorzystywania obu pasów startowych. Dla dalszego punktu średnie różnice między LAE i LAmax,śr wynoszą odpowiednio 9,3 ÷ 10,4 dB oraz $8,6 \div 10,5$ dB. Z analizy danych dla wszystkich punktów pomiarowych wynika, że dla terenów położonych w odległości $1 \div 6$ km od lotniska jako średnia wartość różnicy można przyjąć $\Delta L_A = L_{AE} - L_{Amax} \sim 10 \text{ dB}.$

4. Rozkład wartości LAE i LAmax dla takich samych operacji lotniczych

Wyznaczono rozkłady wartości L_{AE} i L_{Amax} dla każdego rodzaju operacji i typu samolotu, oddzielnie dla miesiąca letniego i zimowego. Uzyskane wyniki wskazują, że rozkłady wartości L_{AE} i L_{Amax} dla tego samego rodzaju operacji i typu samolotu nie zawsze są zbliżone do rozkładu normalnego, jak przyjmuje się domyślenie przy wyznaczaniu wartości średnich i odchyleń standardowych zgodnie z metodyką referencyjną [6].

Na rys. 5 pokazano rozkład wartości L_{AE} wyznaczone dla operacji "odlot" (D) dla samolotu typu Airbus A320, najczęściej występującego oraz Boeing B734, wyznaczone dla dwóch punktów w różnej odległości od lotniska. Dla punktu położonego blisko lotniska, w którym liczba zarejestrowanych zdarzeń jest duża wyznaczony rozkład jest zbliżony do normalnego. Dla punktu położonego dalej, gdzie liczba zarejestrowanych operacji danego typu jest dużo mniejsza, charakter rozkładu zmienia się a wyznaczona wartość średnia $L_{AE,śr}$ różni się od wartości występującej najczęściej.

4. Podsumowanie

Natężeniu ruchu lotniczego na lotniskach krajowych jest ciągle małe w porównaniu z natężeniem na lotniskach w krajach zachodnich. Liczba operacji lotniczych wykonywanych na krajowych lotniskach komunikacyjnych wynosi od kilku do kilkunastu operacji w porze nocy oraz od kilku do kilkudziesięciu w porze dnia. Na terenach w zasięgu oddziaływania hałasu lotnisk komunikacyjnych w porze nocy występuje mała liczba "głośnych" operacji lotniczych.

W rzeczywistych sytuacjach wartości poziomu L_{AE} operacji lotniczych charakteryzują się dużym rozrzutem, co wynika z rodzaju eksploatowanych typów samolotów, rodzaju

wykonywanych operacji ale także odchyleń rzeczywistej trasy lotu od "typowej". Z analizy wyników monitoringu ciągłego hałasu wokół lotnisk komunikacyjnych wynika, że w tym samym punkcie pomiarowym, dla tego samego typu i modelu samolotu obserwuje się duży rozrzut mierzonych wartości L_{Amax} i L_{AE} . Dotyczy to zarówno operacji "przylot" jak i "odlot". Dla przeanalizowanych sytuacji rozrzut wartości L_{Amax} dla danego typu samolotu wynosił: $L_{Amax,śr} \pm 5$ dB dla większości przypadków - maksymalnie $L_{Amax,śr} \pm 8$ dB. Można przyjąć, że dla samych głośnych operacji, dla których $L_{Amax} > 70$ dB rozrzut wartości L_{Amax} mieścić się będzie w granicach $L_{Amax,śr} \pm 5$ dB. Dla terenów położonych w odległości > 1 $\div 6$ km od lotniska jako średnią wartość różnicy ($L_{AE} - L_{Amax}$) operacji lotniczej można przyjąć $\Delta L_A \sim 10$ dB.

Wartości L_{AE,śr} dla poszczególnych klas operacji lotniczych, wyznaczone na podstawie jednodniowych pomiarów są obarczone dużą niepewnością, w związku z tym nie stanowią dobrej podstawy do weryfikacji modelu obliczeniowego. Okres jednego tygodnia powinien być minimalnym okres pomiarowym do celów weryfikacji modeli obliczeniowych hałasu lotnisk komunikacyjnych.

W świetle najnowszych wyników badań dotyczących uciążliwości hałasu lotniczego występującego w porze nocy w pomieszczeniach mieszkalnych oraz uzyskanych wyników analiz, w metodzie określania wymaganej izolacyjności akustycznej przegród zewnętrznych budynków w normie krajowej, kluczowego znaczenia nabiera problem ustalenia adekwatnego kryterium dopuszczalnej liczby "głośnych" operacji lotniczych w porze nocy. a1. $L_{AE,śr} = 91,6 \text{ dB}, \sigma_{AE} = 1,8 \text{ dB}$ b1. $L_{AE,śr} = 80,5 \text{ dB}, \sigma_{AE} = 3,1 \text{ dB}$



Rys. 5. Rozkład wartości L_{AE} dla operacji "odlot" (D) dla dwóch typów samolotów, wyznaczony za okres jednego miesiąca letniego dla w punktach w różnej odległości od lotniska: a) d \approx 1 km, b) d \approx 3 km) (N – liczba analizowanych operacji).

Literatura

- Ustawa z dnia 27 kwietnia 2001 r. *Prawo ochrony środowiska* (Dz. U. Nr 62, poz. 627 z dnia 20 czerwca 2001 r.) wraz z późniejszymi zmianami.
- [2] Polska Norma PN-B 02151-3:1999. Akustyka budowlana. Ochrona przed hałasem w budynkach izolacyjność akustyczna przegród w budynkach oraz izolacyjność akustyczna elementów budowlanych.
- [3] Dyrektywa Parlamentu Europejskiego i Rady Europy WE/49/2002 w sprawie oceny i zarządzania hałasem w środowisku, 25 czerwiec 2002 r.
- [4] Rozporządzenie Ministra Środowiska z dnia 10 listopada 2010 r. w sprawie ustalania wartości wskaźnika hałasu L_{DWN} (Dz. U. Nr 215, poz. 1414).
- [5] Ustawa z dnia 3 października 2008 r. o udostępnianiu informacji i środowisku i jego ochronie, udziale społeczeństwa w ochronie środowiska oraz ocenach oddziaływania na środowisko (Dz.U. Nr 199, poz. 1227).
- [6] Rozporządzenie Ministra Środowiska z dnia 16 czerwca 2011 r. w sprawie wymagań w zakresie prowadzenia pomiarów poziomów substancji lub energii w środowisku przez zarządzającego drogą, linią kolejową, linią tramwajową, lotniskiem lub portem (Dz. U. Nr 140, Poz. 824).
- [7] B. Rudno-Rudzińska. Aicraft Noise Evaluation Criteria forDetermining Airborn Sound Insulation of External Walls of Buildings. Proc.Noise Control 2013, Ryn - maj 2013.
- [8] B. Berglund, S. Stansfeld, R. Kim, Overview of the World Health Organization Workshop on aicraft noise and health, 9th Internatina Congress on Noise as a Public Health Problem (ICBEN), Faxwoods, USA 2008 [www.icben.org/2008/pdf/berglund.pdf]
- [9] L. S. Finegold. Sleep disturbance due to aircraft noise exposure. Noise&Health (A Bimonthly Inter-disciplinary Internationa Journal). 2010, Vol.12(47), pp 88-94 [Available from: http://www.noiseandhealth.org/text.asp?2010/12/47/88/63208]
- [10] Good practice guide on noise exposure and potential health effects. European Environmental Agency. Technical report No11/2010.
- [11]K. Jones. *Aicraft Noise and Sleep Disturbance*: A Review. ER/,0CD Report 0905. Environmental Research and Consultancy Department. April 2009.
- [12] K. Jones. *Environment Noise and Health: A Review*. ERCD Report 0907. Environmental Research and Consultancy Department. February 2010.
- [13] R. Kim, M. van der Berg. Summary of night noise guidelines for Europe. Noise&Health, Vol. 12 (47), 2010, pp. 61-63.
- [14] Night Noise Guidelines for Europe. WHO 2010.
- [15] W. Passchier-Vermeer, at all. *Sleep disturbance and aircraft noise exposure. Exposure-effect relationships.* TNO Report 2002.027. June 2002.
- [16] Position paper on dose effect relationships for night-time. European Com., 2004.
- [17] J. Queh, et al. Annoyance from Nocturnal Aicraft Noise. Significance of Number of Events and Maximum Leveles. [www.dlr.de/me/Portaldata/.../AbstractQuehl1.pdf]
- [18] M. Vallet. *L_{max} at night: A supplemaentary index to the EU Directive on Noise*. Rotterdam ICBEN 2003 [www.icben.org]
- [19] Airport Noise Protection Ordinance. Second Aicraft Noise Protection Ordinance, 2009.
- [20] Norma ANSI/ASA S12.9-2008/Part 6. *Quantities and Procedures for Description and Measurement of Environmental Sound Part 6: Methods for Estimating of Awakenings Associated with Outdoor Noise Events Heard in Homes.*

AKUSTYKA TECHNICZNA

Modelowanie kolumny głośnikowej na potrzeby symulacji systemów nagłaśniania

Modeling of sound column for simulations of sound reinforcement systems

Paweł Dziechciński

Politechnika Wrocławska, Katedra Akustyki i Multimediów Wybrzeże Wyspiańskiego 27, 50-370 Wrocław E-mail: pawel.dziechcinski@pwr.wroc.pl

Streszczenie

W pracy przedstawiono podstawowe informacje na temat jednego z najnowszych standardów umożliwiających modelowanie urządzeń głośnikowych na potrzeby symulacji systemów nagłaśniania – formatu GLL. Omówiono również praktyczne aspekty tworzenia modelu na przykładzie jednego z trudniejszych do zamodelowania obiektów jakim jest aktywna kolumna głośnikowa o regulowanych charakterystykach kierunkowości. Zasadniczym celem pracy była ocena wpływu uproszczeń umożliwiających na efektywne tworzenie modeli oraz ograniczeń techniki GLL na wyniki modelowania. Różnice między charakterystykami kierunkowości uzyskanymi w wyniku modelowania i pomiarów były zauważalne, jednak nie powinny mieć one istotnego wpływu na wyniki symulacji. Okazało się również, że przyjęte uproszczenia w pomijalnym stopniu wpływają na wyniki modelowania, natomiast większym problemem są ograniczenia samej metody GLL.

1. Wprowadzenie

Jednym z najbardziej skomplikowanych etapów projektowania systemu nagłaśniania jest dobór typów i lokalizacji urządzeń głośnikowych. Trudność projektowania na tym etapie wynika między innymi ze złożonych właściwości urządzeń głośnikowych. Typowe urządzenie głośnikowe w funkcji częstotliwości sygnału zmienia swoje charakterystyki kierunkowości i emituje poziomy ciśnienia akustycznego o różnych wartościach. W związku z tym, do analizy właściwości systemów nagłaśniania bardzo często stosowane są symulacje komputerowe. Typowy model komputerowy systemu nagłaśniania składa się z dwóch zasadniczych elementów – modelu środowiska akustycznego i umieszczonych w nim modeli urządzeń głośnikowych. Najprostsze standardy modeli komputerowych urządzeń głośnikowych takie jak Common Loudspeaker Format (CLF) [1], czy SPK programu EASE [2] tworzone były przy założeniu, że urządzenie głośnikowe będzie przybliżone źródłem punktowym o określonych charakterystykach kierunkowości. Opis taki uzupełniony o charakterystykę efektywności i moc znamionową (lub inne typy mocy) był wystarczająco dobrym przybliżeniem dla urządzeń z jednym głośnikiem lub zestawów głośnikowych. Dla urządzeń wielogłośnikowych, takich jak np. kolumna głośnikowa, czy

systemy typu "line array" lepszym przybliżeniem teoretycznym jest układ źródeł punktowych w linii prostej, czy też źródło liniowe. Stosowanie w tych przypadkach modelu opartego o źródło punktowe nie umożliwia między innymi prawidłowego wyznaczania zmian poziomu ciśnienia akustycznego w funkcji odległości. W celu zmniejszenia niepewności wyników symulacji komputerowych w programie EASE wprowadzono bardziej złożone modele urządzeń głośnikowych takie jak DLL (Dynamic Link Library), czy GLL (Generic Loudspeaker Library) [3]. W formacie GLL, który będzie wykorzystywany w niniejszej pracy, urządzenia głośnikowe modeluje się na poziomie opisu pojedynczego głośnika i pozostałych elementów urządzenia głośnikowego takich jak filtry, czy transformator. W pracy porównano wyniki modelowania aktywnej kolumny głośnikowej wyposażonej w układy cyfrowego przetwarzania sygnałów z wynikami jej pomiarów. Porównania ograniczono do charakterystyk kierunkowości i zakresu czestotliwości najbardziej istotnych dla zrozumiałości mowy.

2. Modelowane urządzenie głośnikowe

Coraz mniejsze koszty wytwarzania układów cyfrowego przetwarzania sygnałów (DSP), oraz wzmacniaczy mocy o dużej sprawności spowodowały, że kilka lat temu na rynku pojawiły się aktywne (tzn. z wbudowanymi wzmacniaczami mocy) kolumny głośnikowe wyposażone w układy DSP. Kolumny takie posiadają możliwość dostosowywania swoich niektórych parametrów do warunków akustycznych, w których są stosowane, oraz umożliwiają ograniczenie niektórych wad klasycznych kolumn (np. nadmierne zawężanie charakterystyki kierunkowości dla dużych częstotliwości). Za pomocą programu komputerowego, instalator może np. skierować wiązkę dźwięku z kolumny w dół, bez konieczności jej fizycznego pochylania, dzięki czemu jest ona mniej widoczna, oraz zmieniać szerokość wiązki dźwięku w płaszczyźnie pionowej. Właśnie taką kolumnę wykorzystano do badań.

Badana kolumna to urządzenie o wysokości 230 cm, zbudowane z dwudziestu głośników (17 głośników szerokopasmowych i 3 głośniki wysokotonowe). Kolumna podzielona jest na dwa moduły. W dolnym module kolumny znajdują się 3 głośniki wysokotonowe i 9 równomiernie rozmieszczonych głośników szerokopasmowych. Odległości między osiami głośników szerokopasmowych o średnicy 8,5 cm wynoszą 8,8 cm. W górnym module znajduję się 8 głośników szerokopasmowych rozmieszczonych nierównomiernie. Sygnał wejściowy po przetworzeniu w dziedzine cyfrowa może być modyfikowany za pomoca układu DSP konfigurowanego za pomoca dedykowanego programu komputerowego. Wstepna modyfikacja sygnału obejmuje regulacje wzmocnienia, możliwość wprowadzenia opóźnienia, załaczenie ogranicznika amplitudy i bramki szumów, oraz korekcję charakterystyki częstotliwościowej za pomocą dziesięciopunktowego korektora parametrycznego. Po modyfikacji wstępnej sygnał jest przetwarzany w 16 niezależnych kanałach DSP i wzmacniany za pomocą szesnastokanałowego wzmacniacza mocy. Pojedynczy kanał wzmacniacza mocy zasila jeden głośnik lub sekcję składającą się z dwóch głośników. Każdy z kanałów DSP realizuje proces filtracji, oraz opóźniania sygnału z parametrami dobieranymi automatycznie przez program konfigurujący kolumnę. Parametry te wyznaczane są na podstawie wprowadzanych przez instalatora ustawień, takich jak wysokość zamocowania kolumny oraz wysokość i rozległość nagłaśnianego obszaru.

3. Ogólna procedura tworzenia modelu GLL

Modele komputerowe w formacie GLL utworzono za pomocą programu EASE SpeakerLab w wersji 1.1.12 [4]. Możliwe jest również przygotowanie pliku źródłowego opisującego model GLL w formacie tekstowym [5], jednak do uzyskania wersji skompilowanej niezbędne jest posiadanie programu EASE SpeakerLab. Model GLL posjada strukture objektowa, w której model urządzenia głośnikowego składa się z szeregu odpowiednio połaczonych objektów, takich jak np. obudowa, głośnik, czy filtr. Złożoność modelu uzależniona jest od wersji modelowanego urządzenia głośnikowego. Najprostszy model opisuje urządzenie głośnikowe w pojedynczej obudowie (loudspeaker). Bardziej złożony jest klaster głośnikowy (cluster), składający się z obiektów typu loudspeaker, rozmieszczonych w zdefiniowanym na stałe układzie geometrycznym. Najbardziej złożonym modelem jest line array, który podobnie jak cluster składa się z obiektów typu loudspeaker, ale z możliwością zmiany ich rozmieszczenia w sposób zdefiniowany przez twórcę modelu. Różnice w strukturze poszczególnych wersji modelu dotyczą głównie opisu ich właściwości mechanicznych i nie będą omawiane w niniejszym opracowaniu. Struktura akustyczna modelu jest dla każdej z odmian taka sama i składa się z typowych elementów urzadzenia głośnikowego, a wiec źródeł (głośników), filtrów, transformatorów i obudowy.

Głośnik modelowany jest jako źródło punktowe, które może być idealnym źródłem wszechkierunkowym, albo źródłem o innych charakterystykach kierunkowości uzyskanych np. na podstawie pomiarów. Stosowanie źródeł wszechkierunkowych na potrzeby modelowania urządzeń głośnikowych może być uzasadnione tylko w szczególnych przypadkach (np. modelowanie układu subwooferów). Generalnie należy jednak stosować modele głośników (w tym opis amplitudowych i fazowych charakterystyk kierunkowości) uzyskane w wyniku pomiarów – są to tzw. modele GSS.

Modelowanie charakterystyk filtrów uzależnione jest od ich rodzaju [6]. Dla filtrów o nieskończonej odpowiedzi impulsowej (IIR) charakterystykę filtru można zamodelować poprzez podanie jego parametrów takich jak:

- kształt charakterystyki (dolnoprzepustowy, górnoprzepustowy, półkowy itp.),
- rodzaj filtra (Butterworth, Linkwitz-Riley, Bessel),
- rząd (od 1 do 8),
- częstotliwość graniczna lub środkowa.

W przypadku filtrów o skończonej odpowiedzi (FIR) charakterystyki określa się poprzez podanie ich zespolonych charakterystyk częstotliwościowych, które można wyznaczyć na podstawie współczynników filtru (jeśli są znane) lub na podstawie pomiaru. Możliwość wykonania pomiarów można wykorzystać również dla dowolnych filtrów. Strukturę filtrów można zdefiniować za pomocą programu EASE SpeakerLab lub za pomocą odpowiednio sformatowanego pliku tekstowego. Bardzo przydatną funkcją modeli GLL jest możliwość zmiany parametrów filtrów przez użytkownika końcowego za pomocą specjalnego pliku konfiguracyjnego XGLC. Możliwość taka jest niezbędna w przypadku urządzeń wielogłośnikowych o regulowanych charakterystykach kierunkowości. Jednym z bardziej kłopotliwych elementów modelowania było właśnie opracowanie algorytmu generacji pliku konfiguracyjnego. Problem ten wynikał głównie z niepełnej dokumentacji dotyczącej struktury tego pliku, jak również z tego, że rozwiązanie takie jest stosowane aktualnie bardzo rzadko. Opracowanie algorytmu generacji pliku XGLC umożliwiło jego zaimplementowanie w programie, który służy jednocześnie do regulacji charakterystyk kierunkowości.

4. Ograniczenia modeli GLL

Ogólne zasady pomiarów głośników na potrzeby tworzenia modeli komputerowych i związane z tym problemy są tematem szeregu publikacji [7], [8], na podstawie których opracowano między innymi standardy Audio Engineering Society - AES-5id [9] i AES56 [10].

Wykonując pomiary głośników na potrzeby modelowania poza zagadnieniami poruszonymi w dokumentach AES należy jednak mieć świadomość, jakie ograniczenia posiadają modele GLL. Zasadniczym problemem jest nie uwzględnienie w modelowaniu wpływu obudowy urządzenia głośnikowego na jego właściwości. Obudowa w modelu jest głównie obiektem potrzebnym do opisu właściwości mechanicznych urządzenia głośnikowego. Nie są więc uwzględniane takie zjawiska jak ugięcie fali (dyfrakcja), cień akustyczny, czy filtracja charakterystyki częstotliwościowej głośnika przez obudowę. Zjawiska te można pośrednio uwzględnić w modelowaniu poprzez wykonywanie pomiarów pojedynczych głośników w warunkach jak najlepiej odzwierciedlających warunki ich rzeczywistej pracy. Pomiary przetworników można więc wykonywać w takiej obudowie, w jakiej mają w rzeczywistości pracować. W przypadku systemów typu "line array" twórcy programu EASE SpeakerLab zalecają w miarę możliwości pomiary jednego zestawu głośnikowego wchodzącego w skład systemu w sąsiedztwie obudów urządzeń znajdujących się powyżej i poniżej [11].

Kolejna niedoskonałość modelu GLL, która ma znaczenie dla urządzeń wielogłośnikowych to przybliżanie pojedynczego głośnika źródłem punktowym. Jak wiadomo charakterystyki kierunkowości układu źródeł stożkowych w obudowie zamkniętej różnią się od charakterystyk kierunkowości układu źródeł punktowych w linii prostej, co było omawiane już publikacjach z lat trzydziestych ubiegłego wieku [12].

Wykonywanie pomiarów i tworzenie modelu komputerowego niezależnie dla każdego z głośników wchodzących w skład urządzenia wielogłośnikowego jest bardzo czasochłonne. Pojawiają się ponadto problemy praktyczne dotyczące montażu kolumn o dużych wymiarach (wysokość najdłuższych kolumn sięga 5 m) na stoliku obrotowym umieszczonym w komorze bezpogłosowej. W związku z tym, najprostszym podejściem do tworzenia modelu GLL dla urządzeń wielogłośnikowych jest wykonanie pomiarów tylko jednego głośnika danego typu i utworzenie jego modelu GSS. Tak utworzony model GSS można następnie powielić w celu zbudowania modelu całego urządzenia. Takie podejście zaprezentowali twórcy modeli GLL przy wykonywaniu testów tej technologii dla urządzeń wielogłośnikowych [13]. Okazało się jednak, że dla pasm 1/3 oktawowych o częstotliwościach środkowych 1 kHz i 2 kHz charakterystyki kierunkowości w płaszczyźnie pionowej uzyskane w wyniku modelowania, różnią się znacząco od charakterystyk uzyskanych w wyniku pomiarów. Dla tych częstotliwości model GLL dobrze odzwierciedlał wyniki pomiarów tylko dla listka głównego charakterystyki, natomiast poza nim różnice sięgały 20 dB.

Innym problemem, którego spodziewano się w przypadku modelowania urządzeń wielogłośnikowych, to poprawność modelowania charakterystyki częstotliwościowej w zakresie małych częstotliwości. Problem ten wynika z tego, że dla zaproponowanego powyżej podejścia, polegającego na pomiarze pojedynczego głośnika w całej obudowie, warunki pracy są inne, niż przy pracy wszystkich głośników w urządzeniu wielogłośnikowym. Urządzenie wielogłośnikowe składające się z *N* głośników można przedstawić w postaci *N* niezależnych urządzeń głośnikowych, z uwzględnieniem zmiany rezystancji promieniowania urządzenia wielogłośnikowego, w stosunku do
jednogłośnikowego [14], [15]. Możliwość uwzględnienia tego zjawiska przy modelowaniu urządzeń wielogłośnikowych nie będzie omawiana w niniejszym opracowaniu.

5. Procedura badawcza

Procedura badawcza składała się z czterech etapów. W pierwszym etapie wykonano pomiary umożliwiające przygotowanie modeli komputerowych poszczególnych głośników. Następnie, korzystając z uzyskanych wyników wykonano modele komputerowe badanej kolumny. W trzecim etapie przeprowadzono pomiary całej kolumny, które w ostatnim etapie porównano z wynikami uzyskanymi na podstawie modelu komputerowego.

Pomiary pojedynczych głóśników, jak i całej kolumny przeprowadzono w komorze bezpogłosowej Katedry Akustyki i Multimediów Politechniki Wrocławskiej. Modele głóśników i kolumny głóśnikowej utworzono na podstawie pomiarów odpowiedzi impulsowych wyznaczonych z rozdzielczością kątową 5 stopni. Odległość pomiarowa przy pomiarach głóśników wynosiła 1 m. Ze względu na wymiary komory bezpogłosowej i w związku ze znaczną długością kolumny, odległość pomiarową przy pomiarach kolumny ustalono na 2 m. Odległość ta jest więc nieznacznie mniejsza od granicy pola bliskiego i dalekiego, która zgodnie z kryterium Beranka [16] wynosi 2,3 m ($max(H, \lambda/6)$, gdzie H wysokość źródła, λ – długość fali). Pojedyncze głośniki badano w specjalnie przygotowanych obudowach pomiarowych wykonanych z takiego samego profilu jak kolumna, ale odpowiednio krótszych (rys. 1).



Rys. 1. Obudowa pomiarowa w położeniu zgodnym z kierunkiem pomiarów (góra-dół płaszczyzna pionowa).

Głośnik szerokopasmowy stosowany w badanej kolumnie to typowy głośnik stożkowy, o współosiowych charakterystykach kierunkowości. Umieszczenie głośnika w obudowie, która nie jest osiowosymetryczna sprawiło, że jego charakterystyki kierunkowości w płaszczyźnie pionowej i poziomej będą się różnić. W celu sprawdzenia wpływu asymetrii charakterystyk kierunkowości pojedynczego głośnika

szerokopasmowego na charakterystyki kierunkowości całej kolumny, przygotowano dwa modele komputerowe tego głośnika. Pierwszy model przygotowano na podstawie pomiarów odpowiedzi impulsowych dla płaszczyzn poziomej i pionowej głośnika w obudowie pomiarowej, zgodnie z orientacją przestrzenną z rys. 1. Drugi model przygotowano na podstawie pomiarów głośnika w płaszczyźnie poziomej, zakładając jego współosiowe charakterystyki kierunkowości.

Głośnik wysokotonowy stosowany w badanej kolumnie to głośnik wstęgowy, o zróżnicowanych charakterystykach kierunkowości w płaszczyźnie poziomej i pionowej. Dla tego głośnika przygotowano jeden model na podstawie pomiarów odpowiedzi impulsowych, wykonanych zarówno dla płaszczyzny poziomej jak i pionowej.

Badania przeprowadzono dla dwóch konfiguracji kolumny różniących się kątem zasięgu i nachyleniem wiązki. Filtry IIR na potrzeby badań zamodelowano poprzez określenie ich parametrów zgodnie z informacjami z punktu 3. Parametry te uzyskano od producenta badanego urządzenia, oraz na podstawie informacji z trybu serwisowego programu zarządzającego urządzeniem. Przygotowano cztery modele GLL - dla obu konfiguracji kolumny i dwóch wersji modelu głośnika szerokopasmowego.

Modelowane urządzenie głośnikowe przeznaczone jest głównie do transmisji sygnału mowy w trudnych akustycznie pomieszczeniach. W związku z tym, analizy charakterystyk kierunkowości ograniczono do pasm 1/1 oktawy o częstotliwościach środkowych od 250 do 8000 Hz, a więc mających największe znaczenie dla symulacji komputerowych wskaźnika transmisji mowy.

Modele komputerowe kolumny głośnikowej opracowano specjalnie dla celów badawczych i różniły się one od wersji komercyjnej modelu. Różnice dotyczyły przyjętego punktu odniesienia, oraz typu filtrów realizowanych przez DSP. Punkt odniesienia modeli wykonanych dla celów badawczych ustalono w środku geometrycznym powierzchni czołowej obudowy. Lokalizacja punktu odniesienia odpowiadała geometrii układu pomiarowego, który zbudowano w celu wykonania pomiarów porównawczych. Badana kolumna była wersją działającą z filtrami IIR, podczas gdy ostateczne modele przeznaczone dla użytkownika końcowego przygotowano dla wersji działającej z filtrami FIR.

6. Wyniki badań

Wyniki pomiarów charakterystyk kierunkowości głośnika szerokopasmowego w obudowie pomiarowej przedstawiono na rys. 2. Przeprowadzone pomiary potwierdziły przypuszczenie, że umieszczenie głośnika w obudowie, która nie jest osiowosymetryczna sprawi, że jego charakterystyki kierunkowości w płaszczyźnie pionowej i poziomej dla dużych częstotliwości będą się różnić.

Na rys. 2 widać, że począwszy od częstotliwości 1 kHz, wpływ obudowy na charakterystykę kierunkowości jest już zauważalny. Wpływ obudowy na charakterystyki rośnie aż do pasma 1/1 oktawowego o częstotliwości środkowej 4 kHz, natomiast dla 8 kHz w związku z dużą kierunkowością głośnika jest już znacznie mniejszy. W praktyce, przy modelowaniu kolumny głośnikowej zjawisko to jest bardziej złożone, gdyż wpływ obudowy na charakterystyki pojedynczego głośnika w płaszczyźnie pionowej będzie uzależniony od jego położenia.

Porównanie charakterystyk kierunkowości uzyskanych w wyniku modelowania i pomiarów kolumny dla płaszczyzny pionowej przedstawiono na rys. 3 i 4. Rys. 3 przedstawia wyniki dla pierwszej z badanych konfiguracji DSP kolumny, natomiast rys. 4

dla drugiej z badanych konfiguracji DSP. Badane konfiguracje różniły się zasadniczo kątami zasięgu, co przekładało się na częstotliwości graniczne filtrów dolnoprzepustowych, realizowanych przez poszczególne kanały DSP. Konfiguracja pierwsza odpowiadała minimalnemu kątowi zasięgu, jaki można było zrealizować w kolumnie, natomiast konfiguracja druga maksymalnemu, co wiązało się z jej znacznym "skróceniem" na drodze elektronicznej.

Dla obu badanych konfiguracji kolumny i wszystkich analizowanych częstotliwości, stwierdzono pomijalny wpływ techniki modelowania głośnika szerokopasmowego na charakterystyki kierunkowości kolumny. Dla najistotniejszych zakresów charakterystyk kierunkowości, w których poziom nie spadał poniżej -10 dB, różnice uzyskane dla obu wersji modelowania dla pasm 1/1 oktawowych o częstotliwościach środkowych do 1 kHz nie przekraczały 0,5 dB, natomiast powyżej 1 kHz różnice te nie przekraczały 1 dB.

W związku z tym, że analizy decentralnych systemów nagłaśniania wykonuje się najczęściej korzystając z teorii statystycznej, wyznaczono również zysk kierunkowości D_i , który wykorzystywany jest do obliczania energii dźwięku rozproszonego. Porównanie zysku kierunkowości wyznaczonego na podstawie charakterystyk kierunkowości w płaszczyźnie pionowej uzyskanych w wyniku modelowania $D_{i,m}$ i pomiaru $D_{i,p}$ przedstawiono w tab. 1.

Dla obu badanych konfiguracji bardzo podobne różnice zamodelowanych i zmierzonych charakterystyk kierunkowości, uwidoczniły się dla pasma 1/1 oktawowego o częstotliwości środkowej 250 Hz. Różnice te dotyczyły części charakterystyki w zakresie kątów od 0 do 180 stopni, co dla rzeczywistego ustawienia kolumny odpowiada promieniowaniu w górę. Zaobserwowane różnice w tym paśmie oktawowym będą więc miały wpływ głównie na energię dźwięku rozproszonego. Niepewność symulacji, wynikająca z modelowania kolumny, będzie więc związana z różnicą między zyskiem kierunkowości uzyskanym w wyniku modelowania i pomiaru, która wynosi 0,8 dB.



Rys. 2. Charakterystyki kierunkowości głośnika szerokopasmowego w obudowie pomiarowej, w pasmach 1/1 oktawy: - - - płaszczyzna pionowa, --- płaszczyzna pozioma.

Dla pasma 1/1 oktawowego o częstotliwości środkowej 500 Hz, dla obu badanych konfiguracji uzyskano bardzo podobne kształty charakterystyk kierunkowości zmierzonych i zamodelowanych. Dla 1 kHz, w przypadku konfiguracji pierwszej uzyskano dobrą zgodność pomiarów i modelowania. $D_{i,m} - D_{i,p}$ dla tego przypadku wynosi -0,1 dB, co jest bardzo dobrym wynikiem. Dla konfiguracji drugiej różnice są charakterystyk znacznie większe, a $D_{i,m} - D_{i,p}$ wynosi 0,7 dB.

	f [Hz]	250	500	1000	2000	4000	8000
Konfiguracja 1	$D_{i,m}$ [dB]	5,9	7,5	8,5	8,9	9,7	12,0
	$D_{i,p}$ [dB]	5,1	8,1	8,6	9,1	10,2	13,7
	$D_{i,m}$ - $D_{i,p}$ [dB]	0,8	-0,6	-0,1	-0,2	-0,5	-1,7
Konfiguracja 2	$D_{i,m}$ [dB]	5,8	7,5	10,2	11,4	11,0	12,5
	$D_{i,p}$ [dB]	5,0	8,0	9,5	10,3	11,1	13,9
	$D_{i,m}$ - $D_{i,p}$ [dB]	0,8	-0,5	0,7	1,1	-0,1	-1,4

Tab. 1. Porównanie zysku kierunkowości D_i wyznaczonego na podstawie charakterystyk w płaszczyźnie pionowej uzyskanej w wyniku modelowania $D_{i,m}$ i pomiaru $D_{i,p}$.

Szczególną częstotliwością dla badanej kolumny jest 2 000 Hz. Odległości między osiami głośników szerokopasmowych w dolnym module kolumny wynoszą 8,8 cm, są więc zbliżone do połowy długości fali o tej częstotliwości. Dla częstotliwości 2 kHz różniły się też znacząco właściwości obu badanych konfiguracji kolumny. W przypadku konfiguracji pierwszej sygnał o tej częstotliwości przesyłany jest do wszystkich 17 głośników szerokopasmowych kolumny. W przypadku konfiguracji drugiej sygnał o częstotliwości 2 kHz dociera z pełnym poziomem tylko do 7 równomiernie rozłożonych szerokopasmowych głośników modułu pierwszego kolumny.



Rys. 3. Charakterystyki kierunkowości kolumny w płaszczyźnie pionowej w pasmach 1/1 oktawy – konfiguracja 1: --- głośnik szerokopasmowy bez symetryzacji, --- głośnik szerokopasmowy osiowosymetryczny, ... charakterystyka zmierzona.



Rys. 4. Charakterystyki kierunkowości kolumny w płaszczyźnie pionowej w pasmach 1/1 oktawy – konfiguracja 2: --- głośnik szerokopasmowy bez symetryzacji, --- głośnik szerokopasmowy osiowosymetryczny, ... charakterystyka zmierzona.

Właśnie dla częstotliwości 2 kHz można zauważyć największe różnice między charakterystyką kierunkowości kolumny w płaszczyźnie pionowej uzyskanej w wyniku pomiarów i modelowania. Różnice te są duże zwłaszcza w przypadku drugiej z badanych konfiguracji kolumny (rys. 4), dla której $D_{i,m} - D_{i,p}$ wynosi 1,1 dB. Relatywnie duże błędy w tym pasmie częstotliwości są o tyle istotne, że odgrywa ono znaczącą rolę przy analizie sygnału mowy. Właśnie pasmo 1/1 oktawowe o częstotliwości środkowej 2 kHz ma największy udział (ponad 30%) w kontekście oceny zrozumiałości mowy [17].

Dla pasm 1/1 oktawowych o częstotliwościach środkowych 4 kHz i 8 kHz na charakterystykach kierunkowości pojawia się szereg listków bocznych, które nie zawsze są precyzyjnie odwzorowane, ale ogólny kształt charakterystyk jest bardzo podobny. Dla 8 kHz $D_{i,m}$ - $D_{i,p}$ dla obu badanych konfiguracji przekracza 1 dB. W kontekście oceny zrozumiałości mowy ma to jednak mniejsze znaczenie, gdyż czasy pogłosu pomieszczeń dla tej częstotliwości są znacznie mniejsze niż dla małych częstotliwości, a zysk kierunkowości urządzeń głośnikowych duży. W związku z tym energia dźwięku rozproszonego jest relatywnie mała.

Nieznaczny wpływ na przedstawione powyżej różnice między wynikami pomiarów i modelowania mogły też mieć niedoskonałości w ustawieniu geometrii układu pomiarowego, przy pomiarach kolumny głośnikowej. Trudności w precyzyjnym ustawieniu kolumny wynikały z jej znacznych wymiarów i masy, a także zaokrąglonych kształtów obudowy.

6. Podsumowanie

Kolumna głośnikowa jest jednym z trudniejszych do zamodelowania w standardzie GLL urządzeń głośnikowych. W wyniku modelowania uzyskano jednak zadowalającą zgodność z wynikami pomiarów. Okazało się, że do zamodelowania głośnika o współosiowych charakterystykach kierunkowości i wykorzystywanych do modelowania kolumny, wystarczy wykonanie pomiarów w jednej płaszczyźnie. Różnice w stosunku do modelu wykonanego na podstawie pomiarów w dwóch płaszczyznach, w pasmach do 1 kHz nie przekraczały 0,5 dB, natomiast dla większych częstotliwości nie przekraczały 1 dB.

Różnice charakterystyk kierunkowości kolumny uzyskanych w wyniku modelowania i zmierzonych, wynikają z niedoskonałości modeli GLL omówionych w punkcie 4, oraz w pewnym stopniu z niedokładności pomiarów. Generalnie, dla pierwszej z badanych konfiguracji (minimalny kąt zasięgu kolumny), zgodność charakterystyk kierunkowości uzyskanych w wyniku pomiarów i modelowania można uznać za bardzo dobrą. Dla konfiguracji drugiej (maksymalny kąt zasięgu kolumny), wyniki modelowania są nieco gorsze, ale można je uznać za dobre. Największe różnice charakterystyk uzyskanych w wyniku pomiaru i modelowania pojawiają się w zakresach kątów, dla których charakterystyki są już znacznie stłumione. Udział tych zakresów w generowaniu dźwięku bezpośredniego będzie więc mały. Z kolei o dźwięku rozproszonym w analizach statystycznych decydował będzie zysk kierunkowości, którego różnica między wynikiem modelowania i pomiaru dla pasm oktawowych mających największe znaczenie dla zrozumiałości mowy (0,5 – 4 kHz) nie przekracza 1 dB.

Modele urządzeń głośnikowych w formacie GLL są niewątpliwie kolejnym krokiem na drodze udoskonalania symulacji komputerowych systemów nagłaśniania. Dla urządzeń wielogłośnikowych, takich jak np. kolumna głośnikowa, modele te w przeciwieństwie do starszych modeli przybliżających źródło punktowe, umożliwiają dokładniejsze wyznaczanie zmian poziomu ciśnienia akustycznego w funkcji odległości. Jak pokazują

uzyskane wyniki, dla urządzeń wielogłośnikowych modele GLL nie są jednak jeszcze rozwiązaniem w pełni zadowalającym. Należy się spodziewać, że nadal w istotny sposób wpływają na niepewność symulacji komputerowych systemów nagłaśniania. Biorąc jednak pod uwagę konieczność stosowania w symulacjach modeli efektywnych obliczeniowo, trudno aktualnie znaleźć lepsze rozwiązanie.

Literatura

- [1] Common Loudspeaker File Format, v1 and v2, http://www.clfgroup.org/ [dostęp: 27.05.2013].
- [2] Ease 4.3 Users Manual, Acoustic Design Ahnert, Berlin.
- [3] Feistel S., Ahnert W., Bock S., New Data Format to Describe Complex Sound Sources, presented at the AES 119th Convention – New York, (2005 October 7-10), J. Audio Eng. Soc. (Abstracts), vol. 53, pp. 1239, 1240 (2005 Dec.), convention paper 6631.
- [4] Olson B.C., Feistel S., SpeakerLab Tutorial for EASE 4.2, Version 1.00e, Acoustic Design Ahnert, http://www.renkus-heinz.com/support/softwaresupport/ease support/tutorials/tutorials.html [dostep: 27.05.2013].
- [5] Olson B.C., Feistel S., GLL Text File Format for EASE SpeakerLab, Version 1.06e, Software Design Ahnert 2007, http://www.renkus-heinz.com/support/softwaresupport/ease_support/tutorials/tutorials_download/SpeakerLabTutorial/7_EASE-SpeakerLabGLL-File-Format-v1.06.pdf [dostęp: 27.05.2013].
- [6] Olson B.C., Feistel S., GFB Text File Format for EASE SpeakerLab, Version 1.06e, Software Design Ahnert 2007, https://www.renkus-heinz.com/support/softwaresupport/ease_support/tutorials/tutorials_download/SpeakerLabTutorial/8_EASE-SpeakerLabGFB-File-Format-v1.06.pdf [dostęp: 27.05.2013].
- [7] Seidel F., Staffeldt H., Frequency and Angular Resolution for Measuring, Presenting and Predicting Loudspeaker Polar Data, J. Audio Eng. Soc., Vol. 44, No. 7/6, 1996.
- [8] Feistel S., Ahnert W., The Significance of Phase Data for the Acoustic Prediction of Combinations of Sound Sources, presented at the AES 119th Convention – New York, (2005 October 7-10), J. Audio Eng. Soc. (Abstracts), vol. 53, pp. 1240 (2005 Dec.), preprint 6632.
- [9] AES-5id-1997(r2009). AES information document for room acoustics and sound reinforcement systems Loudspeaker modelling and measurement Frequency and angular resolution for measuring, presenting, and predicting loudspeaker polar data.
- [10] AES56-2008. AES standard on acoustics Sound source modeling Loudspeaker polar radiation measurements.
- [11] GLL (Generic Loudspeaker Library). A New Standard for Measuring and Storing Loudspeaker Performance Data, An AFMG (Ahnert Feistel Media Group) Engineering White Paper, Rev. October 2007, http://ease.afmg.eu/index.php/documents.html
- [12] Wolff I., Malter L., Directional radiation of sound, J. Acoust. Soc. Am. Volume 2, Issue 2, pp. 201-241 (1930).
- [13] Feistel S., Ahnert W., Modeling of Loudspeaker Systems Using High-Resolution Data, J. Audio Eng. Soc., Vol. 55, No. 7/8 pp. 571-597; July 2007.
- [14] Podrez A., Renowski J., Rudno-Rudziński K., Urządzenia głośnikowe, Wydawnictwo Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 1977.
- [15] Dobrucki A., Przetworniki elektroakustyczne, WNT, Warszawa 2006.
- [16] Beranek L.L., Acoustics, Acoustical Society of America 1996.
- [17] Ballou G.M. editor, Handbook for Sound Engineers, Third Edition, Focal Press 2002.
 - 371

Pyłofon - generator silnej fali akustycznej do oczyszczania powierzchni wymienników ciepła w obiektach energetycznych

Pylofon - strong acoustic wave generator for surface cleaning of heat exchangers in power facilities

> Józef Felis^{*}, Artur Flach^{*}, Tadeusz Kamisiński^{*}, Bogdan Niewczas^{**}, Adam Pilch^{*}

^{*}Akademia Górniczo-Hutnicza, 30-059 Kraków al. Mickiewicza 30, ^{**}Aparatura Pomiarowa KWANT Bogdan Niewczas Sp. J.30-049. Kraków ul. Czarnowiejska 47B/4 felis@agh.edu.pl, flach@agh.edu.pl, kamisins@agh.edu.pl, bogdanniewczas@kwant-inst.pl, apilch@agh.edu.pl

Streszczenie

Stopniowo narastające osady popiołu na powierzchniach ogrzewalnych ograniczają transfer ciepła do czynnika grzewczego i ograniczają swobodny przepływ spalin w przestrzeniach kotłów energetycznych zabudowanych wymiennikami ciepła.

W szczególny sposób dotyczy to kotłów opalanych węglem. Skutkiem tego są straty energetyczne spowodowane wzrostem temperatury spalin wylotowych. Dodatkowym niekorzystnym efektem narastających zanieczyszczeń popiołowych jest konieczność częstych wyłączeń kotłów z eksploatacji w celu oczyszczenia powierzchni ogrzewalnych. W związku z tym zachodzi konieczność stosowania skutecznych metod oczyszczania powierzchni wymienników ciepła podczas eksploatacji kotłów.

W referacie została przedstawiona metoda akustyczna usuwania osadów popiołowych za pomocą silnej fali akustycznej generowanej przy użyciu Pyłofonu. Metoda ta opiera się na pobudzaniu drgań ośrodka gazowego, w tym przypadku strumienia spalin za pomocą silnej fali akustycznej. Spaliny docierają do wszystkich przestrzeni kotłów, co umożliwia propagację fali akustycznej do obszarów niedostępnych w przypadku zastosowania innych metod np. zdmuchiwania osadów za pomocą pary lub sprężonego powietrza. Urządzeniem, które w pełni wykorzystuje potencjał metody akustycznej jest Pyłofon, w którym generowana jest silna akustyczna fala stojąca, ukierunkowana na podatną na zanieczyszczenia przestrzeń kotła. Układ sterowania Pyłofonu umożliwia utrzymanie generatora w stanie pracy rezonansowej pomimo zmieniających się warunków termicznych w trakcie eksploatacji kotła.

Typowe zastosowania Pyłofonów to kotły energetyczne wodne i parowe o różnej wydajności a także reaktory odsiarczania spalin czy katalizatory w instalacjach redukujących emisję NOx.

W pracy przedstawiono podstawowe zasady zabudowy i eksploatacji Pyłofonów oraz efekty ich stosowania w energetyce. Zostały również przedstawione propozycje rozwoju tej metody w celu zwiększenia jej efektywności i obszaru zastosowań.

1. Wprowadzenie

Stopniowo narastające osady popiołu na powierzchniach ogrzewalnych ograniczają transfer ciepła do czynnika grzewczego i ograniczają swobodny przepływ spalin w przestrzeniach kotłów energetycznych zabudowanych wymiennikami ciepła. W szczególny sposób dotyczy to kotłów opalanych weglem. Skutkiem tego są straty energetyczne spowodowane wzrostem temperatury spalin wylotowych. Także istotnym. chociaż czesto pomijanym problemem sa lokalne obszary intensywnej erozji popiołowej powodowane dużymi predkościami spalin o zwiekszonej koncentracji popiołu w wyniku zmniejszenia czynnego przekroju przepływu strumienia spalin. Dodatkowym niekorzystnym efektem narastających zanieczyszczeń popiołowych jest konieczność częstych wyłączeń kotłów z eksploatacji w celu oczyszczenia powierzchni ogrzewalnych. Problemy z utrzymaniem czystości powierzchni ogrzewalnych zwiększają się w przypadku stosowania tzw. półsuchej metody odsiarczania spalin polegającej na dawkowaniu weglanu wapnia CaCO₃ lub wapna hydratyzowanego Ca(OH)₂ do komory spalania kotła. Kolejnym problemem jest oczyszczanie powierzchni wewnętrznych reaktorów odsiarczania spalin tzw. metoda mokra polegajaca na zraszaniu spalin wylotowych z kotła mleczkiem wapiennym. A także powierzchni reaktorów odazotowania spalin w kotłach energetycznych. W związku z tym zachodzi konieczność rozwijania skutecznych metod oczyszczania powierzchni zarówno wymienników ciepła podczas eksploatacji kotłów jak i innych powierzchni obiektów energetycznych.

Do oczyszczania powierzchni wymienników ciepła w kołach z osadzających się na nich pyłów o różnym stopniu związania ich z powierzchnią rur, stosuje się następujące metody [1]:

- strumieniowa, wykorzystująca energię kinetyczną strumienia gazu, stosowane urządzenia to zdmuchiwacze strumieniowe (parowe, powietrzne, wodne)
- metoda mechaniczna wykorzystująca ruch kulek metalowych (śrutu) przez pęczki rur wymuszony pneumatycznie lub grawitacyjnie, lub też pobudzanie mechaniczne za pomocą specjalnych wzbudników, przemieszczeń (drgań) układów rur, na których osadza się popiół oraz fali uderzeniowej.
- metoda akustyczna wykorzystująca fale akustyczne o dużej energii wytwarzane w specjalnych generatorach akustycznych, w szczególności w Pyłofonie, który jest oryginalną konstrukcją opatentowaną w Urzędzie patentowym RP.

Metoda akustyczna opiera się na generowaniu drgań ośrodka gazowego, którym jest ciąg spalin. Spaliny powstają w komorze paleniskowej a następnie przemieszczają się do kolejnych komór kotła z zabudowanymi wymiennikami ciepła. Stosowane w energetyce kotły mają zróżnicowane: przeznaczenie, parametry energetyczne, wymiary i budowę [1]. Przestrzeń wewnętrzna kołów jest zabudowana złożonymi strukturami rurowymi (rys. 1) [8]. Spaliny mogą przepływać na zewnątrz rur wymienników ciepła lub też rzadziej wewnątrz tych rur. Spaliny docierają do praktycznie wszystkich przestrzeni kotła co umożliwia propagację fali akustycznej do przestrzeni niedostępnych dla metod mechanicznych i metod wykorzystujących zdmuchiwacze strumieniowe. Jest jednak oczywiste, że złożone konstrukcje wymienników ciepła wpływają na pole akustyczne w przestrzeni kotła. Dlatego bardzo ważne dla zapewnienia efektywności oczyszczania jest wybór miejsca usytuowania generatora oraz dobór parametrów fali akustycznej.



Rys. 1. Schematy konstrukcyjne wybranych kotłów energetycznych: a) jednociągowy kocioł wodny WP-70 opalany pyłem węglowym, b) trójciągowy kocioł parowy OR-35N rusztowy [8]

Na rurach kotłowych powstają osady popiołowe o kształcie pokazanym na rysunku 2. Kształt rozmiary i struktura tych osadów zależy od konstrukcji kotła, rodzaju paliwa, temperatury związanej z usytuowaniem wymiennika ciepła [1].



Rys. 2. Osady popiołowe w kotłach energetycznych: a) typowe kształty osadów, b) mostki popiołowe w kotle parowym OR-32 z instalacją suchego odsiarczania spalin, (D, h, φ – parametry geometryczne rur i osadów popiołowych)

Osady w niskotemperaturowej części kotła (drugi ciąg kotła) są zwykle sypkie, lub łatwo rozwarstwialne, osady w części wysokotemperaturowej (górna część komory paleniskowe)

mogą być zwarte a nawet spieczone w przypadku spalania węgla o niskiej temperaturze mięknienia popiołu. W trakcie eksploatacji kotła bez systemu oczyszczania osady stopniowo narastają aż do utworzenia mostów popiołowych (rys. 2) zarówno pionowych jak i poziomych co prowadzi do zamknięcia głównego ciągu spalin i wytworzenia przepływu przyściennego. Jest oczywiste, że wydajność oraz sprawność kotła wtedy spada i konieczne jest jego odstawienie do czyszczenia.

2. Pyłofon - akustyczna metoda usuwania osadów pyłowych

Pyłofon jest ćwierćfalowym generatorem fali akustycznej składającym się rury rezonansowej (komory walcowej jednostronnie otwartej) oraz impulsatora (zaworu wirującego), który jest źródłem impulsów sprężonego powietrza na zamkniętym końcu rury. Długość rury rezonansowej 4,25m została tak dobrana aby uzyskać podstawową częstotliwość rezonansową f_1 =20Hz przy długości fali λ_1 =17m w warunkach normalnych. Konstruowanie Pyłofonu zostało poprzedzone badaniami laboratoryjnymi w Instytucie Mechaniki i Wibroakustyki AGH. Badano przydatność różnych konstrukcji generatorów dźwięku do wykorzystania w energetyce, między innymi generatora Hartmana. Ostatecznie zastosowano w przemyśle Pyłofon w dwóch wersjach wymiarowych (M1, M2) opartych na rurach rezonansowych o średnicach nominalnych Dn 400 i Dn 250 z odpowiednio dobranymi impulsatorami i układem sterowania jak pokazano na rysunku 3. Producentem Pyłofonu jest firma Aparatura Pomiarowa Kwant Bogdan Niewczas Sp. J. [9].

Rysunek 3 przedstawia kompletną instalację Pyłofonu, w której występują: rura rezonansowa, impulsator, układ zasilania pneumatycznego, układ sterowania z mikrofonem przemysłowym umieszczonym w komorze oczyszczanej. Taka struktura instalacji Pyłofonu w odróżnieniu do innych generatorów stosowanych na świecie umożliwia ciągły pomiar parametrów fali akustycznej w oczyszczanej komorze i automatyczne wyszukanie optymalnej częstotliwości fali akustycznej i utrzymanie jej w stanie rezonansu w trakcie każdego cyklu roboczego, niezależnie od zmieniających się w trakcie eksploatacji warunków termicznych we wnętrzu kotła. Pozwala to na maksymalne wykorzystanie energii fali akustycznej, a jednocześnie uzyskanie maksymalnego efektu oczyszczania powierzchni.

Układ sterowania Pyłofonu umożliwia:

- wybór trybu pracy wg zegara czasu rzeczywistego
- (zakres nastawiania czasu pracy 5-120s, zakres nastawiania czasu przerwy 1-1500min),
- zdalne włączanie i wyłączanie Pyłofon-u,
- zdalne zablokowanie cyklu,
- blokowanie wrażliwych urządzeń akustycznych na czas pracy Pyłofon-u,
- wizualizację widma sygnału w czasie rzeczywistym,
- diagnostykę pracy Pyłofon-u,
- archiwizowanie historii pracy,
- sterowanie jednym lub dwoma Pyłofonami,
- blokadę pracy Pyłofonu w przypadku niskiego ciśnienia powietrza,
- blokadę pracy Pyłofonu w czasie pracy innych, wskazanych urządzeń,
- aktywację systemu blokującego proces cementowania i unieruchomienia tarczy,

impulsatora (wzrost niezawodności i dyspozycyjności Pyłofonu),

- automatyczną, sekwencyjną generację kilku różnych częstotliwości rezonansowych w obszarze oczyszczanym, co zwiększa efektywność usuwania osadów pyłowych.



Rys. 3. Schemat ideowy instalacji Pyłofonu na obiekcie oczyszczanym

Przeprowadzone badania wykazały, że podczas pracy Pyłofon-u zachodzą następujące zjawiska powodujące oczyszczanie powierzchni z osadów pyłowych:

- fala akustyczna wprawia ośrodek gazowy, zawierający cząsteczki pyłu, w intensywny ruch oscylacyjny, uniemożliwiając ich osadzanie na powierzchniach elementów konstrukcyjnych,

 w wyniku oddziaływania fali akustycznej na osadzoną już warstwę pyłu następuje jej fluidyzacja, a następnie wskutek drgań mechanicznych rozpoczyna się proces jej odrywania,

- fala akustyczna wywołuje drgania mechaniczne osadów popiołowych, powodując ich odrywanie, a w przypadku stwardniałych warstw spękanie i opadanie do zsypów,

- możliwe jest pobudzenie falą akustyczną drgań mechanicznych elementów konstrukcyjnych kotła, a w szczególności tzw. ekranów szczelnych rurowych co wspomaga proces oczyszczania,

- fale akustyczne o niskiej częstotliwości są słabo tłumione na drodze ich propagacji -

dobrze penetrują przestrzenie o skomplikowanych kształtach i docierają do odległych powierzchni kotłów.

Ze względu na wysoki poziom ciśnienia akustycznego występują następujące ograniczenia zastosowania Pyłofonu:

- ze względu na zagrożenie hałasem fala akustyczna może być generowana wyłącznie w przestrzeni zamkniętej obiektu oczyszczanego,

 w oczyszczanej przestrzeni powinien występować ciąg gazu wywołany podciśnieniem lub nadciśnieniem umożliwiający transport uruchomionych cząstek pyłu do rządzeń odpylających,

- oczyszczana komora powinna być w dolnej części zakończona odpowiednim zsypem umożliwiającym odbiór spadających warstw popiołów,

 podczas spalania paliwa o niskiej temperaturze mięknienia popiołu Pyłofon nie usunie całkowicie osadów szlaki popiołowej lecz istotnie wydłuży czas osadzania się szlaki na powierzchniach wymienników ciepła.

Do oczyszczania powierzchni zanieczyszczonych pyłem lub popiołem w przemyśle stosowane są również generatory fali akustycznej innych producentów, a w szczególności generatory Insonex i Sonoforce firmy Kockum Sonics oraz Infrafony firmy Infrafone AB. Ich zastosowanie w polskim przemyśle jest ograniczone. Pyłofon okazał się urządzeniem w większym stopniu spełniającym wymagania użytkowników w energetyce głównie ze względu na walory rozwiązania konstrukcyjnego części mechanicznej, oraz układ sterowania umożliwiający prace rezonansową pomimo zmieniających się warunków pracy obiektu w zakresie temperatury i ciśnienia gazów.

3. Badania skuteczności działania Pyłofonów

Skuteczność Pyłofonów badano w konkretnych zastosowaniach przemysłowych na kotłach parowych i wodnych różnej wielkości i konstrukcji oraz na reaktorach odsiarczania spalin. Badano poziom ciśnienia akustycznego w przestrzeni kotła. Oceniano stan zanieczyszczeń przed i po instalacji i Pyłofonów na podstawie obserwacji własnych i informacji użytkowników. W niektórych przypadkach badano drgania rur wywołane falą akustyczną było to jednak możliwe tylko na zimnym kotle [2,3].

Na rysunku 4 pokazano charakterystyczne strefy zanieczyszczeń dużego kotła parowego OP-650, usytuowanie 4 Pyłofonów M-1 (rura rezonansowa Dn 400), oraz uzyskane poziomy ciśnienia akustycznego wewnątrz kotła.



Rys. 4. Schemat kotła parowego OP-650 z oznaczonymi strefami zanieczyszczeń, usytuowaniem Pyłofonów i oznaczonymi poziomami ciśnienia akustycznego

Rysunek 5 pokazuje usytuowanie Pyłofonu M-2 (rura rezonansowa Dn 250) na dwuciągowym kotle wodnym rusztowym WR-25. Rura rezonansowa została wprowadzona w stropie kotła na drugim ciągu. Na tym rysunku zaznaczono ciśnienie akustyczne wewnątrz kotła jak również poziom dźwięku A w otoczeniu kotła.

Na rysunku 6 pokazano usytuowanie Pyłofonu na reaktorze odsiarczania spalin współpracującym z kotłem parowym OP-650. Reaktor jest zbiornikiem o wysokości ok. 57m. Pyłofon zastał zainstalowany na wysokości ok. 50m, szerokość obiektu ok. 20m.



Rys. 5. Schemat kotła wodnego WR-25 z Pyłofonem M-2, oznaczonymi poziomami ciśnienia akustycznego wewnątrz kotła i poziomami dźwięku A w rejonie kotła



Rys. 6. Schemat reaktora odsiarczania spalin z zainstalowanym Pyłofonem

Doświadczenia przemysłowe wykazują, że warunki akustyczne w miejscach zabudowy generatorów dźwięku są związane zarówno z właściwościami obiektów oczyszczanych jak i parametrów pracy generatorów. Można je scharakteryzować następująco:

 fala akustyczna jest generowana w obiekcie zamkniętym posiadającym na ogół znaczną izolacyjność akustyczna (20 - 50 dB),

- występuje na ogół duża chłonność akustyczna pomieszczeń przemysłowych, w których pracują generatory,

poziom tła jest zróżnicowany od niskiego poniżej 85 dB(A) do wysokiego sięgającego 90 dB(A),

- dopuszczalny równoważny poziom dźwięku nie zostanie przekroczony pod warunkiem odpowiedniego doboru cyklu pracy Pyłofonu (czasu pracy i czasu przerwy), nawet w przypadku braku osłony dźwiękoizolacyjnej na rurze rezonansowej, obecnie standardowo wszystkie instalowane w przemyśle Pyłofony wyposażone są w osłony dźwiękoizolacyjne.

Na rysunku 7 pokazano fotografie wybranych instalacji Pyłofonów na kotłach energetycznych w układzie pionowym i poziomym. Widoczne są rury rezonansowe z izolacją akustyczną, impulsatory i układy zasilania pneumatycznego oraz elementy

konstrukcji wsporczych. Pyłofony posadowione są na wibroizolatorach. Izolacja akustyczna rur rezonansowych skutecznie obniża poziom dźwięku w rejonie Pyłofonu.





4. Ocena skuteczności Pyłołofonów

Kotły energetyczne:

 największa skuteczność oczyszczania występuje w obszarze o poziomie dźwięku 135-160 dB bezpośrednio w rejonie rury rezonansowej,

- skuteczność ta stopniowo zanika na skutek tłumienia pęczków rur kotłowych, np. dla kotła o szerokości 17 m (dużego), na ścianie przeciwległej do miejsca zabudowy generatora (poziom dźwięku - 130 dB) efekty czyszczenia są małe.

- wystarczająca skuteczność oczyszczania występuje w obszarze o promieniu ok. 6-8m; silną falą akustyczną można rozbić stwardniałe osady w postaci mostków międzyrurowych, po kilkunastu załączeniach generatora na okres 20s ale tylko w przypadku elastycznych, membranowych konstrukcji rurowych,

- Pyłofon nie oczyści osadów w postaci spieków twardych powstałych wskutek szlakowania popiołu w wysokotemperaturowej części kotła bezpośrednio nad komorą paleniskową.

Możliwości efektywnego zastosowania występują: w kotłach małych, średnich i dużych, ale z wyłączeniem kotłów bardzo małych i bardzo dużych.

Warunki uzyskania efektów oczyszczania:

- osady pyłowe posiadają strukturę pylistą lub zwartą ale łatwo rozwarstwialną,

- gdy konstrukcje rurowe mają małą sztywność łatwiej jest je pobudzić do drgań mechanicznych, co zwiększa efektywność oczyszczania osadzającego się na nich popiołu (właściwości takie posiadają konstrukcje kotłów z ekranami szczelnymi i z pęczkami rur o małej sztywności).

- w kotłach ze ścianami ceramicznymi Pyłofon osiąga dobre efekty oczyszczania przy poziomach ciśnienia akustycznego wyższych od 140dB

Obecnie w polskich elektrociepłowniach pracuje ponad 100 instalacji Pyłofonów, przykładowo Pyłofony skutecznie zostały zastosowane na kotłach wodnych: WR 10, WR 25, WP 70, WP 120, WP 140, na kotłach parowych: OR 32, OR-35, OR40, OR 50, OP 120, OP 240, OP 380, oraz w nietypowych kotłach przeznaczonych np. do spalania odpadowych produktów ropopochodnych.

Reaktory odsiarczania spalin metodą półsuchą

Pozytywna ocena efektywności oczyszczania. Duża skuteczność wynikająca ze słabego tłumienia fal akustycznych w komorze reaktora. Efekt wielokrotnego odbicia fali akustycznej od ścian reaktora w warunkach małego tłumienia (wnętrze reaktora jest puste) powoduje oczyszczanie praktycznie w całej objętości. Dzięki temu załączenie Pyłofonu w cyklu automatycznym na okres 20 - 30s, powoduje odpadniecie osadów, które następnie podczas jego postoju trwającego 20 - 40min stopniowo narastają.

Podstawowe efekty zastosowania Pyłofonu w obiektach energetycznych:

- wyeliminowanie lub istotne zmniejszenie częstości ręcznego, uciążliwego czyszczenia kotła,

 - długotrwała eksploatacja kotłów przy zachowaniu czystości powierzchni ogrzewalnych, (utrzymanie czystości powierzchni ogrzewalnych kotła, zmniejszenie awaryjności odżużlacza kotła),

- obniżenie temperatury spalin wylotowych, a tym samym zmniejszenie straty wylotowej kotła,

- wzrost sprawności i dyspozycyjności kotła,

- skuteczna współpraca z układami parowych zdmuchiwaczy popiołu czyszczącymi w wąskim zakresie bezpośredniego oddziaływania strumienia pary,

- wzrost dyspozycyjności kotłów wyposażonych w instalacje suchego odsiarczania spalin,

 - skuteczne oczyszczanie reaktorów instalacji odsiarczania spalin z osadów siarczynu wapnia,

- efektywne usuwanie popiołu lotnego z powierzchni katalizatorów SCR (instalacje odazotowania spalin.

Pyłofon skutecznie usuwa popiół lotny z powierzchni ogrzewalnych, usuwa także osady o konsystencji pulpy (np. osady na ściankach reaktorów odsiarczania spalin).

Pyłofon nie zapobiegnie natomiast powstawaniu osadów w postaci stałej silnie adhezyjnie przylegających do powierzchni wymienników cieplnych, powstałych wskutek zbyt niskich temperatur topnienia popiołu lub wytrącania się soli i innych związków na powierzchniach ogrzewalnych ale zdecydowanie wydłuży proces powstawania tego typu osadów ponieważ: - utrzymując w sposób ciągły powierzchnię ogrzewalną w stanie czystym, bez popiołu

lotnego - reakcje chemiczne nie wiążą warstwy popiołu lotnego z powierzchnią ogrzewalną,

- osadzona na powierzchni ogrzewalnej warstwa miękkiego popiołu w postaci pulpy (niska

temperatura topnienia popiołu) poddana oddziaływaniu silnej fali akustycznej wskutek drgań mechanicznych rur wymienników i akustycznych spalin jest odrywana i porywana przez strumień spalin - Pyłofon w takiej sytuacji zapobiega powstawaniu dużych brył szlaki popiołowej które spadając stanowią potencjalnie poważne zagrożenie dla konstrukcji kotła.

Przykładem pośrednim efektywności pracy Pyłofonu na kotle wodnym wykresy pokazane rysunku 8. Jak pokazano uśredniona temperatura spalin wylotowych zmienia się synchronicznie ze zmianą mocy kotła, co oznacza, że nie występują osady popiołowe. W przypadku występowania osadów popiołowych utrudniających wymianę ciepła taka zależność nie występuje [4].



Czas w godz.



5. Podsumowanie

Energetyka polska oparta na węglu kamiennym przechodzi okres modernizacji. W związku ze wzrastającymi wymaganiami związanymi z efektywnością ekonomiczną i ochroną środowiska konieczne jest rozwijanie metod i technologii umożliwiających poprawną pracę obiektów energetycznych w szczególności kotłów stanowiących zasadniczy element systemu.

Przestawione w pracy efekty zastosowania Pyłofonów wskazują na ich przydatność do utrzymania w czystości powierzchni wewnętrznych obiektów energetycznych. Aktualnie stosowane są dwa modele Pyłofonów, które znalazły zastosowanie przede wszystkim na kotłach dużych (np. OP 380) średniej wielkości (np. WP-70) i małych (WR-10). Badania przemysłowe wykazują że w przypadkach mniejszych kotłów Pyłofony mogą stanowić wystarczające i skuteczne narzędzie do utrzymania czystości powierzchni wymienników ciepła.

W przypadku kotłów większych mogą stanowić uzupełnienie metod wykorzystujących np. zdmuchiwacze parowe [5].

Pozytywne doświadczenia uzyskane w trakcie stosowania Pyłofonów skłaniają do badań zmierzających w kierunku dalszej poprawy ich parametrów akustycznych i eksploatacyjnych. Celowe jest również opracowanie kolejnych wariantów wymiarowych zwłaszcza przeznaczonych na bardzo małe obiekty energetyczne oraz w innych zastosowaniach przemysłowych.

Literatura

[1] M. PRONOBIS Modernizacja kotłów energetycznych. WNT, Warszawa 2002.

[2] J. FELIS, J. SZYDŁO. Pyłofon - akustyczna metoda usuwania osadów pyłowych, Energetyka, nr 483, wrzesień 1994.

[3] J. FELIS. J. ZALEWSKI. Przemysłowe zastosowanie silnej fali akustycznej do usuwania osadów pyłowych. Materiały XVII Ogólnopolskiej Konferencji Naukowodydaktycznej Teorii Maszyn i Mechanizmów. Warszawa–Jachranka, 6–8 września 2000.

[4] B. NIEWCZAS, T. BIENIASZ. Nowe możliwości Pyłofonu. Oczyszczanie powierzchni urządzeń w trakcie ich eksploatacji przy pomocy fal akustycznych. XI Konferencja Naukowo-Techniczna pn.: "Modernizacja Kotłów Rusztowych" Gliwice-Szczyrk, 2011, Prace naukowe Politechniki Śląskiej, zeszyt 28, str.: 150-153.

[5] B. ŚNIECHOWSKA. Zastosowanie zdmuchiwaczy parowych i akustycznych w kotłach energetycznych. Budownictwo i inżynieria środowiska 1 (2010).

[6] J. FELIS, A. FLACH, T.KAMISIŃSKI. *Testing of a Device for Positioning Measuring Microphones in Anechoic and Reverberation Chambers*. Archives Of Acoustics 2012 Volume: 37 Issue: 2 Pages: 245-250.

[7] W. BATKO, J. FELIS, A. FLACH. A concept of an actuator for the positioning measurement system in an anechoic room. Archives Of Acoustics 2008 Volume: 33 Issue: 2 Pages: 201-207.

[8] Katalog firmy Rafako, www.rafako.com 07.2013.

[9] Aparatura Pomiarowa Kwant, www.kwant-inst.pl. 07.2013.

Modelowanie i projektowanie systemów zgrzewania ultradźwiękowego

Modeling and Designing of Ultrasonic Welding Systems

Andrzej Milewski, Piotr Kluk, Witold Kardyś, Paweł Kogut

Tele and Radio Research Institute, 03-450 Warsaw, 11 Ratuszowa St., Poland andrzej.milewski@itr.org.pl, piotr.kluk@itr.org.pl, witold.kardys@itr.org.pl, pawel.kogut@itr.org.pl

1. Abstract

This article presents the main stages and the main challenges in modeling and designing of modern ultrasonic welding and cutting systems. First, the key components of such a system, such as an ultrasonic stack (consisting of a high power ultrasonic transducer and a sonotrode) and a digitally controlled ultrasonic power supply with precise control of the output power have been considered. Next, a concept of measurement system for verification and validation of mathematical models of ultrasonic stacks and its components has been presented. Finally, a method of ultrasonic stack e-diagnosis based on ultrasonic transducer electrical impedance measurement during welding and cutting process has been described.

1. Introduction

Ultrasonic welding and cutting technologies [1-3] use mechanical waves in the frequency range from over a dozen kHz to about 70 kHz to join plastic and metal parts. The key elements of an ultrasonic welding and cutting system have been shown in Fig. 1.

During the ultrasonic welding or cutting process the welded or cut elements are placed between the steel anvil and the sonotrode and are pressed together with the pneumatic actuator. Then the ultrasonic welding or cutting cycle is started, i.e. the ultrasonic power supply starts to generate an electrical signal feeding the ultrasonic stack consisting of the high power ultrasonic electro-mechanic transducer, the booster, and the sonotrode. The mechanical vibrations generated by the transducer are amplified by the booster and sonotrode assembly. As the result, the mechanical vibrations amplitude at the sonotrode working surface can be as high as tens of micrometers. The mechanical waves propagate through the welded elements causing the melting and mixing of particles of the welded materials forming a firm joint. To develop a good – i.e. efficient, reliable, and producing high quality joints - ultrasonic welding and cutting system, a couple of key development problems must be taken into account and solved. In this paper, the most vital elements of an ultrasonic welding and cutting system – i.e. the ultrasonic stack and power supply – have been under consideration.



Fig. 1. The key elements of an ultrasonic welding and/or cutting system.

2. Ultrasonic Stack modeling and designing

One of the great challenges in the ultrasonics welding and cutting domain is to increase the reliability and lifetime of the ultrasonic stack. During welding or cutting process the ultrasonic stack components are exposed to high electrical and mechanical stress. The high power ultrasonic sandwich transducer is excited into mechanical vibrations using electrical sine wave with RMS value up to 3.2 kV. The resulting amplitude of mechanical vibrations – measured at the head of the sonotrode – can be as high as several dozen of micrometers. The ultrasonic stack is pressed to the welded or cut material by the pneumatic actuator with the pressure up to 1 MPa. Resulting high-frequency vibration stress, leads to systematical degradation of all the components of the ultrasonic stack. As a consequence, the ultrasonic stack lifetime can be as short as a few months and no longer than a few years - depending on the used sonotrode material (duraluminium, steel or titanium) and the ultrasonic stack load. The very high cost of materials (especially piezoceramic rings and titanium) and ultrasonic stack manufacturing process (e.g. high precision tooling for titanium sonotrodes) are the main reasons for increasing the ultrasonic stack lifetime. In order to obtain high quality and long lifetime ultrasonic stack, its elements should be appropriately designed using adequate mathematical models.

2.1. High Power Ultrasonic Transducer Modeling

The high power ultrasonic transducer is usually built as a stack of piezoceramic rings – forming so called sandwich transducer. As an example a 4-ring, 20 kHz, 4 kW

sandwich transducer, developed and manufactured by ITR, has been shown in Fig. 2. At the first stage of modeling the geometrical model is simplified in order to obtain axial symmetry. The simplified geometrical model of that transducer has been presented in Fig. 3.



Fig. 2. 4-ring, 20 kHz, 4 kW sandwich transducer manufactured by ITR.



Fig. 3. Simplified geometrical model of sandwich transducer.

Having axial symmetry of all the elements, we can use one of the commonly known analytical models [4], [5] to model axial vibrations of each of the elements separately. For example, each of the piezoceramic rings (elements 1-4 in Fig. 4) can be modeled as a three-port network shown in Fig. 4.



Fig. 4. Three-port network model of acoustically loaded piezoceramic ring.

The impedances Z1 and Z2 are acoustic impedances of the external acoustic medium attached to both of the vibrating surfaces of the transducer, F1 and F2 are external mechanical force loads, v1 and v2 are external particle velocity loads, I_0 is electrical current, and V_0 is electrical voltage. For such a model the electrical impedance of the acoustically loaded piezoceramic ring can be evaluated using the following expression:

ſ

$$Z = \frac{U_0}{I_0} = \frac{1}{i\omega C_0^S} \left\{ 1 - \frac{k_t^2}{hk_3} \frac{\frac{1}{2i}(Z1 + Z2) + \rho v_3 tg(hk_3)}{\frac{Z1Z2}{\rho v_3} - i\frac{(Z1 + Z2)}{tg(2hk_3)} + \rho v_3} \right\}$$
(1)

where, C_0^{S} - static capacitance at constant strain, v_3^{E} – phase velocity in axial direction at constant electric field of the piezoelectric transducer, k_3^{E} – wave vector in axial direction at constant electric field, ρ – material density of the piezoelectric transducer.

An exemplary electrical impedance characteristic of the SonoxP8 piezoceramic ring (dimensions 50x20x6) simulated for catalogue parameters according to the expression (1) has been shown in Fig. 5. The discrepancy between simulated and measured impedance is due to the relatively large scattering (about 20%) of piezoceramic ring parameters between production lots.



Fig. 5. Measured and simulated absolute impedance characteristic of examined SonoxP8 piezoceramic ring.

By combining n-port network models of all the sandwich transducer elements we obtain multi-port network model of the sandwich transducer which has been shown in Fig 6.



Fig. 6. Multi-port network model of the sandwich transducer.

The multi-port network model is extremely useful in the development process of sandwich transducers. For example, this model can be used for electric impedance estimation, modal frequencies estimation, and electromechanical coupling coefficient optimization. It can also be used for study of the transducer behavior under the influence of acoustic load.

2.2. Sonotrode Modeling

For simple sonotrode shapes with axial symmetry, e.g. cylindrical, step, exponential or conical, the commonly known analytical models can be used [5]. The models are based on the assumption of plane wave propagation and are not adequate for complex sonotrode shapes. Moreover, the sonotrode shape is optimized in order to obtain optimal mechanical displacement and stress distribution (optimal radiation pattern) ensuring the most efficient transfer of vibration energy to the load (welded material). So, the sonotrode shape is closely related to a specific ultrasonic welding and cutting technology. For example, in rotary welding technology the shape of sonotrode is optimized in such a way that the conversion between axial and radial modes is most efficient. In that case, it is necessary to use the numerical model - i.e. the FEM model – in order to obtain adequate accuracy of modeling. As an example, the geometrical model of the rotary welding sonotrode developed by ITR along with its FEM model has been shown in the Fig. 7. The shape and dimensions of the sonotrode have been iteratively optimized using FEM model in order to obtain maximum efficiency in converting axial vibrations from the ultrasonic transducer into the axial and radial vibration components (u_r and u_z) at the sonotrode working edge.



Fig. 7. Rotary welding sonotrode and its FEM model.

3. Ultrasonic Power Supply Design Challenges

In modern ultrasonic welding and cutting systems the power supply is generally an AC-AC power converter [6] with digitally controlled frequency and amplitude of the electric output signal. The output power is in the range of hundreds of watts to a few kilowatts, and the frequency range is of 20 kHz to 70 kHz. In order to obtain high power efficiency under these conditions the only solution is to use a resonant converter [7]. One of the main problems are changes that occur in the material during welding or cutting process, e.g. material melting, that result in rapid changes in the ultrasonic stack impedance. Without precise follow-up control of frequency and amplitude of the electric signal feeding the ultrasonic stack the power supply output power will fluctuate strongly during welding and cutting process resulting in bad quality of the process. Most power supplies try to follow one of the resonance frequencies, like in [8], but optimal operating point is lying somewhere between the anti-resonance and resonance frequencies, as has been presented in Fig. 8.

In order to develop the method to find and follow the optimal operating point many investigations have been conducted by ITR. As a result, an innovative method of ultrasonic stack active power stabilization has been developed [9], [10]. The active power is estimated in real-time according to the following equations:

$$P = \frac{1}{2} \left| U_1 \right| \left| I_1 \right| \cos(\varphi) \tag{2}$$

$$\varphi = \arg\left(U_1\right) - \arg\left(I_1\right) \tag{3}$$

The power is stabilized in real-time by controlling the inverter frequency with a step equal to 0.1 Hz. The method has been implemented in a power supply using dual core DSP processor, Direct Digital Synthesis (DDS), and Complex Programmable Logic Device (CPLD) to control a resonance voltage inverter [11]. Basing on that method a new strategy for defining the ultrasonic welding and cutting process as the active power vs. time function [12] was developed. The method allows to obtain optimal and reproducible welding and cutting results, while minimizing energy consumption.



Fig. 8. Optimal operating point is lying somewhere between anti-resonance and resonance frequencies.

4. Ultrasonic Stack Verification and Validation

High quality welding and cutting demand predetermined frequency characteristic of transducer impedance. Also important are: high energy efficiency, high coupling coefficient, low dielectric loss, and the optimal radiation pattern. In order to manufacture high quality and long-life transducers the piezoelectric rings must be selected and the sandwich transducers as well as complete ultrasonic stacks verified and validated on the basis of their measured parameters. For this purpose the measurement system for parameter estimation and diagnostic of ultrasonic transducers has been developed by ITR. The block diagram of the system has been shown in Fig. 9.

The system takes advantage of the virtual instrument technique in the NI LabVIEW environment. It uses Agilent U2761A Function Generator (FG), U2531A Data Acquisition Unit (DAO), and the modified 1200 VA acoustic high power linear amplifier (HPLA) for ultrasonic stack (US) electrical impedance measurement, according to the methods described in [13] and [14]. The controlled force test fixture (CFTF) has been designed for piezoceramic rings measurement and selection. Basing on the impedance frequency characteristic the RLC equivalent circuit parameters estimation is conducted [15]. Additionally, selected piezoceramic material parameters can be estimated. Using sophisticated graphical user interface of the measurement system the impedance module and phase vs. frequency, and impedance circle can be displayed with resolution up to 0.1 Hz in the frequency range of 10 kHz to 100 kHz. Vibration amplitude can be measured, using the PHILTEC RC25-H3 fiber optic displacement sensor (ODS), in the range of 1 µm to 100 μ m, with the resolution better than 1 μ m, and visualized in the time and frequency domains [16]. Sandwich transducer temperature map can be obtained using the thermal imaging camera (TIC). For a sandwich transducer closed in a metal housing, the pyrometer sensor (PS) fixed in the hole in the housing must be used instead of the camera.



Fig. 9. Block diagram of the measurement system for ultrasonic stack verification and validation.

The measurement system has been successfully used for verification and validation of mathematical models of ultrasonic transducers [17]. Using that system we can shape and verify the frequency response of the manufactured transducers and ultrasonic stacks. Having the reference impedance characteristic we can store it in an ultrasonic generator, and compare it with the actual one for the purpose of ultrasonic stack e-diagnostic and wear monitoring.

5. E-diagnosis in Ultrasonic Welding System

E-diagnostic and wear monitoring of the ultrasonic stack are very essential issues in ultrasonic welding and cutting systems. On the one hand, the cost of materials and manufacturing of the ultrasonic stack is usually very high. On the other hand, the systematic ultrasonic stack degradation can influence the ultrasonic welding and cutting process quality, and in extreme cases the joint quality becomes unacceptable. A malfunction of one of the ultrasonic stack parts leads usually to damage of other parts (even the anvil) of an ultrasonic welding and cutting system. Hence, early detection of any malfunction in an ultrasonic stack is very important in order to avoid the impeding system breakdown, which is usually very costly for the manufacturer. The assessment of the state of the ultrasonic stack can be accomplished on the basis of electrical impedance monitoring during the welding and cutting process. In the process of development and manufacturing of ultrasonic stacks in ITR the ultrasonic stack impedance characteristics are developed and verified adequately to the requirements of a particular ultrasonic technology. The parameters of impedance characteristics such as resonance and anti-resonance

frequencies, absolute value of impedance at resonance frequency, and the absence of parasitic resonances are one of the main factors in the quality assessment of the ultrasonic transducers and stacks. The parasitic resonances disqualify the ultrasonic stack to continue the work, because they are local minima in impedance characteristic, and the ultrasonic generator can easily tune to one of them and get stuck in there resulting in bad quality welding or cutting process.

The degradation of the ultrasonic stack is reflected in impedance characteristics changes, such as increasing the impedance module in the serial resonance, or the appearance of parasitic resonances. An excessive increase in ultrasonic stack temperature also significantly affect the parameters of the electrical impedance characteristics. Hence, the following general diagnosis method can be used to monitor the health of the ultrasonic stack:

- Parameterization of electrical impedance characteristics and identification of parameters carrying vital information about the health of the ultrasonic stack, e.g. the impedance module in the serial resonance, the distance between the resonance and the anti-resonance and so on;
- Basing on the estimated values of parameters, classification of the ultrasonic stack state (good or bad) using the universal classificator such as artificial neural network.

6. Conclusions

The issues of adequate modeling and designing of high power ultrasonic devices, and ediagnostic of ultrasonic stack are very important in manufacturing efficient, reliable, and long-life ultrasonic welding and cutting systems. Thus, further research will be conducted in this area in order to improve existing systems because there is a practical need for it in today's industry.

References

- [1] D. Ensminger, L.J. Bond. Ultrasonics Fundamentals, Technologies, and Applications. CRC Press, Taylor & Francis Group, Boca Raton (2012).
- [2] P. Kluk, Architecture of series of types of ultrasonic welding systems with digital feedback [In Polish]. Elektronika, **50**(7), 74-79 (2009).
- [3] L. Książek, P. Kluk, *Selected applications of ultrasonic technique in mechatronics* [In Polish]. Elektronika, **51**(10), 131–134 (2010).
- [4] M. Prokic, *Piezoelectric Transducers Modeling and Characterization*. MPI, Switzerland (2004).
- [5] M.Đ. Radmanović, DD. Mančić, *Designing and Modeling of the Power Ultrasonic Transducers*. MPI, Switzerland (2004).
- [6] N. Mohan, T. Undeland, W. Robbins, *Power Electronics Converters, Applications, and Design*. John Willey & Sons, USA (2003).
- [7] J. Chudorliński, W. Kardyś, *Usage of resonant converters in ultrasonic generators* [In Polish]. Elektronika, **51**(7), 99-102 (2010).
- [8] P. Kluk, P. Wlazło, Ultrasonic assembly resonance frequency tracking algorithm in ultrasonic welding system with digital feedback [In Polish]. Elektronika, 50(7), 70-74 (2009).
 - 393

- [9] P. Kluk, Algorithm of active power stabilization in high power ultrasonic assembly of ultrasonic welding system with digital feedback [In Polish]. Elektronika, 50(7), 79-81 (2009).
- [10] M. Brylski, *Follow-up power adjustment in ultrasonic assembly of ultrasonic welding system* [In Polish]. Elektronika, **51**(7), 105-107 (2010).
- [11] A. Milewski, P. Kluk, P. Kogut, *Automatically controlled ultrasonic power* generator [In Polish]. Elektronika, **52**(9), 198-201 (2011).
- [12] M. Brylski, *Generation of ultrasonic welding cycle as a function of active power in time* [In Polish]. Elektronika, **51**(7), 102-104 (2010).
- [13] P. Kogut, A. Milewski, P. Kluk, W. Kardyś, L. Nafalski, *Piezoelectric transducer impedance measurement circuit* [In Polish]. Elektronika, **54**(4), 16-19 (2013).
- [14] W. Kardyś, A. Milewski, P. Kluk, P. Kogut, Linear high power amplifier for measurements of nonlinear properties of ultrasonic systems [In Polish]. Elektronika, 54, 4, 20-23.
- [15] A. Milewski, P. Kluk, P. Kogut, J. Florkowska-Trąbińska, Parametric validation of the ultrasonic piezoelectric transducers [In Polish]. Elektronika, 52(9), 194-198 (2011).
- [16] P. Kluk, A. Milewski, P. Kogut, W. Kardyś, B. Młynarski, Virtual Instrument for Optical Measurement of Ultrasonic Stack Vibrations [In Polish]. Elektronika, 54(4), 23-26 (2013).
- [17] A. Milewski, P. Kogut, W. Kardyś, P. Kluk, Experimental validation of the piezoceramic transducers electromechanical models [In Polish]. Elektronika, 53(8), 15-18 (2012).

Modyfikacja konstrukcyjna ustroju dźwiękochłonnego w celu ograniczenia wpływu nakładanych warstw wierzchnich

Constructional modifications of resonance absorbers to reduce the impact of surface layers

Katarzyna Suder-Dębska, Ireneusz Czajka, Paweł Śnieć

AGH – Akademia Górniczo-Hutnicza im. St. Staszica w Krakowie, Wydział Inżynierii Mechaniczneji Robotyki, Katedra Systemów Energetycznych i Urządzeń Ochrony Środowiska, al. A. Mickiewicza 30, 30-059 Kraków E-mail: suder@agh.edu.pl

Streszczenie

Ustroje dźwiękochłonne są chętnie stosowane przez architektów w celu niwelowania niekorzystnych zjawisk akustycznych występujących w różnego rodzaju obiektach użyteczności publicznej. Omawiany ustrój akustyczny to tynk celulozowobawełniany, w podstawowej wersji składający się z plastrów wełny szklanej o grubości 20 mm, warstwy bazy o grubości 3 mm oraz warstwy wykończeniowej o grubości 2 mm. W niniejszym artykule został przeanalizowany wpływ grubości warstwy zbudowanej

z plastrów wełny szklanej, rozmiar pustki powietrznej oraz sposób wykończenia powierzchni zewnętrznej ustroju dźwiękochłonnego na uzyskiwane współczynniki pochłaniania dźwięku. W kwestii wykończenia powierzchni zewnętrznej ustroju przebadane zostały próbki z warstwą wykończeniową stosowaną przez producenta oraz próbki pokryte dodatkowo pojedynczą oraz podwójną warstwą farby.

1. Wprowadzenie

Materiały dźwiękochłonne są chętnie stosowane przez architektów w celu niwelowania niekorzystnych zjawisk akustycznych występujących w różnego rodzaju obiektach użyteczności publicznej. Materiały te mogą być wykańczane właściwie w dowolny sposób, w ramach potrzeb zaistniałych w danym obiekcie.

Generalnie rzecz ujmując materiały dźwiękochłonne stosowane są

w dwóch postaciach, jako:

materiały charakteryzujące się porowatą lub włóknistą strukturą np. wełny, dywany, filce, kotary, które to materiały stosowane są bezpośrednio na pokrycie powierzchni ograniczających pomieszczenie;

różnego rodzaju rezonatory, pochłaniacze przestrzenne, ustroje membranowe, czy ustroje perforowane, mocowane na odpowiednich konstrukcjach, co pozwala na regulowanie zakresu najlepiej pochłanianych częstotliwości.

Jako gotowe rozwiązania stosowane są natomiast m. in.:

- kasetonowe sufitowe systemy podwieszane, produkowane m.in. przez Ecophon, Eurocoustic, Rockfon;
- monolityczne systemy sufitów podwieszanych, produkowane przez Asona, Rockfon, Sto;
- perforowane płyty gipsowo-kartonowe, produkowane przez Knauf, Lafarge, Rigips; drewniane panele z perforacją lub bez, produkowane przez Gustafs, Parasilentio,
 - Trikustik.

Materiałami wyjściowymi, z jakich budowane są materiały i ustroje dźwiękochłonne, mogą być granulaty, materiały kompozytowe, materiały ziarniste, materiały o strukturze plastra miodu, czy nawet różnego rodzaju materiały stanowiące odpady produkcyjne [1, 2, 3, 4, 5].

Podstawowym parametrem charakteryzującym materiały i ustroje dźwiękochłonne jest współczynnik pochłaniania dźwięku, opisywany następującą zależnością:

$$\alpha = \frac{E_p}{E_c} , \qquad (1)$$

gdzie:

 E_p – energia fali dźwiękowej padającej na dany materiał pochłonięta przez ten materiał,

 E_c – całkowita energia fali dźwiękowej padającej na dany materiał.

W związku z powyższym, współczynnik pochłaniania dźwięku może przyjmować wartości z zakresu od 0 do 1, gdzie 0 oznacza całkowite odbicie fali dźwiękowej od materiału,

1 natomiast całkowite pochłonięcie energii fali dźwiękowej padającej na dany materiał.

W zależności od częstotliwości fali dźwiękowej padającej na materiał, współczynnik pochłaniania dźwięku może przyjmować różne wartości.

Sposób, w jaki dany materiał pochłania energię padającej na niego fali dźwiękowej zależny jest od różnych czynników. Jednym z nich może być gęstość materiału. Zbyt mała gęstość materiału pozwala na niewielka redukcję energii niesionej przez falę akustyczną. Wzrost gestości materiału poprawia właściwości dźwiękochłonne tego materiału, ale tylko do pewnego stopnia, gdyż zbyt wysoka gestość może uniemożliwiać przenikanie fali dźwiekowej do wnetrza materiału, co powoduje obniżenie jego cech pochłaniających [6, 7]. Istotną cechą decydującą o właściwościach dźwiękochłonnych materiału jest jego porowatość. Podczas padania fali dźwiękowej na taki materiał, poprzez tarcie cząsteczek powietrza o ścianki porów, część energii dźwiękowej zamieniana jest na ciepło. Również na ciepło zamieniana jest część energii dźwiękowej w materiałach włóknistych poprzez drgania poszczególnych włókien. Materiały tego typu charakteryzują się lepszym pochłanianiem w zakresie wyższych częstotliwości. Pochłanianie dźwięku przez takie materiały można w istotny sposób zmienić modyfikując grubość, wielkość pustki powietrznej oraz zmieniając rodzaj pokrywającej je powłoki [8]. Kolejnym czynnikiem, od którego zależy pochłanianie dźwięku przez dany materiał, jest grubość danego ustroju dźwiękochłonnego, gdyż przy odpowiedniej gęstości materiału wydłużenie drogi, jaką musi pokonać fala dźwiękowa w jego wnętrzu, powoduje wydzielenie się większej ilości ciepła. Wobec powyższego wraz ze zwiększaniem się grubości ustroju dźwiękochłonnego poprawiają się jego właściwości dźwiękochłonne, zwłaszcza w zakresie niskich częstotliwości. Natomiast, aby zbytnio nie obciążać konstrukcji, zamiast zwiększać grubość materiału dźwiękochłonnego, można stosować pustke powietrzna. Ostatnim z istotnych elementów wpływających na właściwości dźwiekochłonne danego materiału jest rodzaj warstwy wierzchniej pokrywającej ten

materiał, którą może być na przykład cienka membrana z tkaniny czy tworzywa sztucznego, bądź farby. Pamiętać jednak należy, że o ile dla niskich częstotliwości taka bariera nie stanowi praktycznie żadnego problemu, to dla wysokich częstotliwości jej zastosowanie może spowodować obniżenie właściwości pochłaniających.

W niniejszym artykule został przeanalizowany wpływ grubości warstwy zbudowanej z plastrów wełny szklanej, rozmiar pustki powietrznej oraz sposób wykończenia powierzchni zewnętrznej ustroju dźwiękochłonnego na uzyskiwane współczynniki pochłaniania dźwięku. W kwestii wykończenia powierzchni zewnętrznej ustroju przebadane zostały próbki z warstwą wykończeniową stosowaną przez producenta (tzw. finish) oraz próbki pokryte dodatkowo pojedynczą oraz podwójną warstwą farby.

2. Opis obiektu badań

Obiektem badań był, należący do grupy tynków celulozowo-bawełnianych, tynk Sonacoustic. Dzięki wysokiemu współczynnikowi pochłaniania dźwięku oraz gładkiej powierzchni, jest on szczególnie chętnie wykorzystywany w obiektach historycznych, czy salach reprezentacyjnych, zarówno do wykańczania ścian, jak i sufitów.

- Tynk ten wykonany może być z dwojakim wykończeniem:
- powierzchnia tzw. "gęsiej skórki" (Sonacoustic CL);
- powierzchnia gładka szlifowana do punktu wyodrębnienia drobnych minerałów w masie (Sonacoustic PL).

Dostępne dane dotyczące właściwości pochłaniających tego materiału ograniczają się do trzech przypadków montażowych:

- 25 mm warstwa materiału mocowana bezpośrednio do ściany bądź sufitu;
- 25 mm warstwa materiału mocowana z zastosowaniem 60 mm pustki powietrznej;
- 25 mm warstwa materiału mocowana z zastosowaniem 125 mm pustki powietrznej.

Ustrój Sonacoustic (Rys. 1) składa się z następujących warstw:

- plastry wełny szklanej o grubości 20 mm i gęstości 125 kg/m³;
- grubo i długowłóknista warstwa bazy grubości ok. 3 mm i gęstości 350 g/m³;
- podwójna warstwa tzw. finishu, składającego się z bawełny i drobno mielonej
- celulozy, o łącznej grubości ok. 2 mm.



Rys. 1. Przekrój ustroju Sonacoustic (1 – podwójna warstwa finishu, 2 – warstwa bazy, 3 – profil systemowy "F" montowany po obwodzie, 4 – wełna szklana, 5 – podłoże)

Przeprowadzone badania miały na celu sprawdzenie właściwości akustycznych tynku Sonacoustic przy zmiennej grubości ustroju, przy zmiennej wielkości pustki powietrznej oraz przy różnych sposobach wykończenia warstwy wierzchniej. Materiałem wyjściowym do badań były następujące próbki:

- wełna szklana o grubości rekomendowanej przez producenta ustroju (Rys. 2);
- ustrój z zalecanym układem warstw (Rys. 3);
- ustrój z zalecanym układem warstw przy zwiększonej gęstości warstwy finishu (Rys. 4);
- ustrój z zalecanym układem warstw z powierzchnią zewnętrzną pomalowaną warstwą emulsyjną (Rys. 5).



Gęstość materiału zwiększano poprzez dodawanie gipsu utwardzającego. Rys. 2. Wełna szklana grubości 20 mm i gęstości 125 kg/m³



Rys. 3. Wełna szklana grubości 20 mm i gęstości 125 kg/m³ z warstwami tynku bawełniano-celulozowego o gęstości ok. 207,5 kg/m³



Rys. 4. Wełna szklana grubości 20 mm i gęstości 125 kg/m³ z warstwami tynku bawełniano-celulozowego o gęstości: a) ok. 387 kg/m³, b) ok. 530 kg/m³




Rys. 5. Wełna szklana grubości 20 mm i gęstości 125 kg/m³ z warstwami tynku bawełniano-celulozowego pomalowana farbą emulsyjną

Każdą z wyżej przedstawionych próbek przebadano w kilku konfiguracjach: 1) ze względu na grubość:

- pojedyncza warstwa wełny mineralnej;
- podwójna warstwa wełny mineralnej;
- potrójna warstwa wełny mineralnej;
- 2) ze względu na wielkość pustki powietrznej:
 - bezpośrednio na ścianie/suficie;
 - w odległości 60 mm od ściany/sufitu;
 - w odległości 125 mm od ściany/sufitu;

3) ze względu na rodzaj pokrycia warstwy wierzchniej:

- z wykończeniem wykonywanym przez producenta;
- z pojedynczą warstwą farby emulsyjnej;
- z podwójną warstwą farby emulsyjnej.

Łącznie przebadano 80 konfiguracji ustroju dźwiękochłonnego Sonacoustic.

3. Metoda pomiarowa

Współczynniki pochłaniania analizowanego tynku akustycznego Sonacoustic wyznaczono z zastosowaniem rury impedancyjnej, w oparciu o metodę fali stojącej opisaną w normie [9]. Schemat stanowiska pomiarowego przedstawiony został na Rys. 6.



Rys. 6. Schemat toru pomiarowego (1 – generator typu PO-02, 2 – rura Kundta typu B&K 4002, 3 – sonda mikrofonowa, 4 – zestaw filtrów pasmowo-przepustowych B&K typu 1614, 5 – wzmacniacz pomiarowy B&K typu 2603, 6 – badana próbka, 7 – krążek uszczelniający)

Do wykonania pomiaru fizycznego współczynnika pochłaniania dźwięku niezbędna jest sonda mikrofonowa umożliwiająca zlokalizowanie poszczególnych węzłów oraz strzałek powstającej wewnątrz rury impedancyjnej fali stojącej. Sygnał wytwarzany jest natomiast za pomocą generatora fal sinusoidalnych. Do przeprowadzonych pomiarów wykorzystano rury impedancyjne o przekrojach kołowych, średnicach odpowiednio 100 mm i 30 mm oraz długościach odpowiednio 1 m i 0,29 m.

W efekcie superpozycji fal, w rurze impedancyjnej powstaje fala stojąca. W celu wyznaczenia współczynnika pochłaniania badanej próbki dokonuje się pomiaru wielkości amplitud ciśnienia akustycznego w maksimum oraz następującym po nim minimum ciśnienia fali akustycznej. Wielkości te mogą być wyznaczane w skalach liniowej i/lub logarytmicznej. Pierwsze mierzone maksimum ciśnienia fali akustycznej powinno być zlokalizowane pomiędzy dwoma pierwszymi minimami ciśnienia fali akustycznej.

Współczynnik pochłaniania dźwięku wyznaczany jest z następującej zależności:

$$\alpha = 1 - |r|^2 \tag{2}$$

gdzie:

r – wartość zespolona współczynnika odbicia ciśnienia akustycznego fali padającej prostopadle do powierzchni; obliczana jest ona w następujący sposób:

$$|r| = \frac{s-1}{s+1} \tag{3}$$

gdzie:

 $s = \frac{|p_{\text{max}}|}{|p_{\text{min}}|} - \text{współczynnik fali stojącej, dla którego } p_{max} \text{ to maksymalne ciśnienie}$

akustyczne, a p_{min} – ciśnienie minimalne.

Do wyznaczania współczynników pochłaniania dźwięku badanych próbek tynku akustycznego wykorzystane zostały powyżej przedstawione zależności. Dla wszystkich przebadanych konfiguracji wyznaczono współczynniki pochłaniania dźwięku dla pasm 1/3 oktawy.

4. Zestawienie wyników pomiarów

Ze względu na obszerność wyników w artykule przedstawiono tylko część wybranych, najistotniejszych zdaniem autorów, wyników. Poniżej przedstawiono następujące zestawienia:

- ze względu na zmianę gęstości powłoki dla materiałów mocowanych bezpośrednio na ścianie/suficie (Rys. 7), z 60 mm pustką powietrzną (Rys. 8), z 125 mm pustką powietrzną (Rys. 9) oraz ze względu na zmianę gęstości pomalowanej powłoki (Rys. 10);
- ze względu na zmianę grubości warstw wełny dla materiałów mocowanych bezpośrednio na ścianie/suficie (Rys. 11), z 60 mm pustką powietrzną oraz ze względu na zmianę gęstości pomalowanej powłoki.

Wraz ze zwiększaniem gęstości powłoki zewnętrznej na pojedynczej warstwie wełny następuje niewielki wzrost wartości współczynnika pochłaniania dźwięku w zakresie niskich częstotliwości w porównaniu do wartości uzyskiwanych dla podstawowej wersji próbki z wełny szklanej, w zakresie wysokich częstotliwości natomiast następuje niewielki spadek współczynnika pochłaniania dźwięku.

W przypadku zastosowania tynku akustycznego w konstrukcji z 60 mm pustką

powietrzną, wraz ze zwiększaniem gęstości powłoki zewnętrznej, zaobserwowano spadek właściwości pochłaniających w całym zakresie pomiarowym w stosunku do właściwości pochłaniających podstawowej próbki wełny szklanej na analogicznej konstrukcji. Niezależnie od gęstości próbki, w zakresie niskich częstotliwości zaobserwowano właściwości pochłaniające praktycznie identyczne dla każdej ze zmodyfikowanych próbek. Dla wysokich częstotliwości widać wyraźnie niekorzystny wpływ zwiększania gęstości materiału na jego właściwości pochłaniające – najlepiej pod tym względem, z grupy materiałów o zmodyfikowanej gęstości, zachowuje się materiał o najniższej gęstości.

W przypadku zastosowania tynku akustycznego w konstrukcji ze 125 mm pustką powietrzną zaobserwowano podobne zachowanie pod względem właściwości pochłaniających, jak dla ustroju z 60 mm pustką powietrzną, tzn. zwiększenie gęstości powłoki finishu powoduje osłabienie możliwości pochłaniających materiału dźwiękochłonnego. Jednakże podkreślić należy, że w stosunku do właściwości dźwiękochłonnych ustroju z 60 mm pustką powietrzną, właściwości pochłaniające ustroju z 125 mm pustką powietrzną w zakresie średnich i wysokich częstotliwości są lepsze. Dla obu przypadków z pustką powietrzną właściwości pochłaniające w zakresie niskich częstotliwości są lepsze niż dla ustroju bez pustki powietrznej.







Rys. 8. Zmiana współczynnika pochłaniania dźwięku w zależności od częstotliwości ze względu na zmiany gęstości powłoki finishu na pojedynczej warstwie wełny, z zastosowaniem 60 mm pustki powietrznej

Dla ustroju pokrytego pojedynczą warstwą farby emulsyjnej bez pustki powietrznej następuje znaczny spadek właściwości pochłaniających w całym analizowanym zakresie częstotliwości w stosunku do właściwości pochłaniających analogicznych ustrojów, ale nie pokrytych farbą emulsyjną. W tym wypadku najlepiej sprawdza się materiał w wariancie z najniższą gęstością powłoki finishu. Charakter zmian współczynnika pochłaniania dźwięku ustroju pokrytego podwójną warstwą farby emulsyjnej bez pustki powietrznej jest analogiczny, jak ustroju z pojedynczą warstwą farby emulsyjnej, jednakże w tym przypadku wartości osiągane przez współczynnik pochłaniania są jeszcze niższe. W obu przypadkach zastosowanie pustki powietrznej, niezależnie od jej rozmiaru, praktycznie nie wpływa na polepszenie właściwości pochłaniających tego ustroju.



Rys. 9. Zmiana współczynnika pochłaniania dźwięku w zależności od częstotliwości ze względu na zmiany gęstości powłoki finishu na pojedynczej warstwie wełny, z zastosowaniem 125 mm pustki powietrznej



Rys. 10. Zmiana współczynnika pochłaniania dźwięku w zależności od częstotliwości ze względu na zmiany gęstości powłoki fininishu pokrytej jedną warstwą farby emulsyjnej, na pojedynczej warstwie wełny, bez zastosowania pustki powietrznej

Zwiększanie grubości warstwy wełny szklanej (Rys. 12), dla podstawowej wersji analizowanego materiału dźwiękochłonnego, powoduje wzrost właściwości absorpcyjnych

materiału w zakresie niskich częstotliwości średnio o ok. 0,15 dla podwojonej warstwy wełny i o niewiele większą wartość dla potrojonej warstwy wełny szklanej. Wyniki te są zgodne z informacjami podawanymi w literaturze przedmiotu. Zastosowanie pustki powietrznej jeszcze dodatkowo poprawia właściwości absorpcyjne każdego z wariantów badanego ustroju.

Dla próbek pokrytych zarówno jedną, jak i dwoma warstwami farby emulsyjnej, zaobserwowano brak znaczących zmian właściwości pochłaniających wraz ze zwiększaniem grubości warstwy wełny szklanej.



Rys. 11. Zmiana współczynnika pochłaniania dźwięku w zależności od częstotliwości ze względu na zmiany gęstości powłoki fininishu pokrytej dwoma warstwami farby emulsyjnej, na pojedynczej warstwie wełny, bez zastosowania pustki powietrznej

······ 2F pojedyncza warstwa wełny, gestość 530,0 kg/m3, 25mm



Rys. 12. Zmiana współczynnika pochłaniania dźwięku w zależności od częstotliwości ze względu na zmiany grubości warstwy wełny, bez zastosowania pustki powietrznej

Porównując wyniki (Rys. 13 – 15) dla ustrojów z różnymi wartościami pustki powietrznej, gdy pozostałe parametry są niezmienne, z wynikami uzyskiwanymi dla ustrojów ze zmienianą grubością warstwy welny szklanej, zaobserwowano, że możliwe jest określenie takiej wartości wielkości pustki powietrznej oraz takiej grubości warstwy welny szklanej, przy których wartości współczynnika pochłaniania dźwięku w całym analizowanym zakresie będą praktycznie identyczne dla obu przypadków.



Potrójna warstwa wełny bez pustki - 60mm

Rys. 13. Porównanie uzyskiwanego efektu akustycznego ze względu na wielkość pustki powietrznej oraz grubość warstwy wełny szklanej



Podwójna warstwa wełny, gęstość 530,0 kg/m3, 45mm





2F, podwojna warstwa wełny, gęstość 530,0 kg/m3, 45mm, pustka 125 mm
 2F, potrójna warstwa wełny, gęstość 530,0 kg/m3, 65mm, pustka 60 mm

Rys. 15. Porównanie uzyskiwanego efektu akustycznego ze względu na wielkość pustki powietrznej oraz grubość warstwy welny szklanej przy stałej gęstości warstwy tzw. finishu pokrytego podwójną warstwą farby emulsyjnej

5. Podsumowanie i wnioski

Przeprowadzone badania laboratoryjne miały na celu sprawdzenie zachowania się tynku akustycznego pod wpływem zarówno różnego rodzaju pokrycia jego warstwy wierzchniej, jak i różnych konstrukcji zamocowań tego ustroju.

Generalnie zaobserwowane tendencje zmian wartości współczynnika pochłaniania dźwięku w funkcji częstotliwości są zgodne z przewidywaniami zawartymi w fachowej literaturze dotyczącej omawianego tematu, tzn. przykładowo zwiększenie gęstości powłoki tynku spowodowało pogorszenie właściwości dźwiękochłonnych badanego materiału. Jednakże zastosowanie pustki powietrznej nie zawsze pozwala na zniwelowanie strat pojawiających się przy pogarszaniu właściwości dźwiękochłonnych podstawowej warstwy ustroju.

Zarówno z rosnącą grubością wełny szklanej, jak i wraz ze wzrostem pustki powietrznej w analizowanej konstrukcji, zaobserwowano wzrost właściwości dźwiękochłonnych ustroju. Oznacza to, że podczas montowania danego materiału można uzyskać pożądany efekt akustyczny, bądź stosując odpowiednie odsunięcie materiału od ściany/sufitu, bądź stosując odpowiednią grubość tego materiału. Jednakże należy pamiętać, że w pierwszym przypadku należy liczyć się ze zmniejszeniem wymiarów, a co za tym idzie i objętości danego obiektu. W drugim przypadku natomiast wiąże się to rozwiązanie ze wzrostem kosztów zakupu tynku akustycznego.

Negatywny wpływ zmniejszania grubości warstwy wełny szklanej może zostać zrekompensowany poprzez zastosowanie pustki powietrznej o odpowiednio dobranej wielkości. Jest to możliwe do osiągnięcia niezależnie od rodzaju wykończenia warstwy wierzchniej (pokrycie farbą emulsyjną jednowarstwowo, dwuwarstwowo, czy bez pokrycia farbą emulsyjną), czy od gęstości warstwy tzw, finishu.

Pokrycie badanego ustroju farba emulsyjną powoduje, niezależnie od konfiguracji pozostałych parametrów ustroju dźwiękochłonnego, znaczne obniżenie właściwości absorpcyjnych danego ustroju, gdyż warstwa farby zatyka pory w materiale, obniżając automatycznie jego skuteczność. Aby wyeliminować konieczność pokrywania tynków akustycznych warstwami farb emulsyjnych w celu uzyskiwania pożądanych kolorów tynków, zaleca się dodawanie barwników bezpośrednio do masy tynku jeszcze przed naniesieniem jej na warstwę wełny szklanej. Proces ten może przebiegać pod kontrolą producenta tynku akustycznego, co automatycznie może wyeliminować błędy generowane przez użytkownika już po zakupie. Odradza się zatem pokrywanie tynków akustycznych farbami emulsyjnymi, gdyż znacząco obniżają one własności dźwiękochłonne stosowanego materiału, często aż do tego stopnia, że uzyskać można efekt akustyczny bardzo podobny do efektu akustycznego, jaki można osiągnąć stosując tradycyjne tynki wapienne.

Literatura

 J. Sikora. Badania współczynnika pochłaniania dźwięku materiałów ziarnistych. Czasopismo Techniczne, Mechanika, Wydawnictwo Politechniki Krakowskiej, 1-M, 80-88 (2007).

[2] J. Turkiewicz. Własności dźwiękochłonne struktur warstwowych z materiałem typu "plaster miodu". Czasopismo Techniczne. Mechanika, Wydawnictwo Politechniki Krakowskiej, 1-M, 106-114 (2007).

[3] J. Sikora, J. Turkiewicz. Doświadczalne określenie współczynnika pochłaniania

dźwięku wybranych materiałów ziarnistych. Mechanics, Wyd. AGH Kraków, **28** (1), 26-30 (2009).

- [4] J. Turkiewicz, J. Sikora. *Badanie współczynnika pochłaniania dźwięku materiałów kompozytowych*. Czasopismo Techniczne, Mechanika, Wydawnictwo Politechniki
- Krakowskiej, 12, 110-120 (2009).
 [5] J. Turkiewicz, J. Sikora. *Doświadczalne wyznaczenie współczynnika pochłaniania dźwięku materiałów włóknistych i wiórowych będących odpadami produkcyjnymi*. Czasopismo Techniczne, Mechanika, Wydawnictwo Politechniki Krakowskiej, 15, 114-122 (2011).
- [6] F. A. Everest. Podręcznik akustyki. Wydawnictwo Sonia Draga, Katowice (2009).
- [7] H. Kuttruff. Room acoustics. Taylor & Francis, New York (2009).
- [8] A. Kulowski. Akustyka sal. Wydawnictwo Politechniki Gdańskiej, Gdańsk (2007).
- [9] PN-EN ISO 10534-1:2004, Akustyka Określanie współczynnika pochłaniania dźwięku i impedancji akustycznej w rurach impedancyjnych – Część 1: Metoda wykorzystująca współczynnik fal stojących.

Multi-modal acoustic flow decomposition examined in hard walled cylindrical duct

Multimodalna dekompozycja przepływu akustycznego w falowodzie cylindrycznym o sztywnych ściankach

Stefan Weyna, Witold Mickiewicz

West Pomeranian University of Technology weyna@zut.edu.pl,

Abstract

Flow fields could be of great interest in the study of sound propagation in aeroengines. For ducts with rigid boundaries, the fluid-resonant category may contribute significantly to unwanted noise. An understanding of the multi-modal propagation of acoustic waves in ducts is of practical interest for use in the control of noise in, for example, aero-engines, automotive exhaust and heating or ventilation (HAVAC) systems. The purpose of our experiments was to test the acoustic energy transmission of duct modes based on studies carried out by the sound intensity technique. Sound intensity patterns in circular duct are discussed of modal energy analysis with particular reference to property orthogonal decomposition (POD) and dynamic mode decomposition (DMD). The authors try to justify some advantages of the SI experimental research in this area. In paper, the wide-band sound signal propagated from source approximated with loudspeaker in hard-walled duct is imaged using a SI-based approach. For a simple duct geometry, the sound intensity field is examined visually and by performing a modal decomposition greater insight into the acoustic structures is obtained. The image of sound intensity fields before and above "cut-off" frequency region are found to compare acoustic modes which might resonate in duct.

Key words: acoustics flow, sound intensity, acoustic waveguide.

1. Introduction

Much of theoretical research concerned with acoustics provides useful information about pressure fields, but none currently offers a full mapping of the acoustic energy flow (vectorial effects) in acoustic waveguides or in the front and back of any scattering system working in three-dimensional real environmental conditions. Interference, diffractions and scattering of waves modes in the real field are very complex and difficult compared with the theoretical modelling. This is one of the reasons why the experimental investigations of acoustic field using sound intensity (SI) techniques are such effective and serviceable methods. Besides that, sound intensity investigation techniques are very useful in locating noise sources and provide the advantage that the measurements can be made in almost any

environment, without the requirement of special facilities, such as an anechoic room. Researches can be made even in the presence of parasitic noise, which is a very important attribute in industry vibroacoustic investigation.

The visualization of acoustic energy flow in real-life acoustic three-dimensional space fields can explain many particular energetic effects (perturbations and vortex flow, effects of scattering in the direct and near field, *etc.*) concerning the areas, in which it is difficult to make numerical modelling and analysis with the numerical simulation methods. The sound intensity image represents a more accurate and efficient information compared to the spatial pressure acoustic field modelling.

The lack of precise understanding of flow separation in an acoustic waveguide makes some further research necessary. In the present study, the flow resulting from an acoustic wave at the transition inside duct is investigated. The acoustics flow fields inside circular duct are mainly measured using Sound Intensity (SI) technique and partly Particle Image Velocimetry (PIV). PIV is widely used in the field of fluid mechanics, in particular to study the dynamics of coherent structures. Vortex detection, Proper Orthogonal Decomposition (POD) and Dynamic Mode Decomposition (DMD) are among many tools used for this purpose.

Based on the research results on the cylindrical open-end acoustic waveguide, authors would like to justify the importance of experimental SI technique in the studies of vortex sound theory.

2. Proper orthogonal and dynamic mode decompositions (POD, DMD)

The Proper Orthogonal Decomposition (POD) is generally used to separate different spatial modes in a flow. POD, also known as Karhunen-Lòeve expansion [1], is a method to decompose vector fields (2D or 3D) into a set of empirical eigenfields, which describes the dominant behaviour or dynamics of a given problem. The POD can examine a series of input vector fields of a certain flow condition, each at a different instant in time. These input vector fields are used to form an eigenvalue problem that is solved to determine a set of optimal basis functions for representing the flow field. Each eigenfield has an associated energy value. This value reflects the fraction of the overall energy in the input vector fields, that is represented by this eigenfield. The eigenfields are numbered by decreasing energy values, so that the first eigenfield is the most important one.

In summary, we can conclude that POD is the most efficient way of extracting the main energetic component of an infinite-dimensional process with only a few modes. POD has been applied in various turbulent flows to extract dominant flow structures, i.e. a *coherent structure* [2, 3].

The Dynamic Mode Decomposition (DMD) is different from the proper orthogonal decomposition where the former attempts to represent a data sequence by orthogonalizing it in time (i.e. isolating distinct frequencies in the data), while the latter attempts a decomposition based on orthogonality in space. Furthermore, the dynamic mode decomposition applies directly to the data, while a POD analysis processes second-order statistics of the data.

DMD is based on snapshots of the flow which is equally applicable to experimental and numerical flow field data. This decomposition technique is at the basis of a Koopman analysis of nonlinear dynamical systems [4].

The dynamic mode decomposition extracts dynamic information from a sequence of uniformly sampled flow measurements. The resulting modes represent the relevant flow structures that contribute most to the overall 'evolution' captured in the measurement sequence. The technique is flexible enough to equally deal with simple flow visualizations and with time-resolved PIV measurements [5].

Sometimes the velocity measurements are taken at some phases within one acoustic period, example on 20 phase steps [6]. In terms of one period of the sine wave direction for the positive half-sine (10 phases) the velocity is forward directed end is called *ejection*. The negative half-wave shows a reverse flow direction end is called *suction*. This phase- or time-resolved of phase analysis are less used in physical acoustics. Acoustic analysis are adapted to human hearing system perception of sound. The sound is always percept acoustic pressure averaged over time and space (*rms* value). It is also assumed that the signal is averaged in the frequency bands using a globally adopted octave band (usually the typical 1/1, 1/3, or 1/12 of an octave band).

3. Acoustic orthogonal decomposition (AOD) in hard walled circular ducts

Very often a modal decomposition technique is used to provide detailed information about the modal content of the sound field. In our case, we want to do experimental research on the acoustic waveguide model.

Description of mode propagation as a sound intensity stream flow in hard walled cylindrical ducts, called acoustic modal decomposition (AMD), give best results when all acoustic modes are excited. For ducts with rigid boundaries, the fluid-resonant category may contribute significantly to unwanted noise. Height level of acoustic energy propagated along the duct occurs when the mode is excited above a cut-off frequency which depends on the mode eigenvalue and the duct radius. Modes excited below their cut-off frequency are evanescent and decay exponentially with distance along the duct. The dimensionless number which expresses the cut-off frequency independently of the radius is the term kr, or as a Helmholtz number He [7, 8].

We can find a minimum wave-number k, or frequency, at which a given mode in an annular duct is represented in terms of plane waves. This minimum wave number, called the cut-off value, below which the simple wave breaks down is investigated in duct and marks the boundary between high-frequency propagation and low-frequency decay of duct modes.

The main object of the paper is to give an image of sound-energy transmission by higher-order duct modes. The discussion is restricted to uniform rigid duct with no flow inside. Higher order modes (not found in plane waves) transmitted a significant level of noise in the ducts. This is the "cut-off" property; each mode in a uniform duct fails to propagate if the frequency fails below critical value, the "cut-off frequency". An approximate wave theory for annular ducts gives a physical picture of sound waves in any duct mode. The simplest mode of sound transmission in a duct involves motion of the gas only in the axial direction, along the duct. This is plane-wave transmission, in which the disturbance is uniform over a cross-section normal to the axis. Other modes of transmission have a characteristic form as a "tumble motion" shapes.

The acoustic modal decomposition proposed in this paper is based on the SI data with good qualitative agreement found for the axial flow (horizontal and azimuthal one) and incident radial modes.

4. Experimental setup

In Figure 1 we show a model of circular acoustic waveguide where investigations with sound intensity measurement were made. The 6 m long open-end duct with internal radius 0,474 m was used as a model for an acoustic waveguide. At one end it was connected to a loudspeaker, a source of broadband acoustic signals. The method employed in this paper is based on SI technique and experimental set-ups where monopole sources approximated with loudspeakers. The duct is excited with acoustic pink noise, so, the sound power along the duct is sent without mean flow. Measurements were made in frequency band 50-6800 Hz and analyzed in 1/3 and 1/12 octave band frequency. SI measurement were made on a duct without any obstacles present inside. Measurement region was placed at a distance about of 2.2 m from the end of duct.



Figure 1. Sound incident of circular cross section acoustic waveguide

The space inside the duct was scanned with sound intensity measuring the x, y and z components of sound intensity vectors. The image of the dipolar and quadrupolar sound generated by a flow inside a duct was obtained using a SI three-dimensional *USP Microflown* probe and our graphical *SIWin* post-processing software [9].

5. Particle image velocimetry (PIV)

If a intensity probe with a nose cone is brought into the flow-field, extra sound may be generated by the probe itself. This sound can lead to a contamination of the correlation function. Hence, this effect was called "probe contamination". The "probe contamination" can be avoided completely by using a optical non-intrusive technique to measure the flow field quantity.

Due to rapid advances in computers, optics and digital image processing techniques, instantaneous acoustic particle velocity fields can be extracted using a specially implemented particle image velocity (PIV) technique. While PIV is widely used in the field of fluid mechanics, in particular to study the dynamics of turbulent flows, we adapt this technique to acoustic applications.

In our research velocity data are acquired with a 2D PIV system (see Weyna at all. 2012). System consists of a high-resolution CCD camera, a dual-head Nd:Yag laser (Litron Lasers-Nano piv), a frame grabber, a synchronizing device and a computer. The high-resolution CCD camera (Imager pro X 4M) with a spatial resolution of 2048 x 2048 pixels was used to capture particle images. The 14-bit air-cooled CCD camera can capture 14 images per second at a 100% fill factor. The maximum energy of the two-head Nd:Yag

laser is about 325 mJ per pulse. The CCD camera and Nd:Yag laser were synchronized using a delay generator. For the single-frame PIV measurements, two successive particle images were recorded on a single frame.

During the first exposure of the CCD camera, the particle image scattered by the first laser pulse is recorded on the CCD sensor array. The CCD sensor array is then translated by prescribed pixel lines within the time interval Δt and starts the second exposure to capture the second particle image. The two particle images are superimposed on a single-frame and the double-exposed single-frame image is then cross-correlated to extract the instantaneous velocity field. Small olive droplets were used as seeding tracers. The flow is seeded with diethylhexylsebacate oil (DEHS) tracer particles of approximately 1 μ m in diameter. They are generated by a seeding generator with Laskin atomizer nozzles.

A thin laser light sheet was formed by passing the laser beam through a mirror and through spherical and cylindrical lenses. The CCD camera was installed perpendicularly to the laser light sheet to capture the scattered particle images of the investigated flow. In this study, the interrogation window size was 32x32 pixels and overlapped 50%. These instantaneous velocity fields were ensemble averaged to obtain spatial distributions of the mean velocity and turbulence statistics. A multipass algorithm with an additional image deformation correction is used. The PIV data are processed using the LaVison software (DaVis v. 8.11). Details of the PIV method including measurement accuracy were described in literature [10, 11, 12].

6. Flow diagnostics results

The most common situation to be found in the literature is for a plane travelling acoustic wave in ducts which reflects from the end to form a standing wave. In cylindrical ducts, plane waves, only, can propagate below a characteristic frequency which is a function of the duct diameter.

In our investigation several types of axisymetric and spiral type of vortex breakdowns have been observed experimentally. Vortex breakdown phenomenon occurs when the ratio of the azimuthal to axial momentum exceeds a certain threshold, while both quantities have to be of the same order of magnitude [13]. It can play a crucial role in a variety of technical applications. Understanding the cause of the vortex breakdown is therefore of great importance in order to develop appropriate control strategies.

Sound intensity field in a cylindrical duct was excited by a wide-band sound signal propagated from source approximated with a loudspeaker. In Figure 2 we show some results of investigations for 1/12 octave band frequencies where the sectional streamlines show the topological flow multi-cell structure for high-order modes. With graphical form we can see the evolution process of flows in the cross-section plane. In this paper, higher order acoustic modes which are excited above cut-off frequency are considered. These modes with frequency above 817 Hz have a much more complicated pressure pattern compared to the plane wave mode below. When more than one mode has "cut-on", these modes are superimposed upon the lower frequency wave mode and can co-exist with each other [14].



Figure 2. Cross-sectional sound intensity streamlines fields below and above cut-off frequencies

The frequency of 817 Hz is critical for the test waveguide that caused vortex breakdown phenomenon in the acoustic flow. Vortex breakdown phenomenon occurs when the ratio of the azimuthal to axial momentum exceeds a certain threshold, while both quantities have to be of the same order of magnitude [11]. This frequency limiting case of vortex breakdown phenomenon for researched duct is well illustrated in Figure 2. The vortex breakdown can play a crucial role in a variety of technical applications. Understanding the cause of the vortex breakdown is therefore of great importance in order to develop appropriate control strategies.

In our research we also found helical disturbances that characterize strongly swirled flow for mode 2440.62 Hz (Figure 3), but their role in the dynamics of vortex breakdown is still a controversial issue. Recent quantitative investigations could significantly contribute to the understanding of the dynamics accompanying the onset of vortex breakdown.



Figure 3. Annular- helical coherent structure flow in-duct for 2440.62 Hz

Sound intensity measurement and graphically imaging flow in a cylindrical duct can also well demonstrate the cut-off phenomenon and the effect of acoustic wave reflection from open-and. In open-ended ducts, waves reflected from the open end play an important part in sound transmission. The reflection properties of the opening are specified in terms of the impedance presented to each duct mode [15], and the sound intensity along the duct is related to the mode impedance and the forward-wave amplitude. In Figure 4 the sound field in the cross section at 15 cm from the end of the waveguide shows a tumble motion as the beck-scattering wave reactions

Also the termination of the duct assumes an important role on the shape of the field at the end of the waveguide (see also Figure 7), and consequently the level of the noise at the outlet of the waveguide [16, 17]



Figure 4. The sound field in the cross section at 15 cm from the end of the waveguide – tumble motion as the effect of back-scattering reactions is shown

7. The comparison of PIV/POD with SI method

Proper orthogonal decomposition is used, most commonly in the study of turbulent flows, to identify distinct flow structure. In our experiment, for the PIV measurement, the system was excited at 2227 Hz to 4454 Hz frequency band that generated purely acoustic motion in-duct. In this frequency range, the duct will be induced to high order modes (above cut-off frequency region), which will be analyzed by POD using DaVis v.8.11 software. The result of modal energy decomposition shown in Figure 5.





Figure 5. Proper orthogonal decomposition of in-duct field investigate using PIV and POD technique for frequency band 2227-4454 Hz



Figure 6. Comparison results estimated with POD (a) from [18] and sound intensity field measured inside circular duct (b)

In Figure 6 comparison results estimated with POD and with sound intensity field measured inside circular duct are shown. Comparison of some POD analysis results taken from the literature [18] confirms the usefulness of SI techniques to the decomposition of any modal distributions. Such SI studies can be carried out both in the flat and three-dimensional acoustic flow fields (Figure 7)



Figure 7. Three-dimensional distribution of equal sound energy in duct (sound intensity iso-surface) in the 2.20 m from the open end

According to the analysis above, it can be seen that the experimental decomposition of acoustic flow field using sound intensity (SI) and PIV/POD measurement techniques can be successfully applied in the acoustic waveguide duct.

8. Conclusions

The article presents the application of a SI technique to graphically show a spatial distribution of the acoustic energy flow in a hard walled cylindrical duct. As a research results, the graphic analysis of the sound intensity flux in two- and three-dimensional space is shown. Visualization of the results is shown in the form of acoustic intensity stream in space and as the shape of a flow wave or an iso-surface in space. Numerous examples illustrate the application of the SI measurement for practical problems for multi-modal flow diagnostics inside an angular duct, using flow acoustic imaginations.

Our experiment on acoustic waveguide model confirms that flow acoustic imaginations in real-life conditions are very complex, even for extremely simple modelling facility and for the sound field in a circular duct excited by loudspeaker used in the study (without flow field). These investigations provide a physical understanding of acoustic wave flow phenomena in real cylindrical duct where the measurements show both qualitative and quantitative flow diagnostics. The presentation of the vector distributions of real-life acoustic fields inside the duct areas - for which it is difficult to make a theoretical analysis of sound flow above the "cut-off frequencies" – shows that it is transmitted along the annular duct by higher-order "spinning modes", not by plane waves. Properly modelled

and analyzed flow-induced sound led directly into the modern aeroacoustic approach, in which theory and experiment are inseparable.

In this paper, we investigate how SI technique may be combined with POD and DMD techniques as a tool for searching the energy dominant modes in the acoustics flow field in the interior of ducts and pipes. We attempt to show that the tested coherent structures by SI give the same opportunities to analyze the distribution of energy in the sound field that we can get from the PIV/POD methods. In summary, the acoustic signal of higher-order acoustic modes can be separated and visualized graphically. From the analysis of modes amplitude, it can be concluded which one represents the highest energy level. Experimental analysis of the distribution of the volume of sound intensity field may be equivalent to statistical methods - proper orthogonal decomposition (POD) and dynamic mode decomposition (DMD).

Further research on the importance of energy interaction phenomena between axial and radial modes will focus for more realistic engineering applications.

Literature

- [1] Loeve M Probability Theory, New York, (1955).
- [2] Moreau J., Patte-Rouland B., Rouland E. *Particle image velocimetry and proper orthogonal decomposition*. Euromech 411 Sect. 5, (2000).
- [3] Holmes P., Lumley J., Berkooz G. *Turbulence, Coherent Structures,* Dynamical Systems and Symmetry, Cambridge University Press, Cambridge, (1996).
- [4] Schmid P.J. *Dynamic mode decomposition of numerical and experimental data. J.* Fluid Mech, vol. **656**, 5–28, (2010).
- [5] Lourenco L., Subramanian S., Ding Z. *Time series velocityfieldreconstruction from PIV data*. Meas. Sci. Technol. Vol. 8, 1533-1538, (1997).
- [6] Sung J., Yoo J.Y. Tree-dimensional phase averaging of time-resolved PIV measurement data Meas. Sci. Technol 12, 655-662, (2001).
- [7] Bennett G.J., Verdugo F.R., Stephens D.B. *Shear layer dynamics of a cylindrical cavity for different acoustic resonance modes.* 15th Int Symp on Applications of Laser Techniques to Fluid Mechanics, Lisbon, (2010).
- [8] Joseph P., Morfey C.L., Loqwis C.R. Multi-mode sound transmission in duct with flow. J. Sound Vib. 264, 523-544, (2003).
- [9] Weyna S. Acoustic intensity imaging methods for in-situ wave propagation, Archives of Acoustics **35**(2), 265-273, (2010).
- [10] Raffel M., Willert C., Kompenhans J. Particle Image Velocimetry. Springer Berlin New York (2007).
- [11] Verkaik A.C., Beulen A.M.M., Bogaerds A.C.B., Rutten M.C.M., van de Vosse F.N. -Estimation of volume flow in curved tubes based on analytical and computational analysis of axial velocity profiles. Physics of Fluids 21, 023602, (2009).
- [12] Epps B.P., Techet C.A.H. An error threshold criterion for singular value decomposition modes extracted from PIV data. Exp Fluids **48**:355–367, (2010).
- [13] Oberleithner K., Sieber M., Nayeri C. N., Paschereit C.O., Petz C., Hege H.C., Noack B. R., Wygnanski I. *Three-dimensional coherent structures in a swirling jet undergoing vortex breakdown: stability analysis and empirical mode construction.* J. Fluid Mech., vol. 679, 383–414, (2011).

- [14] Bennett G.J., O'Reilly C.J., Liu H. Modelling multi-modal sound transmission from point sources in ducts with flow using a wave-based method. ICSV16, Krakow (2009).
- [15] Macdonald R., Skulina D., Campbell M., Valerie J-Ch., Marx D., Bailliet H. *PIV and applied to high amplitude acoustic field at a tube termination*. Congres Francais d'Acoustique, 10-16, (2010).
- [16] Weyna S., Mickiewicz W., Pyla M., Jablonski M. Experimental Acoustic flow analysis inside a section of an acoustic waveguide, Archives of Acoustics 38(2), 211-216, (2013).
- [17] Weyna S. Acoustics flow field visualization using sound intensity and laser anemometry methods, Proc. of XX Fluid Mechanics Conf. S27-2, Gliwice, (2012).
- [18] Graftieaux L., Michard M., Grasjean N. Combining PIV, POD and vortex identification algorithms for the study of unsteady turbulent swirling flows. Meas. Sci. Technol. 12, 1423-1429, (2001).

Współczynnik pochłaniania dźwięku w funkcji czynnej objętości pomiarowej

The sound absorption coefficient as a function of the active measurement volume

Marcin Zastawnik, Tadeusz Kamisiński, Adam Pilch, Artur Flach

AGH Akademia Górniczo-Hutnicza Wydział Inżynierii Mechanicznej i Robotyki Katedra Mechaniki i Wibroakustyki E-mail: marcin.zastawnik@agh.edu.pl

Streszczenie

Przedstawiony artykuł dotyczy dyskusji nad poprawnością wyznaczania współczynnika pochłaniania dźwięku dla ustrojów przestrzennych w komorze pogłosowej. Obecnie użytkowana procedura opisana w normie PN-EN ISO 354 nie bierze pod uwagę zmiany objętości komory wynikającej z geometrii próbki. Po przeprowadzeniu uproszczonych obliczeń wykazano, że nie uwzględnienie objętości próbki może skutkować błędem pomiarowym w granicach 10%. Celem sprawdzenia postawionego problemu zaprojektowano eksperyment. Polegał on na wykonaniu szeregu badań w komorze pogłosowej z użyciem specjalnie skonstruowanej podłogi, umożliwiającej zagłębienie próbki na zadaną głębokość. Na podstawie wstępnych wyników badań próbki złożonej z krzeseł średnio tapicerowanych stwierdzono, że opisany eksperyment nie wykazał istotnego wpływu zagłębienia próbki na wynik pomiaru chłonności akustycznej. Analiza wyników i dyskusja błędu pomiarowego pozwoliła na sformułowanie koncepcji dalszych badań na temat wpływu objętości próbki na współczynnik pochłaniania dźwięku różnych struktur przestrzennych.

1. Wprowadzenie

Wyznaczanie wartości współczynnika pochłaniania dźwięku elementów, takich jak fotele teatralne czy pochłaniacze przestrzenne, łączy się z dostosowaniem metodyki pomiarowej do procedury opisanej w normie PN-EN ISO 354 [1]. Procedurę opracowano na drodze wieloletnich badań teoretycznych oraz eksperymentalnych z użyciem międzylaboratoryjnych testów porównawczych. W ten sposób dobrano m.in. wielkość mierzonej próbki, położenie próbki w komorze, zasadność stosowania dodatkowych rozpraszaczy [2], [3] czy stosowanie obudowy próbek przestrzennych (tzw. głębokiej studni) [4]. Obecnie prowadzone badania nad doborem sygnału pomiarowego dla wyznaczania rozproszenia dźwięku S [5], wpływu "przeźroczystych akustycznie" przekryć tekstylnych na rozproszenie dźwięku [6] czy pochłaniania dźwięku różnych konfiguracji

krzeseł [7] skłoniły autorów do sprawdzenia wpływu zmiany czynnej objętości komory pogłosowej na wyniki pomiarów współczynnika pochłaniania dźwięku.

Obecnie użytkowana procedura, nie uwzględnia zmiany objętości komory wynikającej z geometrii wprowadzonej próbki. Po przeprowadzeniu uproszczonych obliczeń wykazano, że nie uwzględniając objętości próbki pomiarowej, można oczekiwać, że błąd pomiarowy może wynosić ok. 10%. W celu uzyskania na ten temat danych eksperymentalnych, zaprojektowano i zbudowano stanowisko pomiarowe, a analiza wyników wstępnych badań jest optymistyczna.

2. Podstawy teoretyczne

Przedstawiony w normie [1] wzór (1) prowadzący do wyznaczenia współczynnika pochłaniania dźwięku, nie uwzględnia zmiany objętości wynikającej z wprowadzenia próbki do komory pogłosowej.

$$A_T = 55, 3V \left(\frac{1}{c_2 T_2} - \frac{1}{c_1 T_1}\right) - 4V(m_2 - m_1), \tag{1}$$

gdzie:

 A_T – równoważne pole powierzchni dźwiękochłonnej badanej próbki, [m²]; V – objetość pustej komory pogłosowej, [m³];

 T_1, T_2 – czas pogłosu odpowiednio komory pustej i komory z próbką, [s];

 m_1 , m_2 – mocowy współczynnik tłumienia odpowiednio dla warunków panujących w komorze pustej i w komorze z próbką, [1/m];

 c_1 , c_2 – prędkości propagacji dźwięku w powietrzu przy temperaturach odpowiednio t_1 oraz t_2 , [m/s], dla temperatur w zakresie 15 °C ÷ 30 °C mogą być wyznaczone ze wzoru (2) [7]

$$c = \left(331 + \frac{0.6t}{^{o}\mathrm{C}}\right) \tag{2}$$

W literaturze można znaleźć zagadnienia dotyczące określenia dolnej i górnej częstotliwości granicznej dla komory pogłosowej [8], [9] w powiązaniu z jej objętością oraz zalecenia stosowania rozpraszaczy objętościowych zamiast rozpraszaczy płytowych, które to pozwalają wyznaczyć objętość i powierzchnię czynną w komorze [10]. Wpływ kształtu i objętości komory na wynik pomiaru współczynnika pochłaniania dźwięku omawiał Koyasu [11]. Natomiast brak jest rozważań dotyczących uwzględnienia objętości próbki pomiarowej.

Autorzy przeprowadzili obliczenia wykorzystując zmodyfikowany wzór (1), który po uwzględnieniu zmiany efektywnej objętości komory przyjmuje postać:

$$A_T = 55, 3\left(\frac{V_2}{c_2 T_2} - \frac{V_1}{c_1 T_1}\right) - 4(m_2 V_2 - m_1 V_1), \tag{3}$$

gdzie:

 V_1 , V_2 – objętość komory odpowiednio pustej i z próbką, [m³].

Wykorzystując wzór (3) przeliczono współczynnik pochłaniania dźwięku

przykładowych foteli, dla którego wyznaczenia, czasy pogłosu zostały zarejestrowane zgodnie z normą ISO 354. Rysunek 1 przedstawia równoważne pole powierzchni dźwiękochłonnej odniesionej do pola powierzchni przy braku uwzględnienia zmiany objętości komory (linia ciągła) wraz z naniesionym odchyleniem standardowym zgodnie ze wzorem [11]:

$$\delta_{\alpha S} = \frac{55, 3V}{cS} \sqrt{\left(\frac{\delta_2}{T_2^2}\right)^2 + \left(\frac{\delta_1}{T_1^2}\right)^2} \tag{4}$$

gdzie:

 \tilde{S} – pole powierzchni próbki, [m^{2];}

 δ_1 , δ_2 – odchylenie standardowe czasów pogłosów odpowiednio komory pustej i komory z próbką, zgodnie ze wzorem:

$$\delta = \sqrt{\sum_{i=1}^{N} \left(\frac{\left(T_i - \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N} T_i\right)^2}{N\left(N - 1\right)} \right)} \tag{5}$$

gdzie:

 T_i – *i*-ty czas pogłosu, [s]; N – liczba pomiarów czasu pogłosu.



Rysunek 1: Współczynnik pochłaniania dźwięku w funkcji częstotliwości przykładowego fotela przy stałej objętości komory oraz po odjęciu objętości próbki (9m³).

Na rysunku 1 przedstawiono także wykres wartości współczynnika pochłaniania dźwięku przy użyciu zmodyfikowanego wzoru (3). Linia punktowa przedstawia wyniki przy uwzględnieniu objętości próbki otoczonej przez całą obudowę, w tym przypadku 9m³. Jak przedstawiono na rysunku, wartości wychodzą poza zakres odchylenia standardowego, co skłoniło autorów do prowadzenia dalszych badań doświadczalnych.

3. Opis badań

W komorze pogłosowej Katedry Mechaniki i Wibroakustyki AGH w Krakowie wykonano specjalnie skonstruowaną podłogę podniesioną, wykonaną z płyty MDF grubości 38 mm o masie powierzchniowej ok. 28,5 kg/m². Całkowita wysokość konstrukcyjna wynosiła 120 cm. Środkowa, ruchoma część podłogi o wymiarach 3,64 m x 2,84 m i powierzchni 10,3 m², została przystosowana do zmiany wysokości, co umożliwiało montaż próbki pomiarowej w zagłębieniu. Objętość komory pogłosowej z zamontowaną podłogą w górnym położeniu wyniosła 142,4 m3, wobec 180,4 m³ przed instalacją. Widok stanowiska przedstawia rysunek 2.



Rysunek 2: Widok podłogi podniesionej, przed przykryciem ruchomej części.

Do wyznaczania czasu pogłosu użyto dwóch wszechkierunkowych źródeł dźwięku sterowanych z karty NI PXI-4461, poprzez wzmacniacz CREST CPX 2600. Ciśnienie akustyczne w komorze było rejestrowane za pomocą sześciu mikrofonów GRAS 46AQ podłączonych do karty NI PXI-4496. Do generowania sygnału pobudzającego, rejestrowania sygnałów z mikrofonów oraz wyznaczania odpowiedzi impulsowych użyto programu stworzonego w środowisku LabVIEW. Jako sygnał pomiarowy zastosowano

sinus przestrajany. Temperatura i wilgotność były mierzone przez termohigrometr LB-701H, z którego dane były automatycznie rejestrowane w systemie. Pozycje źródeł dźwięku i mikrofonów przez cały cykl pomiarowy pozostawały niezmienne, a ich ułożenie spełniało wymagania procedury ISO 354.

Do pomiarów wybrano fotele lekko tapicerowane ustawiając je powtarzalnie w trzech rzędach po pięć sztuk. Dla ośmiu wartości zagłębienia środkowej części podłogi (0, 10, 30, 50, 70, 90, 108, 120 [cm]), wyznaczono czas pogłosu komory z fotelami oraz bez foteli. Badana grupa foteli była wyposażona w obudowę o wysokości foteli (tzw. studnię), które przemieszczane było razem z podłogą. W czasie trwania pomiarów, we wnętrzu komory utrzymywano stałą wartość temperatury i wilgotności powietrza.

4. Wyniki badań

Na rysunku 3 przedstawiono wartość współczynnika pochłaniania dźwięku w funkcji częstotliwości, wyznaczoną dla próbki wraz z 95% przedziałem ufności (linia ciągła) przy montażu krzeseł bez zagłębiania. Linią punktową zaznaczono wartości minimalne, a linią przerywaną wartości maksymalne spośród współczynników pochłaniania dla wszystkich kolejnych pozycji ruchomej podłogi. W tym rozważaniu do obliczeń przyjęto objętość komory z uwzględnieniem objętości wynikającej z obniżenia części podłogi, ale nie rozróżniano objętości komory pustej i komory z próbką (tzn. objętości komory dla zagłębienia np. g=30 cm przyjęto $V_1 = V_2 = 145,52$ m³). Należy zwrócić uwagę, że wykresy z rysunku 3 i rysunku 1 przedstawiają współczynniki pochłaniania dźwięku różnych foteli.



Rysunek 3: Współczynnik pochłaniania dźwięku w funcji częstotliwości wraz z wartościami maksymalnymi, minimalnymi i 95% przedziałem ufności.

Na rysunku 3 można zaobserwować większy rozrzut wyników dla niskich częstotliwości (poniżej 250 Hz), spowodowany małą objętością komory powodującą niedostatecznie rozproszone pole akustyczne w tym zakresie. Dla częstotliwości powyżej 2500 Hz, można zauważyć wpływ zmian wilgotności powietrza, pomimo starań utrzymania stabilnych warunków i uwzględniania korekty mocowego współczynnika tłumienia. Z tego też powodu dalszej ocenie podlegać będzie zakres średnich częstotliwości. Z rysunku 3 może wynikać znaczący wpływ zmiany objętości komory, jednak analizując współczynniki pochłaniania dla poszczególnych poziomów zagłębienia próbki, nie można wskazać żadnych pozycji, które w szerszym paśmie częstotliwości odbiegałyby od wartości wyznaczonych dla badań bez zagłębiania próbki. Trudne jest też wyznaczenie istotnych trendów wskazujących na wpływ zmiany objętości na wyznaczany współczynniki pochłaniania dźwięku.

W przypadku uwzględnienia zmiany objętości komory pomiędzy pomiarami z i bez próbki, przy jednoczesnym łączeniu pomiarów czasu pogłosu dla komory z próbką zagłębioną na odpowiednią głębokość i odnoszeniu tego do czasów pogłosu komory pustej z podłogą bez zagłębienia otrzymano wyniki przedstawione na rysunku 4 w sposób analogiczny jak na rysunku 3. (np. czas pogłosu komory pustej zmierzony dla zagłębienia g=0, a czas pogłosu dla komory z próbką z pomiaru dla g=30 oraz objętość komory pustej $V_1 = 142,42 \text{ m}^3$, objętość komory z próbką $V_2 = 145,52 \text{ m}^3$).



Rysunek 4: Współczynnik pochłaniania dźwięku wraz z wartościami maksymalnymi, minimalnymi i 95% przedziałem ufności przy uwzględnieniu zmiany objętości.

Jak widać na rysunku 4 rozróżnienie zmian objętości nie prowadzi do istotnej zmiany wyników. Tak jak i w poprzednim przypadku żaden z poszczególnych wyników

współczynnika pochłaniania dźwięku dla poszczególnych zagłębień nie odbiega znacząco w szerszym zakresie częstotliwości od wartości wyznaczonych przy braku zagłębiania próbki.

Wykazano natomiast, że uwzględniając zmiany objętości komory to w przedziale 95% ufności mieści się ok. 10% więcej wyników współczynnika pochłaniania, co może świadczyć o większej powtarzalności proponowanej metody.

W tabeli 1 przedstawiono wartości współczynników pochłaniania dźwięku w funkcji częstotliwości wyznaczonych na podstawie pomiarów w komorze pogłosowej dla opcji zaniedbującej oraz uwzględniającej objętość próbki

Tabela 1: Zestawienie wartości współczynników pochłaniania dźwięku w funkcji częstotliwości wyznaczonych dla opcji zaniedbującej oraz uwzględniającej objętość próbki zatebienie objętość

0.										· /										
g	V1	V2	100	125	160	200	250	315	400	500	630	800	1000	1250	1600	2000	2500	3150	4000	5000
[cm]	[m ³]	[m ³]	[-]	[-]	[-]	[-]	[-]	[-]	[-]	[-]	[-]	[-]	[-]	[-]	[-]	[-]	[-]	[-]	[-]	[-]
$V_1=V_2$																				
0	142	2,42	0,14	0,15	0,16	0,20	0,18	0,18	0,25	0,32	0,38	0,45	0,48	0,48	0,50	0,49	0,53	0,57	0,56	0,56
10	143	3,45	0,12	0,09	0,12	0,16	0,13	0,20	0,24	0,34	0,36	0,44	0,45	0,46	0,51	0,49	0,51	0,53	0,62	0,65
30	145	5,52	0,07	0,08	0,09	0,15	0,16	0,22	0,24	0,32	0,39	0,46	0,48	0,45	0,49	0,48	0,53	0,52	0,62	0,60
50	147	7,59	0,03	0,11	0,14	0,16	0,19	0,19	0,22	0,33	0,35	0,42	0,46	0,45	0,47	0,51	0,53	0,51	0,63	0,62
70	149	9,66	0,07	0,14	0,18	0,19	0,15	0,18	0,24	0,31	0,37	0,43	0,45	0,43	0,43	0,48	0,49	0,43	0,64	0,57
90	151	1,73	0,07	0,12	0,13	0,20	0,18	0,21	0,28	0,34	0,40	0,45	0,49	0,49	0,53	0,48	0,50	0,55	0,59	0,63
108	153	3,59	0,02	0,05	0,15	0,16	0,18	0,19	0,22	0,33	0,37	0,39	0,48	0,47	0,53	0,51	0,55	0,62	0,60	0,55
120	154,83		0,07	0,08	0,15	0,09	0,13	0,19	0,25	0,32	0,38	0,43	0,49	0,49	0,48	0,52	0,49	0,50	0,65	0,64
V₁≠V₂																				
0	142,42	142,42	0,14	0,15	0,16	0,20	0,18	0,18	0,25	0,32	0,38	0,45	0,48	0,48	0,50	0,49	0,53	0,57	0,56	0,56
10	142,42	143,45	0,12	0,09	0,16	0,17	0,14	0,20	0,24	0,35	0,38	0,47	0,47	0,51	0,55	0,52	0,52	0,55	0,51	0,45
30	142,42	145,52	0,14	0,02	0,16	0,21	0,20	0,24	0,26	0,34	0,40	0,48	0,53	0,50	0,52	0,50	0,51	0,54	0,59	0,48
50	142,42	147,59	0,23	0,12	0,20	0,22	0,21	0,20	0,23	0,35	0,38	0,46	0,51	0,51	0,50	0,54	0,55	0,55	0,53	0,45
70	142,42	149,66	0,17	0,15	0,19	0,19	0,16	0,19	0,25	0,34	0,39	0,45	0,50	0,49	0,48	0,50	0,53	0,52	0,67	0,52
90	142,42	151,73	0,13	0,09	0,20	0,20	0,16	0,19	0,25	0,31	0,38	0,45	0,52	0,51	0,53	0,48	0,51	0,58	0,62	0,54
108	142,42	153,59	0,10	0,08	0,26	0,19	0,19	0,20	0,24	0,33	0,41	0,44	0,49	0,49	0,54	0,51	0,54	0,61	0,62	0,57
120	142,42	154,83	0,00	0,00	0,18	0,12	0,12	0,17	0,22	0,29	0,37	0,42	0,50	0,51	0,50	0,54	0,51	0,56	0,59	0,48

5. Wnioski

W artykule przedstawiono wstępne wyniki badań obliczeniowych i doświadczalnych weryfikujących zagadnienie objętości próbki w procedurze wyznaczania współczynnika pochłaniania dźwięku obiektów przestrzennych. Na podstawie analizy badań wybranych foteli stwierdzono, że uwzględnienie objętości próbki pomiarowej przy wyznaczaniu współczynnika pochłaniania dźwięku w komorze pogłosowej, nie wprowadza istotnej zmiany jego wartości.

Większe znaczenie zdają się mieć dyfuzyjność pola akustycznego dla niskich częstotliwości oraz warunki atmosferyczne dla częstotliwości wyższych. Pomimo użycia przy pomiarach zaawansowanej techniki, wykonanie bardziej precyzyjnych badań wymaga jednak ulepszenia systemu zapewniającego stałą wartość temperatury i wilgotności w całej przestrzeni komory pogłosowej oraz kontroli nad układem dyfuzorów. Dalsze badania powinny też obejmować próbki posiadające różne chłonności akustyczne oraz różne objętości.

6. Podziękowania

Badania finansowane w ramach grantu dziekańskiego nr 15.11.130.479 pt. "Analiza uwarunkowań objętościowych przy pomiarze współczynnika pochłaniania ustrojów akustycznych w komorze pogłosowej"

Literatura

- [1] PN-EN ISO 354:2005, Akustyka Pomiar pochłaniania dźwięku w komorze pogłosowej.
- [2] T.D. Northwood, C.G. Balachandran, *Correlation of Sound Absorption Test Methods*, National Research Council of Canada, Technical Note no. 309 (1960).
- [3] R.E. Halliwell, Inter-laboratoty variability of sound absorbtion measurement, J. Acoust. Soc. Amer., 73 (3), 880-886 (1983).
- [4] F. Kawakami, T. Sakai, "Deep-well approach for canceling the edge effect in random incident absorption measurement, J. Acoust. Soc. Jpn. (E) **19**(5), 327-338 (1998).
- [5] T. Kamisiński, K. Brawata, A. Pilch, J. Rubacha, M. Zastawnik, *Test signal selection for determining the sound scattering coefficient in a reverberation chamber*, Archives of Acoustics, 37(4), 405-409 (2012).
- [6] T. Kamisiński, K. Brawata, A. Pilch, J. Rubacha, M. Zastawnik, *Sound Diffusers with Fabric Covering*, Archives of Acoustics, **37**(3), 317-322 (2012).
- [7] J. Rubacha, A. Pilch, M. Zastawnik, Measurements of sound absorption coefficient of auditorium seats for various geometries of the samples, Archives of Acoustics, 37(4), 483-488 (2012).
- [8] K. Walther, The Upper Limits for the Reverberation Time of Reverberation Chambers for Acoustic and Electromagnetic Waves, J. Acoust. Soc. Amer., 33(2), 127-136 (1961).
- [9] H.V. Fuchs, X. Zha, M. Pommerer, *Qualifying freefield and reverberation rooms for frequencies below 100 Hz*, Applied Acoustics, **59**, 303-322 (2000).
- [10] M. R. Lautenbach, M. L.S. Vercammen, Volume Diffusers in the Reverberation Room, Proc. International Congress on Acoustics, 1-7 (2010).
- [11]M. Koyasu, The Effect of Shape and Volume of the Reverberation Chamber on the Absorption Coefficient of Acoustic Materials, J. Acoust. Soc. Japan, 13(4), 320-327 (1957)
- [11] ISO 17497-1:2004, Acoustics Sound-scattering properties of surfaces Part 1: Measurement of the random-incidence scattering coefficient in a reverberation room.

PSYCHOAKUSTYKA

System oznaczania miejsc niebezpiecznych i szczególnie istotnych w dużym mieście dla osób niewidomych – przekazanie informacji za pomocą drgającej bransoletki

The system for marking and identification of the spots dangerous and of special importance for vision impaired persons in the big city – information given by vibrating bracelet

Edyta Bogusz*, Dorota Czopek**, Jerzy Wiciak**

*Instytut Akustyki, Uniwersytet im. Adama Mickiewicza, ul. Umultowska 85, 61-614 Poznań
**Katedra Mechaniki i Wibroakustyki, Akademia Górniczo-Hutnicza im. Stanisława Staszica, Al. Mickiewicza 30, 30-059 Kraków dorota.czopek@agh.edu.pl

Streszczenie

W artykule opisano badania psychofizyczne dotyczące percepcji drgań na nadgarstku osób niewidomych. Badania zostały wykonane w ramach projektu rozwojowego, którego celem jest budowa systemu do oznaczania miejsc niebezpiecznych i szczególnie istotnych w dużym mieście dla osób niewidomych. Celem badań było wyłonienie sygnałów, które umożliwią przekazanie osobie niewidomej informacji np. o niebezpieczeństwie poprzez wibracje. W przeprowadzonych wśród osób niewidomych i słabowidzących badaniach oceniano dokuczliwość, trudność w zapamiętaniu oraz rozróżnialność sygnałów drganiowych przy użyciu pięciostopniowej, numerycznej i werbalnej skali ICBEN. Po analizie wyników wyłoniono 6 sygnałów drganiowych. Wybrane sygnały dopasowano następnie do miejsc/sytuacji miejskich, które wymagały oznakowania.

1. Wprowadzenie

W artykule przedstawiono przebieg oraz wyniki badań psychofizycznych związanych z percepcją drgań podawanych przez bransoletkę na nadgarstek osób niewidomych. Badania przeprowadzono na potrzeby budowy systemu do oznaczania miejsc niebezpiecznych i szczególnie istotnych w dużym mieście dla osób niewidomych [1]. Przeprowadzone wcześniej badania ankietowe wyłoniły sześć miejsc/sytuacji, które należało uwzględnić w powstającym systemie. Są to sytuacje niebezpieczne oraz miejsca szczególnie istotne w codziennym funkcjonowaniu w dużym mieście osób niewidomych i słabowidzących. Badania psychofizyczne miały na celu wyłonienie sygnałów, które umożliwią przekazanie osobie niewidomej informacji poprzez wibracje. Na podstawie badania najmniejszej rozpoznawalnej odległości dwóch jednoczesnych ukłuć

estezjometrem [2] oraz badania progów czucia wibracji na paliczku i nadgarstku palestezjometrem [1] zdecydowano się przekazywać sygnał drganiowy za pośrednictwem trzech wibratorów umieszczonych w bransoletce. Sygnały drganiowe zostały skomponowane z uwzględnieniem wyników badań progu czucia wibracji na nadgarstku osób niewidomych [1] oraz badania drgań parasejsmicznych jakie wywoływane są przez ruch drogowy w zabudowie miejskiej [3].

2. Metodyka badań

Opracowując testy kierowano się założeniem, że sygnały powinny być jak najprostsze, ale jednocześnie powinny umożliwiać przekazanie sześciu różnych informacji. Dlatego zdecydowano się na zbadanie trzech cech sygnału w testach podzielonych na dwa etapy. Celem badania było określenie w jakim stopniu sygnały drganiowe podawane na nadgarstek poprzez 3 wibratory wbudowane w bransoletkę są uciążliwe, rozróżnialne i łatwe do zapamiętania. W obu etapach do oceny sygnałów użyto pięciostopniowej, numerycznej i werbalnej skali ICBEN (International Commission on the Biological Effects of Noise) [4, 5]. Polską wersję skali opracowano na podstawie badań Preis i innych [6]. Każda osoba przystępująca do badania została zapoznana ze stanowiskiem pomiarowym oraz procedurą badawczą, w tym ze skróconą skalą ICBEN używaną w badaniach.

Pierwsze zadanie polegało na ocenie dokuczliwości oraz trudności w zapamiętaniu sygnałów prezentowanych pojedynczo. Badanie trwało około 30 minut. W tym czasie badanym prezentowano 14 skomponowanych sygnałów drganiowych w losowej kolejności. Każdy sygnał był powtarzany 3 razy. Sygnały był oceniane tuż po ich zaprezentowaniu przy użyciu skróconej skali ICBEN zaprezentowanej w tabelach 1 i 2. Następnie procedurę powtarzano jeszcze dwa razy. Powtarzana trzy razy seria pomiarowa gwarantuje zwiększenie ilości wyników oraz niweluje pewne błędy pomiarowe. Na przykład zmniejszony jest wpływ wcześniej prezentowanego sygnału na ocenę danego sygnału poprzez zmianę kolejności sygnałów prezentowanych w kolejnych seriach pomiarowych.

Tabela 1. Skrócona pięciostopniowa skala ICBEN używana do oceny dokuczliwości sygnałów drganiowych. Badany miał za zadanie określić dokuczliwość prezentowanego sygnału drganiowego podając cyfrę od 1 do 5.

	Sygnał jest		dokuczliwy.	
wcale nie	mało	średnio	bardzo	skrajnie
1	2	3	4	5

Tabela 2. Skrócona pięciostopniowa skala ICBEN używana do oceny trudności w zapamiętaniu sygnałów drganiowych. Badany miał za zadanie określić czy prezentowany sygnał drganiowy jest łatwy do zapamiętania podając cyfrę od 1 do 5.

	Sygnał jest		do zapamiętania.	
bardzo łatwy	łatwy	średnio łatwy	trudny	bardzo trudny
1	2	3	4	5

Dokonano analizy statystycznej wyników otrzymanych w zadaniu 1 [7]. Poniżej przedstawiono podstawową analizę średnich ocen uzyskanych dla poszczególnych sygnałów. Na ich podstawie wytypowano sygnały najlepiej odbierane przez osoby niewidome. Na początku wybrano sześć sygnałów, które zostały ocenione jako najmniej dokuczliwe czyli uzyskały najniższą średnią ocenę. Najmniej dokuczliwe okazały się sygnały: s.9, s.11, s.8, s.4, s.6 i s.10 (Rysunek 1).



Rysunek 1. Średnia ocena dokuczliwości sygnałów drganiowych. Za pomocą wąsów przedstawiono odchylenie standardowe.

Następnie zanalizowano wyniki dotyczące oceny trudności w zapamiętaniu. Analogicznie wybrano sześć sygnałów, które zostały ocenione jako najłatwiejsze do zapamiętania czyli uzyskały najniższą średnią ocenę. Zdaniem badanych osób najłatwiejsze do zapamiętania są sygnały: s.1, s.2, s.3, s.13, s.4 i s.6 (Rysunek 2).





Rysunek 2. Średnia ocena trudności w zapamiętaniu sygnałów drganiowych. Za pomocą wąsów przedstawiono odchylenie standardowe.

W celu ostatecznego wytypowania sześciu najlepiej ocenionych w zadaniu 1 sygnałów zsumowano średnie wyniki oceny dokuczliwości i trudności w zapamiętaniu sygnałów. Zdecydowano, że obie oceny są tak samo ważne. Na podstawie łącznych wyników oceny dokuczliwości i trudności w zapamiętaniu wytypowano sygnały: s.9, s.1, s.4, s.8, s.6, i s.11 (Rysunek 3).



Rysunek 3. Średnia łącznych wyników oceny dokuczliwości i trudności w zapamiętaniu.

W drugim zadaniu oceniano rozróżnialność sygnałów prezentowanych w parach. Badanie trwało około 30 minut. Badanym prezentowano 91 par sygnałów drganiowych w losowej kolejności. Pary zostały ułożone z 14 skomponowanych sygnałów drganiowych. Pary sygnałów były oceniane tuż po ich zaprezentowaniu przy użyciu skróconej skali ICBEN zaprezentowanej w tabeli 3.



Tabel 3. Skrócona pięciostopniowa skala ICBEN używana do oceny stopnia rozróżnialności par sygnałów drganiowych. Badany miał za zadanie określić stopień zróżnicowania pomiędzy dwoma prezentowanymi w parze sygnałami drganiowymi podając cyfrę od 1 do 5.

	Sygnały są		różne.	
wcale nie	mało	średnio	bardzo	skrajnie
1	2	3	4	5

Analiza wyników tego zadania wykazała, które pary sygnałów są trudne do odróżnienia. Podobnie jak w prezentowanej wcześniej analizie zadania 1 wzięto pod uwagę podstawową analizę średnich wyników oceny rozróżnialności poszczególnych sygnałów. Jako mało lub średnio różne od siebie respondenci uznali pary następujących sygnałów drganiowych: s.5 i s.6, s.7 i s.8, s.1 i s.3, s.9 i s.13, s.9 i s.11, s.10 i s.14, s.8 i s.9, s.2 i s.9, s.10 i s.12oraz s.13 i s.14. Ze względu na bardzo dużą ilość ocenianych w tym zadaniu par sygnałów na rysunku 4 przedstawiono średnie jedynie 10 najbardziej do siebie podobnych.



Rysunek 4. Średnia ocena stopnia rozróżnialności par sygnałów drganiowych. Za pomocą wąsów przedstawiono odchylenie standardowe.

3. Podsumowanie

Na podstawie wyników wybrano ostatecznie 6 sygnałów. Za najważniejsze kryterium uznano trudność w zapamiętaniu oraz dokuczliwość. Jednak na podstawie wyników zadania 2 z ostatecznej szóstki usuwano sygnały, które tworzyły trudną do rozróżnienia parę z innymi wytypowanymi sygnałami. Usunięte sygnały zastępowano innymi, które uzyskały kolejny wynik w ocenie trudności w zapamiętaniu oraz dokuczliwości. Na podstawie porównania wyników zadania 2 z sygnałami wyłonionymi na podstawie zadania 1 usunięto z wytypowanej grupy sygnał s.9 jako średnio rozróżnialny z sygnałem s.11 i 13.

Na jego miejsce wybrano sygnał s.13, który jest dobrze rozróżnialny z pozostałymi sygnałami z wytypowanej grupy.

Na podstawie podstawowej analizy do oznaczanie miejsc niebezpiecznych i szczególnie istotnych dla osób niewidomych wybrano sygnały: s.1, s.4, s.6, s.8, s.11 oraz s.13. Następnie dopasowano je do następujących miejsc/sytuacji, które są niebezpieczne lub istotne dla osób niewidomych i słabowidzących poruszających się w dużym mieście:

- krawędzie schodów prowadzących do góry i w dół,
- krawędzie peronów na dworcach kolejowych i autobusowych,
- przystanki komunikacji miejskiej,
- przejścia dla pieszych,
- miejsca niebezpieczne takie jak roboty budowlane i drogowe, wykopy, otwarte studzienki kanalizacyjne itp., oraz
- budynki użyteczności publicznej.

4. Podziękowania

Praca została sfinansowana z funduszy projektu rozwojowego Narodowego Centrum Badań i Rozwoju NR17 0017 06 realizowanego w latach 2009-2012. Projekt obejmował opracowanie metody oznaczania miejsc niebezpiecznych i szczególnie istotnych w dużym mieście dla osób niewidomych z wykorzystaniem markerów falowo-wibracyjnych.

Literatura

- J. Wiciak, B. Borkowski, D. Czopek, R. Trojanowski, A. Okarmus, L. Zaleska, E. Bogusz, A. Furman, E. Skrodzka, Niewidomi w dużym mieście : system oznaczania miejsc niebezpiecznych i szczególnie istotnych dla osób niewidomych i słabowidzących z wykorzystaniem markerów falowo-wibracyjnych, Wydawnictwa AGH, (2012)
- J. Wiciak, C. Kasprzak, *Badanie progu czucia na nadgarstku*, Acta Bio-Optica et Informatica Medica. Inżynieria Biomedyczna. vol. 18, nr 1, 38–42 (2012)
- J. Wiciak, R. Trojanowski, *Paraseismic vibrations disadvantages and advantages in application for spatial orientation of blind people*, Polish Journal of Environmental Studies. vol. 21 no. 5A, 440–443 (2012)
- J.M. Fields, R.G. De Jong, T. Gjestland, I.H. Flindell, R.F.S. Job, S. Kurra, P. Lercher, M. Vallet, T. Yano, R. Guski, U. Felscher-Suchr, R. Schumer, *J. of Sound and Vibration*242, 641 (2001). DOI:http://dx.doi.org/10.1006/jsvi.2000.3384
- A. Preis, B. Griefhahn, T. Gjestland, *Report to partners: Guidelines concerning priorities* of noise abatement,
- www.silence-ip.org/site/fileadmin/SP_A/SILENCE_AD4.pdf retrieved on 25.01.2013. A. Preis, T. Kaczmarek, H. Wojciechowska, J. Żera, J. M. Fields, Polish Version Of
- Standardized Noise Reaction Questions For Community Noise Surveys
- R. L. Scheaffer, J. T. McClave, *Probability and statistics for engineers*, PWS-KENT Publishing Company, Boston (1986)
Wpływ szybkości bitowej w kompresji MP3 na jakość mowy

Influence of the bit rate in MP3 compression on the speech quality

Stefan Brachmański

Politechnika Wrocławska, ul. Wybrzeże Wyspiańskiego 27, 53-333 Wrocław E-mail: stefan.brachmanski@pwr.wroc.pl

Streszczenie

Rozwój technologii telekomunikacyjnych pociąga za sobą konieczność bardziej efektywnego wykorzystania pasma przydzielonego do transmisji. Sygnały foniczne, w tym sygnał mowy poddawane są przekształceniom za pomocą różnych algorytmów kodowania. Celem badań było określenie wpływu szybkości bitowej na ocenę jakości transmisji sygnału mowy kodowanego techniką MP3 oraz wyznaczenie minimalnej wartości szybkości bitowej dającej zadowalającą jakość kodowanego sygnału mowy. Pomiary wykonano metodami ACR i DCR zalecanymi przez ITU. Wyniki uzyskane metodą ACR wskazują, że bardzo dobrą jakość mowy uzyskuje się dla przepływności Powyżej 128 kb/s, natomiast stosując metodę DCR - 56 kb/s. Dobrą jakość mowy słuchacze oceniali w metodzie ACR dla przepływności powyżej 64 kb/s, a w metodzie DCR powyżej 32 kb/s.

1. Wprowadzenie

W ostatnim okresie nastąpił istotny rozwój technologii telekomunikacyjnych m.in. w zakresie transmisji sygnałów wideo, jak również audio, w tym sygnału mowy. Pociąga to za sobą konieczność bardziej efektywnego wykorzystania pasma przydzielonego do transmisji. Współcześnie stosowanych jest wiele rozwiązań, w których sygnał mowy podlega różnego rodzaju przekształceniom w celu jego sprawnego przesyłania, gromadzenia, czy rozpoznawania. Wykorzystuje się w tym celu różne algorytmy, zwane kodekami, (kodera po stronie nadawczej i dekodera po stronie odbiorczej). Cechami charakterystycznymi kodeków są m.in. wymagania odnośnie do szerokości pasma, wprowadzane przezeń opóźnienia, stopień kompresji oraz jakość odtworzonego sygnału mowy. Wszystkie te czynniki mogą jednak negatywnie wpływać na jakość przesyłanej mowy, która jest jednym z kluczowych elementów ogólnej oceny jakości usług telekomunikacyjnych. W dzisiejszych czasach jakość usług jest niezwykle istotna zarówno dla użytkowników jak i operatorów, dostawców usług, a nawet dostawców sprzętu, tak więc zrozumiałe jest, że istotną rolę odgrywa poprawna ocena jakości przesyłanego sygnału mowy.

Jednym z czynników wpływających na jakość przesyłanego sygnału mowy jest rodzaj zastosowanej techniki kompresji. Spośród wielu różnorodnych technik kompresji, w niniejszym artykule, skupiono się na standardzie MP3, który jest bardzo popularnym

standardem, a ponadto jest wykorzystywany w cyfrowym radiu DAB. W ramach badań zbadano wpływ szybkości bitowej na jakość transmisji sygnału mowy.

Jakość transmisji sygnału mowy może być oceniana bądź subiektywnymi bądź obiektywnymi metodami. Niestety metody subiektywne są bardzo czasochłonne i kosztowne, stąd od lat poszukuje się metody obiektywnej, której wyniki byłyby zgodne z opinią użytkownika. Pomimo ogromnego postępu w tworzeniu obiektywnych metod oceny jakości transmisji sygnału mowy [1] - [9] nadal jedynym weryfikatorem skuteczności tych metod są metody oparte na pomiarach subiektywnych [10] - [19].

Spośród wielu subiektywnych metod oceny jakości transmisji i kodowania sygnału mowy największą popularnością cieszą się obecnie metody dające bezpośrednią ocenę w skali pięciostopniowej, a mianowicie zalecane przez ITU-T w P.800 [15] metoda ACR (Absolute Category Rating) oraz metoda DCR (Degradation Category Rating). W prezentowanych badaniach te dwie metody zostały wykorzystane w procesie oceny jakości sygnału mowy poddanego kodowaniu MP3 z różnymi szybkościami bitowymi.

2. Standard MPEG-1 Audio Layer 3 (MP3)

Standard MPEG-1 Audio Layer 3 znany jako MP3 został opracowany w Instytucie Fraunhofera przy współpracy z firmą Thomson w 1991 roku i zaaprobowany przez ISO jako międzynarodowy standard (ISO 11172-3) [20]. Został on zrealizowany w trzech wersjach rozwojowych nazwanych jako Layer–1, Layer–2, Layer–3, których podstawowe parametry podano w tabeli 1, w odniesieniu do PCM.

Tab. 1. Podstawowe parametry kompresji MPEG audio dla sygnału stereofonicznego o jakości CD

- Juniober CD		
Kompresja	Stopień kompresji	Wymagana szybkość bitowa
PCM (jakość CD)	1:1	1,4 Mb/s
MPEG-1 Layer 1	1:4	384 kb/s
MPEG-1 Layer 2	1:8	192 kb/s
MPEG-1 Layer 3	1:12	128 kb/s

Wszystkie standardy MPEG audio wykorzystują tą samą ideę polegającą na ograniczaniu wielkości strumienia audio poprzez usunięcie z niego tej części sygnału, która jest nieistotna z punktu widzenia słuchacza. Wykorzystuje się tutaj niedoskonałości ludzkiego ucha, a w szczególności tzw. efekt maskowania (rys.1). Dźwięki o niższych poziomach natężenia dźwięku występujące "w okolicach" dźwięków o dużych poziomach mogą być usunięte, a ucho ludzkie tego nie zauważy. a jednocześnie pozostały sygnał użyteczny zawiera mniej informacji [21].

W standardzie MP3 wykorzystuje się również zjawisko związane z tym, że ze względu na małą szybkość transmisji bodźców nerwowych do mózgu, człowiek nie rozróżnia słabych dźwięków występujących na krótko przed oraz po wystąpieniu silnego sygnału. Standard MP3 wykorzystuje to rozszerzając zakres maskowania, i tak: przed sygnałem maskującym maskowanie występuje w bardzo krótkim czasie od 2 do 5 ms (niektóre źródła podają 20 ms), a po sygnale w znacznie dłuższym czasie, bowiem od 50 ms do 200 ms.

W procesie kodowania koder MP3 bazuje na dwóch metodach kompresji stratnej oraz bezstratnej, przy czym dominująca jest kompresja stratna, a jej algorytm jest dużo bardziej złożony [22], [23].



Rys. 1 Efekt maskowania. (białe słupki - dźwięki, które mogą zostać podczas kompresji zamaskowane, szary słupek - dźwięk słyszalny).

W pierwszym etapie kodowania następuje podział cyfrowego sygnału fonicznego na 32 pasma i obliczona zostaje 1024 punktowa szybka transformata Fouriera (FFT). Składowe sygnału leżące poza zakresem słyszalności człowieka są pomijane. W kolejnym etapie wykorzystywana jest zmodyfikowana dyskretna transformata cosinusowa (MDCT modified discrete cosine transform) oraz model psychoakustyczny. Blok MDCT jest zasadniczym elementem odróżniającym warstwę 3 (Layer-3). MPEG-1 od warstw 1 i 2. Realizuje on tzw. transformację zakładkową pozwalającą uniknąć efektu blokowego, który słyszalny byłby, co kilka milisekund. Efektem działania tego bloku są współczynniki MDCT. Z kolei model psychoakustyczny zakłada, że ze względu na właściwości ucha i mózgu człowieka, nie jest on w stanie odebrać i przetworzyć całej informacji akustycznej niesionej przez dźwięk. Model psychoakustyczny (Layer-3) przewiduje zwykle zakres słyszalności od 20 Hz do 16 kHz (Layer -2 przyjmuje pasmo 20 Hz - 20 kHz), a maksymalną czułość ucha w zakresie od 2 kHz do 4 kHz. W efekcie operacji wykonywanych w bloku modelu psychochoakustycznego podejmowana jest decyzja, które dane muszą zostać oddane najwierniej, a które mają mniejsze znaczenie. Zostają również odrzucone dane nie zgadzające się z modelem. Następnie sygnał przekazywany jest do kwantyzatora i kodera. Aby uzyskać większa efektywność kodowania, stosuje się kwantowanie nieliniowe, segmentacje adaptacyjna i kodowanie metoda Huffman-a. W końcowej fazie sygnał dźwiekowy dzielony jest na małe fragmenty zwane ramkami.

3. Metoda Absolute Category Rating (ACR)

Metoda oceny jakości sygnału mowy zwana Absolute Category Rating (ACR) jest unormowana zalecaniem P.800 przez International Telecommunication Union (ITU) [15].

W metodzie tej wykorzystywane są listy testowe złożone z prostych, dwu – trzy sekundowych zdań, nie związanych z sobą semantycznie. Mówca powinien wypowiadać

zdania płynnie; nie może mieć żadnych wad wymowy (np. jąkanie się, seplenienie, itp.). Głosy męski i żeński charakteryzują się odmiennymi właściwościami, dlatego też w pomiarach powinny być uwzględnione obydwa rodzaje głosów, przy czym wyniki otrzymane powinny być analizowane oddzielnie. W przypadkach, gdy różnice w otrzymane dla obu głosów są nieistotne wówczas można je uśrednić. Pomiary powinny być wykonane dla kilku głosów męskich i żeńskich, co pozwala ograniczyć wpływ indywidualnych cech głosu mówcy na otrzymany wynik. Zalecenie ITU-T P.800 dopuszcza wcześniejszą rejestrację wypowiedzi na sprzęcie wysokiej jakości np. magnetofon cyfrowy czy komputer z akustycznym wejściem i wyjściem. Nagranie powinno być wykonane w pomieszczeniu o objętości 30-120m³ i czasie pogłosu mniejszym niż 0.5s i poziomie szumów w nie przekraczającym 30dBA.

Poziom nagrania powinien być ustalony na 20-30dB poniżej poziomu przesterowania systemu rejestrującego. Na początku każdego nagrania wgrywany jest 20 sekundowy ton kalibrujący o znanym poziomie. Zazwyczaj tonem kalibrującym jest sygnał harmoniczny o częstotliwości 1000Hz chyba, że system, przez który odtwarzane są listy testowe jest czuły na tą częstotliwość (np. wykorzystywana jest w innych celach). W takim przypadku można zastosować ton o innej częstotliwości. Nagrany ton kalibracyjny może być wykorzystany do ustawienia poziomu odsłuchu.

Odsłuch wykonuje się w pomieszczeniu o parametrach takich jak podczas nagrywania list testowych. Zaleca się wykonanie pomiaru poziomu hałasu co najmniej dwukrotnie, tzn. na początku i końcu pomiarów. Jeżeli pomiędzy wynikami pomiarów występuje znaczna różnica, wówczas prowadzący odsłuchy musi ocenić czy może to mieć wpływ na wynik końcowy pomiaru.

Ekipę odsłuchową stanowią osoby wybrane losowo spośród populacji użytkowników telefonów, przy czym nie mogą to być osoby:

- związane z pracami dotyczącymi oceny działania systemów telefonicznych lub kodowania mowy,
- biorące udział w jakichkolwiek pomiarach subiektywnych w ciągu ostatnich sześciu miesięcy,
- które wcześniej słyszały listy używane w eksperymencie.

Przed rozpoczęciem pomiarów słuchacze zapoznają się z instrukcją objaśniającą eksperyment.

Prowadzący pomiary ma do wyboru trzy różne skale ocen zalecane przez ITU:

- 1. Skala jakości odsłuchu (Doskonała 5, Dobra 4, Dostateczna 3, Mierna 2, Niedostateczna 1),
- Skala wysiłku słuchowego (Rozumienie przesyłanej mowy bez najmniejszego natężenia uwagi – 5, Rozumienie przesyłanej mowy bez trudności z lekkim natężeniem uwagi – 4, Rozumienie przesyłanej mowy z umiarkowanym natężeniem uwagi – 3, Rozumienie przesyłanej mowy z dużym natężeniem uwagi – 2, Brak możliwości pełnego zrozumienia przesyłanej mowy - 1),
- Skala preferowanej głośności (Dużo głośniejsza niż optymalna 5, Głośniejsza niż optymalna 4, Optymalna 3, Cichsza niż optymalna 2, Zbyt cicha 1).

Ocena średnia MOS (Mean Opinion Score) obliczana jest dla każdego badanego warunku transmisji mowy oraz dla każdej skali ocen, jako wynik uśrednienia po słuchaczach i mówcach. Analiza otrzymanych wyników dokonywana jest w oparciu o analizę wariancyjną [15].

4. Metoda Degradation Category Rating (DCR)

Metoda Degradation Category Rating (DCR) [15] zalecana przez International Telecommunication Union jest alternatywnym rozwiązaniem dla metody ACR. Pomiar polega na porównaniu wzorcowego sygnału mowy o wysokiej jakości z sygnałem przesłanym przez badany kanał telekomunikacyjny i określeniu stopnia pogorszenia jakości sygnału badanego w stosunku do sygnału wzorcowego w pięciostopniowej skali ocen. Ocena średnia obliczana jest dla każdego badanego warunku transmisji mowy oraz dla każdej skali ocen, jako wynik uśrednienia po słuchaczach i mówcach.

Materiał testowy wykorzystywany w metodzie DCR jest taki sam jak w metodzie ACR, jedynie inna jest procedura prezentacji testowych list zdaniowych. Próbki mowy, czyli różne wypowiadane zdania, są wybierane z większej, zrównoważonej listy testowej, a następnie są prezentowane słuchaczom w pojedynczych (A - B) lub powtarzających się parach (A - B - A - B), gdzie A jest wzorcową próbką oryginalną, natomiast B jest badaną próbką, przesłaną przez oceniany kanał telekomunikacyjny lub poddaną kompresji. Każda para poddawana jest odrębnej ocenie. Zaleca się zastosowanie kilku tzw. "par zerowych" (A - A) celem jakościowego sprawdzenia dokładności i czułości ocen podawanych przez uczestników eksperymentu. Próbki A i B powinny być oddzielone 0,5-1 s. przerwą. Dla testów z powtarzalną procedurą (A- B - A - B) przerwa pomiędzy dwiema parami powinna wynosić 1-1,5 s. Słuchacze oceniają stopień degradacji jakości drugiego zdania względem pierwszego w pięciostopniowej skali pogorszenia jakości. Jeżeli eksperyment jest zbyt długi, by go zrealizować w czasie jednej sesji, to należy kontynuować pomiar w następnych sesjach. Czas trwania pojedynczej sesji nie powinien być dłuższy niż 20 – 45 minut. Przerwa między sesjami powinna trwać co najmniej 10 minut.

Wymagania odnośnie do warunków nagrania, odsłuchów oraz doboru ekipy odsłuchowej są analogiczne jak dla metody ACR. Właściwości akustyczne pomieszczenia odsłuchowego są również takie same jak w metodzie ACR.

5. Eksperyment

Celem badań było:

- zbadanie wpływu szybkości bitowej na ocenę jakości transmisji sygnału mowy kodowanego techniką MP3,
- określenie minimalnej wartości szybkości bitowej dającej zadowalającą jakość kodowanego sygnału mowy.

Pomiary metodą ACR i DCR wykonano w pomieszczeniu Katedry Akustyki i Multimediów Wydziału Elektroniki Politechniki Wrocławskiej. Pomieszczenie spełniało wymogi zalecenia ITU-T P.800. Ekipę odsłuchową liczącą 10 słuchaczy wybrano zgodnie z zaleceniami ITU-T P.800 [15]. Wiek słuchaczy mieścił się w przedziale od 20 do 30 lat.

Materiał testowy stanowiły listy zdaniowe zrównoważone fonematycznie (rys.2) wypowiadane przez kobietę i mężczyznę. Wzorcowe listy zdaniowe nagrane na magnetonie cyfrowym zarchiwizowano z częstotliwością próbkowania 44,1kHz i rozdzielczością 16 bitów. Listy badane stworzono z wykorzystaniem konwertera GX Transcoder, który pozwala na konwertowanie plików do wielu popularnych obecnie formatów. Do badań został wybrany format MP3, a szybkość bitową zmieniano w zakresie od 8kb/s do 320kb/s.

Na każdy punkt pomiarowy (różna szybkość bitowa) przypadały dwie listy 50 zdaniowe, przy czym jedna lista była czytana przez kobietę, a druga przez mężczyznę. Słuchacze podawali swoją opinię o jakości mowy w pięciostopniowej skali od 1 do 5.

Sygnały testowe prezentowane były słuchaczom za pomocą słuchawek z wykorzystaniem programu komputerowego stworzonego w Pracowni Analizy i Przetwarzania Sygnałów Akustycznych Katedry Akustyki i Multimediów Wydziału Elektroniki Politechniki Wrocławskiej. Program umożliwia wykonanie pomiarów metodą ACR i DCR. Przed każdym słuchaczem znajduje się monitor wraz z klawiaturą i myszką.

Lista 1

Grupa 1

- 1. Znalazłem coś dla siebie.
- 2. Płomienie oświetlały żołnierzy.
- 3. Przyjaciółki powinny sobie pomagać.
- 4. Wkrótce usłyszałem helikopter.
- 5. Ojciec podniósł się od stołu.

Grupa 2

- 1. Były to dla mnie najmilsze chwile.
- 2. Wojtkowi podobał się kolor.
- 3. Zła sytuacja wymaga zmian.
- 4. Widzę, że jesteś w świetnej formie.
- 5. Ludzie udzielają pomocy rannym.

Grupa 3

- 1. Kule śniegowe były jak kamienie.
- 2. Był to pierwszy mecz eliminacji.
- Strażnik wziął chłopca za rękę.
- 4. Podłoga lśniła czystością.
- 5. Widzę cię zawsze tylko z daleka.

Grupa 4

- 1. Jeden z podróżników zaginął.
- Powinieneś coś szybko zjeść.
- 3. Od spotkania minął tydzień.
- Jutro trzeba rozwieść towar.
- 5. Zaraz zrobię kawę albo herbatę.

Grupa 5

- 1. Czekam na ciebie koło teatru.
- 2. Mam do niego mały interes.
- 3. I co ja mam teraz zrobić?
- 4. Poszukiwanie będzie wznowione jutro.
- Spójrzcie co tu mam.

Grupa 6

- 1. Zguba się wreszcie znalazła.
- 2. Nie napisałam jeszcze ani słowa.
- 3. Potrzebuję więcej swobody.
- 4. Pułkownik został zwolniony ze służby.
- 5. Lekarz zalecił mi leżeć w łóżku.

Grupa 7

- 1. Czy on jest twoim przyjacielem?
- 2. Już gdzieś słyszałem tą piosenkę.
- 3. Ten dzień należy do udanych.
- 4. Przestępca nie wyjdzie na wolność.
- 5. Ptak zje cienką dżdżownicę.

Grupa 8

- Zimą zwierzęta powinny być dokarmiane.
- 2. Sukcesy dodają nam sił.
- 3. Jadę do banku odebrać pieniądze.
- 4. Ona ogląda jej ulubiony serial.
- 5. Chyba nigdy nie bede bogaty.

Grupa 9

- 1. Wrócę chyba za pół godziny.
- 2. Czy mógłbyś odebrać telefon.
- 3. Ta muzyka jest troche za wesoła.
- Gdy zrobi się ciemno wracamy do domu.
- 5. Gdzie wyjeżdżasz na święta?

Grupa 10

- 1. Wracając wstąpiliśmy do kawiarenki.
- 2. Komputer jest mi potrzebny do pracy.
- 3. Dlaczego do niej nie zadzwoniłeś?
- 4. Masz pozdrowienia od koleżanki.
- 5. Będziemy dziś oglądać mecz.

Rys 2. Przykładowa lista zdaniowa



Słuchacz stosownie do informacji prowadzącego pomiary wybiera opcję pomiarową (ACR lub DCR). Wybierając metodę ACR słuchaczom prezentowany jest tylko sygnał badany, natomiast w opcji DCR prezentowane są dwa sygnały -oryginalny (jako pierwszy) i badany (drugi). Przed rozpoczęciem pomiarów na ekranie monitora pojawia się instrukcja odnośnie do metody pomiarowej oraz sposobu podania oceny. Po usłyszeniu sekwencji testowej słuchacz podaje swoją ocenę w skali pięciostopniowej (myszką bądź za pomocą klawiatury). Ocena musi być podana w określonym czasie, którego upływ wskazywany jest słuchaczowi na ekranie monitora. Jeżeli słuchacz w przewidywanym czasie nie poda swojej oceny, wówczas program przyjmuje najniższą ocenę tzn. 1. Na rys. 3 pokazany jest przykładowy ekran oceny jakości mowy metoda ACR. Komputer zlicza oceny dla każdego słuchacza indywidualnie, a następnie po zakończeniu sesji pomiarowej dla danego warunku transmisyjnego (określona szybkość bitowa) podaje średnią ocenę MOS (Mean Opinion Score) dla danego słuchacza. Istnieje możliwość sieciowego połaczenia komputerów znajdujących się na kilku stanowiskach pomiarowych. Wówczas wynik może być podany jako średnia ocen indywidualnego słuchacza, bądź uśrednienie po ocenach wszystkich słuchaczy wraz z pełna statystyka. Pomiar z wykorzystaniem połączenia sieciowego wymaga zgrupowania słuchaczy w tym samym czasie, gdyż ocena dokonywana jest jednocześnie przez wszystkich słuchaczy. Z kolei system jednostanowiskowy pozwala na wykonanie pomiarów w różnym czasie, pod warunkiem zachowania identycznych warunków pomiaru.



Rys 3. Przykładowy ekran startowy programu ACR



Wyniki oceny MOS otrzymane metodą ACR dla głosu męskiego i żeńskiego przedstawiono na rys. 4. Z kolei na rys. 5 pokazano wyniki otrzymane metodą DCR. Pomiary wykonano w ramach pracy dyplomowej magisterskiej realizowanej na Politechnice Wrocławskiej na Wydziale Elektroniki [25].

Analizując otrzymane wyniki nie stwierdzono istotnych różnic między ocenami otrzymanymi dla głosów męskiego i żeńskiego zarówno dla metody ACR jak i DCR. Stosownie do zalecenia P.800 [15] w takiej sytuacji można uśrednić oceny otrzymane dla obu głosów. Otrzymane oceny średnie dla metod ACR i DCR zamieszczono w tabeli 1 oraz graficznie na rys. 6.

Tab. 1. Średnie oceny MOS otrzymane metodami ACR i DCR (uśrednienie po głosach

żeńskich i męskich) Szybkość 192 224 bitowa 8 16 24 32 40 48 64 80 96 112 128 160 256 320 56 [kb/s] MOS 2,7 3,0 3,3 3,5 3,9 4,2 4,5 4,7 5,0 5,0 1,6 3,6 4,3 4,8 5,0 5,0 5,0 ACR MOS 3,1 1,3 2,7 4,5 4,9 5,0 5,0 5,0 5,0 5,0 5,0 5,0 3,9 4,3 4,8 5,0 5,0 DCR



Rys. 4. Ocena jakości sygnału mowy MOS otrzymana metodą ACR w funkcji szybkości bitowej (ACR-M – głos męski, ACR-K – głos żeński)



Rys. 5. Ocena jakości sygnału mowy MOS otrzymana metodą DCR w funkcji szybkości bitowej (DCR-M – głos męski, DCR-K – głos żeński)



w funkcji szybkości bitowej

6. Podsumowanie

Analizując wyniki otrzymane w prezentowanym eksperymencie można zauważyć, że zarówno dla metody Absolute Category Rating (ACR) jak i Degradation Category Rating (DCR), zgodnie z oczekiwaniami, zwiększenie wartości szybkości bitowej poprawia jakość sygnału mowy. Stwierdzono również, że nie ma istotnego znaczenia czy jest to głos żeński czy męski, co pozwoliło na uśrednienie wyników uzyskanych z oceny obu głosów.

Wyniki uzyskane metodą ACR wskazują, że bardzo dobrą jakość mowy (MOS powyżej 4.5) uzyskuje się już dla przepływności minimum 128 kb/s, natomiast stosując metodę DCR wartość ta wynosi 56 kb/s. Dobrą jakość transmisji mowy słuchacze oceniali w metodzie ACR dla przepływności z przedziału 64 kb/s – 128 kb/s, a w metodzie DCR 32 kb/s – 56 kb/s.

Porównując wyniki otrzymane metodami ACR i DCR można zauważyć szybszy wzrost oceny MOS w metodzie DCR w stosunku do ACR

Podobne badania wykonano w ramach oceny jakości transmisji sygnału mowy w systemie cyfrowego radia DAB+. Wyniki (rys.7) zaprezentowano na 134 Convention Audio Engineering Society w Rzymie [26]. W ramach badań wykorzystano próbki dźwiękowe po przejściu przez tor transmisyjny: multiplex – nadajnik – odbiornik radiowy. Do kodowania wykorzystano system MPEG-2/4 AAC oraz HE AAC v.1 podczas eksperymentalnej emisji radia cyfrowego DAB+ we Wrocławiu. Badane próbki (mowa żeńska i mowa męska) były przesyłane z sześcioma różnymi szybkościami transmisji (136 kbit/s, 128 kbit/s, 96 kbit/s, 64 kbit/s, 48 kbit/s oraz 24 kbit/s), przy częstotliwości próbkowania 48 kHz. Dla każdej wartości szybkości transmisji rejestrowano dwie wersje sygnału: z włączonym lub wyłączonym procesorem SBR⁸ (Spectral Band Replication). Jako próbki wzorcowe wykorzystano nagrania CD, które było źródłem sygnału, natomiast próbki porównawcze zarejestrowano na wyjściu analogowym odbiornika radiowego DAB CLINT Audio 01 magnetofonem cyfrowym DAT Tascam DA 30, z częstotliwością próbkowania 44,1 kHz i rozdzielczością 16 bitów.

W badaniach tych stwierdzono, że począwszy od prędkości 96 kb/s metoda DCR daje, bardzo dobrą ocenę, natomiast metoda ACR od 128 kb/s. Wyniki otrzymane metodą ACR w tych dwóch eksperymentach są zbieżne. W obu przypadkach bardzo dobrą ocenę jakości transmisji sygnału mowy otrzymano dla szybkości bitowej minimum 128 kb/s; wyniki są zgodne mimo różnych technik kodowania mowy (MP3, AAC). Różnice w ocenie w obu eksperymentach występują w wynikach uzyskanych metodą DCR. W prezentowanych badaniach (kodowanie MP3) bardzo dobrą ocenę uzyskano począwszy od 56 kb/s, a w eksperymencie z transmisją w cyfrowym radio DAB+ (kodowanie AAC) od 96 kb/s.

⁸ SBR (Spectral Band Replication) - technika dzieląca widmo sygnału na część nisko - i wysoko-częstotliwościową. Składowe wysokoczęstotliwościowe poddane są kodowaniu parametrycznemu – wyznaczane są całkowita energia i zawartość składowych deterministycznych tonalnych oraz szumowych. W dekoderze następuje parametryczna resynteza części wysokoczęstotliwościowej widma sygnału metodą powielenia składowych niskoczęstotliwościowych, z odpowiednią korekcją energii na podstawie przesłanych parametrów obwiedni widmowej.

Jednocześnie stwierdzono, że oceny uzyskane metodą ACR są wyższe niż w metodzie DCR, czyli przeciwnie jak w badaniach prezentowanych w niniejszym artykule a dotyczących kodowania MP3. Wymaga to wyjaśnienia przez kontynuowanie badań dla liczniejszej grupy słuchaczy i bardziej zróżnicowanego materiału testowego.

Po zakończeniu pomiarów jakości transmisji sygnału mowy słuchacze proszeni byli o podzielenie się swoimi uwagami i wrażeniami odnośnie poszczególnych metod. Słuchacze podkreślali brak w metodzie ACR dobrze sprecyzowanej skali ocen oraz brak wzorca do którego można byłoby odnieść swoją ocenę próbki badanej. Ten fakt powodował, że postawienie oceny próbce badanej było często bardzo utrudnione. W metodzie DCR wprawdzie sygnał odniesienia (wzorzec) istnieje, lecz mimo to słuchacze mieli problemy z wystawieniem oceny próbce badanej i również w tej metodzie słuchacze narzekali na niezbyt precyzyjnie zdefiniowaną skalę degradacji jakości.



Rys. 7. Ocena MOS wyznaczona metodami ACR i DCR w funkcji szybkości bitowej w systemie cyfrowego radia DAB+.

Literatura

- [1] ANSI S 3.5, Methods for the calculation of the speech intelligibility index (SII), (1997).
- [2] Beerends J.G., Stemerdink J.A., "A Perceptual Speech-Quality Measure Based on a Psychoacoustic Sound Representation", J. Audio Eng. Soc., **42** (3), 115-123 (1994).
- [3] French, N.R., Steinberg, J.C., "Factors governing the intelligibility of speech sounds", J. Acoust. Soc. Am. **19**, 90-119 (1947).
- [4] Houtgast T., Steeneken H.J.M., *The Modulation Transfer Function in room acoustics* as a predictor of speech intelligibility, Acustica, **28**, 66-73 (1973).

- [5] ITU-T Recom. P.861, *Objective Quality Measurement of Telephone-band (300-3400 Hz) Speech Codecs*, (1996).
- [6] ITU-T Recom. P.862, *Perceptual evaluation of speech quality (PESQ): An objective method for end-to-end speech quality assessment of narrow-band telephone networks and speech codecs*, (2007).
- [7] ITU-T Recom. P.863, Methods for Objective and Subjective Assessment of Speech Quality. Perceptual Objective Listening Quality Assessment, (2011).
- [8] Voran S., Objective Estimation of Perceived Speech Quality—Part I: Development of the Measuring Normalizing Block Technique, IEEE Trans. Speech Audio Process., vol. 7, 1999, str. 371–382.
- [9] Voran S., Objective Estimation of Perceived Speech Quality—Part II: Evaluation of the Measuring Normalizing Block Technique, IEEE Trans. Speech Audio Process., 7, 383–390 (1999).
- [10] Brachmański S., Automation of Subjective Measurements of Logatom Intelligibility in Classrooms, Automation, ed. by Florian Kongoli, InTech www.intechopen.com, (2012).
- [11] Brachmański S., Automation of subjective measurements of speech inteligibility in analogue telecommunication channels, Archives of Acoustics, **33**(3), 341-350 (2008).
- [12] Brachmański S., Kula S., Badanie jakości mowy w połączeniach głosowych. Stara usługa - nowe problemy, Przegląd Telekomunikacyjny i Wiadomości Telekom., 8-9, 418-423 (2003).
- [13] Brachmański S., Subiektywne metody oceny jakości transmisji mowy w cyfrowych kanałach telekomunikacyjnych, Krajowe Sympozjum Telekom.'1999, Bydgoszcz, Tom B, 333-342 (1999).
- [14] Brachmanski S., Automatyzacja subiektywnych pomiarów jakości transmisji mowy metodą ACR, XLVIII Otwarte Seminarium z Akustyki, Wrocław-Polanica Zdrój, 121-126 (2001).
- [15] ITU-T Recommendation P.800, Method for subjective determination of transmission quality, (1996).
- [16] Majewski W., Myślecki W., Baściuk K., Brachmański S., Application of modified logatom intelligibility test in telecommunications, audiometry and room acoustics, Proc. 9th Mediterranean Electrotechnical Conf. Melecon'98, Tel-Aviv, Israel, 25-28 (1998).
- [17] Polska Norma PN-90 / T 05100, Analogowe łańcuchy telefoniczne. Wymagania i metody pomiaru wyrazistości logatomowej. Warszawa, (1990).
- [18] Polska Norma PN V 90002, Cyfrowe łańcuchy telefoniczne. Wymagania i metoda pomiaru wyrazistości logatomowej., Wyd. Norm., Warszawa, (1999).
- [19] Sotschek J., Methoden zur Messung der Sprachgüte I: Verfahren zur Bestimmung der Satz- und der Wortverständlichkeit, Der Fernmelde Ingenieur, **10**, 1-31 (1976).
- [20] ISO/IEC, Information Technology Coding of moving pictures and associated audio for digital storage media at up to about 1.5 Mbit/s – Part 3: Audio; Standard ISO/IEC 11172-2, (1993).
- [21] Rabiner L.R., Schafer R.W., *Theory and applications of digital speech processing*, Pearson, (2011).
- [22] Li Z.N., Drew M.S., Fundamentals of multimedia, Pearsons Education Inc., (2004).
- [23] Zölzer U., Digital Audio Signal Processing, John Wiley & Sons Ltd., (2008).

- [24] Brachmański S., Fonetyczna struktura materiału testowego stosowanego w pomiarach jakości transmisji mowy metodą ACR, XLVIII Otwarte Seminarium z Akustyki, Wrocław-Polanica Zdrój, 127-132 (2001).
- [25] Dończyk R., *Wpływ techniki kompresji na jakość mowy*, Praca dyplomowa, Politechnika Wrocławska, Wrocław (2013).
- [26] Brachmański S., Kin M., Assessment of speech quality in Digital audio Broadcasting Broadcasting (DAB+) system 134th Convention Audio Engineering Society Rome, Italy, Convention paper 8829, (2013).

Efekt Lombarda w salach lekcyjnych o zróżnicowanych właściwościach akustycznych – wyniki badań własnych

Lombard's effect in classrooms with various acoustic properties – self research results

Witold Mikulski, Izabela Jakubowska

Centralny Instytut Ochrony Pracy - Państwowy Instytut Badawczy, 00-701 Warszawa, Czerniakowska 16 wimik@ciop.pl, izjak@ciop.pl

Streszczenie

Efekt Lombarda jest niezamierzona tendencja mówiącego do zwiększania natężenia głosu w celu zwiekszenia zrozumiałości mowy przy mówieniu w głośnym otoczeniu. Parametrem określającym Efekt Lombarda jest różnica poziomu dźwieku A mowy oraz poziomu dźwięku A tła akustycznego, w skrócie określanym różnica Lombarda. W artykule podano wyniki badań tej różnicy. Badania przeprowadzono w salach lekcyjnych o różnych właściwościach akustycznych, które pod względem akustycznym charakteryzowano czasem pogłosu. Badania prowadzono w salach lekcyjnych w szkole podstawowej podczas lekcji. Mierzono poziomy dźwięku A w czasie lekcji w odległości 1m od ust nauczyciela. Z wyników pomiarów określano gęstość rozkładów poziomu dźwięku A. Z rozkładów tych określono poziom dźwięku A mowy nauczyciela oraz poziom dźwięku A tła akustycznego. Na ich podstawie określono różnicę Lombarda. Badania przeprowadzono podczas 32 lekcji prowadzonych w 8 salach lekcyjnych. Wyniki przeprowadzonych badań wykazały, że właściwości akustyczne sal wpłyneły na poziom dźwięku A mowy nauczyciela i poziom dźwięku A tła akustycznego, ale nie miały dużego wpływu na wartość różnicy Lombarda. Potwierdza to występowanie efektu Lombarda, a wartość tej różnicy w badanych przypadkach wynosiła 13-15dB.

1.Wprowadzenie

Jakość komunikacji werbalnej w salach lekcyjnych zależy od wielu czynników, w tym od parametrów akustycznych pomieszczenia oraz od nauczyciela prowadzącego zajęcia. Natężenie głosu nauczyciela rośnie wraz ze wzrostem poziomu tła akustycznego. Różnica między poziomem natężenia głosu (poziomem dźwięku A w odległości 1m od ust mówiącego) i poziomem dźwięku A tła akustycznego wynika także z tzw. efektu Lombarda. Polega on na niezamierzonej tendencji mówiącego do zwiększania natężenia głosu, w celu poprawienia słyszalności, przy mówieniu w głośnym otoczeniu. W wielu publikacjach na temat tego efektu, szacuje się tą różnicę w granicach od ok. 10 dB do ponad 20 dB [1-5]. W artykule opisano wyniki badań tej różnicy (nazwanej różnicą

Lombarda) które przeprowadzono w 8 zróżnicowanych pod względem akustycznym salach lekcyjnych w szkole podstawowej.

2.Metoda badań

Badania przeprowadzone zostały w 8 salach lekcyjnych w każdej na 4 lekcjach w Szkole Podstawowej nr 212 im. Krystyny Krahelskiej w Warszawie. Sale lekcyjne były dwóch rozmiarów, objętość sal ok. 160 m³ (sale C,D,E,F,G,H) i ok. 210 m³ (sale A i B). W dwóch salach lekcyjnych zainstalowane były adaptacje akustyczne (G i H) co spowodowało iż w nich były znacznie krótsze czasy pogłosu niż w salach pozostałych. Właściwości akustyczne sal, określone czasem pogłosu, określono metodą opisaną w normie PN-EN ISO 3382-2, z wykorzystaniem metody impulsowej i sygnału MLS [6,7]. Wyniki pomiarów czasu pogłosu podano na rys 1.



Rys. 1. Czas pogłosu w rozpatrywanych salach lekcyjnych

Ponieważ nie było możliwe wykonanie pomiarów w odległości 1m od ust nauczyciela, pomiary przeprowadzono w tzw. punkcie odniesienia, a wynik korygowano wg. poprawki określonej empirycznie, w dB, ze wzoru:

$$\Delta L_{A,poprawka} = L_{A,glosu} - L_{A,podczas mówienia w punkcie odniesienia}$$
(1)

gdzie:

L_{A,glosu} - poziom natężenia głosu nauczyciela (podczas mówienia nauczyciela, określony w odległości 1m od jego ust), w dB,

L_{A,podczas mówienia w punkcie odniesienia} - poziom dźwięku A podczas mówienia nauczyciela określony w punkcie odniesienia, w dB,

ΔL_{A.poprawka} – poprawka określająca różnicę poziomów dźwięku A podczas mówienia nauczyciela w punkcie w odległości 1m od jego ust i w punkcie odniesienia, w dB.

Ze zmierzonych przebiegów czasowych poziomu dźwięku A określono rozkłady gęstości wartości tego parametru za pomocą programu komputerowego do analizy statystycznej wyników pomiarów o nazwie *R*. Rozkłady miały charakter dwumodalny (rys. 2). Z modów odczytywano poziom dźwięku A, podczas mowy nauczyciela, mierzony w punkcie odniesienia (mod o większych wartościach; kolor zielony na rysunku) i poziom dźwięku A hałasu tła akustycznego (mod o mniejszych wartościach; kolor czerwony na rysunku). Różnica wartości poziomu dźwięku A między tymi modami (powiększona o ww. poprawkę wynikającą z pomiaru wykonanego w innym punkcie niż 1m od ust mówiącego) określa różnicę Lombarda określoną, w dB, ze wzoru:

 $\Delta L_{A,Lombard} = L_{A,glosu} - L_{A,tla} =$

$$L_{A, podczas mówienia w punkcie odniesienia} - L_{A,tła} + \Delta L_{A, poprawka}$$
 (2)

gdzie:

- L_{A,glosu} poziom natężenia głosu nauczyciela (podczas mówienia nauczyciela określony w odległości 1m od jego ust), w dB,
- L_{A,podczas mówienia w punkcie odniesienia} poziom dźwięku A podczas mówienia nauczyciela określony w punkcie odniesienia, w dB, (mod o większej wartości poziomu dźwięku A na rys.2),
- L_{A,tła} poziom dźwięku A tła akustycznego, w dB, (mod o mniejszej wartości poziomu dźwięku A na rys.2),
- ΔL_{A,poprawka} różnica poziomów dźwięku A podczas mówienia nauczyciela w punkcie w odległości 1m od jego ust i w punkcie odniesienia, w dB (określona empirycznie w rozpatrywanych przypadkach równa 1 dB).

1http:



451



Rys. 2. Rozkład gęstości poziomu dźwięku A w punkcie odniesienia charakteryzujący poziom dźwięku A tła akustycznego oraz poziom dźwięku A podczas mówienia nauczyciela w punkcie odniesienia: a) sala A, b) sala D, c) sala G, d) sala H.

3.Wyniki badań

Wyniki pomiarów różnicy Lombarda $\Delta L_{A,Lombard}$, poziomu dźwięku A głosu nauczyciela $L_{A,glosu}$, poziomu dźwięku A tła akustycznego $\Delta L_{A,tla}$ podano na rys 3.



Rys. 3. Wyniki pomiarów różnicy Lombarda $\Delta L_{A,Lombard}$, poziomu dźwięku A głosu nauczyciela $L_{A,glosu}$, poziomu dźwięku A tła akustycznego $\Delta L_{A,tla}$



Wyniki pomiarów różnicy Lombarda w funkcji czasów pogłosu (dla częstotliwości 1000Hz) w salach lekcyjnych w których wykonano badania podano na rys. 4.

Rys. 4. Wyniki pomiarów różnicy Lombarda ΔL_{A,Lombard} w funkcji czasów pogłosu dla częstotliwości 1000Hz w salach lekcyjnych w których wykonano badania (niebieskim kolorem oznaczono linię trendu wartości średniej).

4.Wnioski z badań

Przeprowadzono badania efektu Lombarda w salach lekcyjnych szkoły podstawowej. Badania wykonano w salach lekcyjnych o zróżnicowanych właściwościach akustycznych (czasy pogłosu sal dla częstotliwości 1000Hz: sale adaptowane akustycznie (G,H) 0.37-0.44 s, a sale bez adaptacji akustycznej (A,B,C,D,E,F) 1.05-1.31 s (rys.1)). Warunki te wpłynęły zarówno na poziom dźwięku A tła akustycznego, jak i poziom natężenia głosu nauczycieli. W salach bez adaptacji (A-F) wartości obu tych parametrów były większe niż w salach z adaptacją (G-H) rys. 3. Na lekcjach we wszystkich salach mimo dużego rozrzutu wartości obu tych dwóch parametrów, wyraźnie widać, że rozrzut wartości różnicy Lombarda jest znacznie mniejszy, co dowodzi występowania efektu Lombarda w przeprowadzonych badaniach (rys.3). Z rys. 4 wynika, że wraz ze wzrostem chłonności akustycznej (maleniem czasu pogłosu) wartość różnicy Lombarda rośnie choć nie jest to przyrost duży (3 krotny wzrost chłonności, powoduje zmianę średniej wartości różnicy Lombarda z 12 dB na 15 dB). Wyraźnie również można stwierdzić, że wraz ze wzrostem chłonności akustycznej sal (maleniem czasu pogłosu) rozrzut wartości różnicy Lombarda się zmniejsza. Wynika z tego, że w warunkach dobrej akustyki (krótki czas pogłosu, mały

poziom tła akustycznego) nauczyciele mówią podobnie, natomiast w warunkach, gdy czas pogłosu rośnie występują większe różnice w mówieniu. Można więc postawić na tej podstawie hipotezę (wymagającą weryfikacji), że w warunkach złej akustyki sal próbują oni podnieść głos i części to się udaje, a części nie (dlatego różnice te rosną).

5.Podsumowanie

W referacie przedstawiono wyniki pomiarów różnicy Lombarda przeprowadzonej w 8 salach lekcyjnych szkoły podstawowej. Właściwości akustyczne sal lekcyjnych były zróżnicowane (czas pogłosu dla częstotliwości 1000Hz od 0,37 do 1,31s). W salach w których czas pogłosu był krótki nauczyciele mówili ciszej oraz poziom dźwięku A tła (w tym od rozmów dzieci) był mniejszy. Mimo zróżnicowanej akustyki pomieszczeń, uwzględnienia różnych nauczycieli, uwzględnienia różnej aktywności na lekcjach, wyraźnie stwierdzono występowanie efektu Lombarda na poziomie ok. 13-15 dB. Wraz z pogarszającymi się warunkami akustycznymi (mniejszymi chłonnościami akustycznymi pomieszczeń, większymi wartościami czasu pogłosu oraz wzrostem hałasu tła), różnica Lombarda zaczyna mieć mniejsze wartości, a rozrzut wartości dla takich samych warunków akustycznych sal rośnie, co może wynikać z faktu, że nauczyciele próbują zrekompensować złe warunki akustyczne podnoszeniem głosu, lecz ten nadmierny wysiłek głosowy nie każdy jest w stanie wykonać. To ostatnie stwierdzenie jest hipotezą, która wymaga weryfikacji.

Literatura

- [1] Junqua JC. The Lombard reflex and its role on human listeners and automatic speech recognizers. J Acoust Soc Am. Jan; (1):510-24 (1993).
- [2] Radosz J.,: Global index of the acoustic quality of classrooms, Archives of Acoustics, **38(2)**, 159-168 (2013).
- [3] Mikulski W.: Wyniki badań wpływu adaptacji akustycznych sal lekcyjnych na jakość komunikacji werbalnej. Medycyna Pracy;**64(2)**:207-215 (2013).
- [4] Mikulski W., Jakubowska I.: Wyniki badań zmniejszenia natężenia głosu nauczycieli oraz zmniejszenia hałasu tła akustycznego w salach lekcyjnych po wykonaniu adaptacji akustycznej. Bezpiecz. Pr.;6:10–12 (2013).
- [5] Radosz J.: Wpływ właściwości akustycznych sal lekcyjnych na poziom ciśnienia akustycznego mowy nauczycieli. Medycyna Pracy;**63(4)**;409–417 (2012).
- [6] PN-EN ISO 3382-2:2010. Akustyka Pomiar parametrów akustycznych pomieszczeń – Część 2: Czas pogłosu w zwyczajnych pomieszczeniach. Polski Komitet Normalizacyjny, Warszawa (2010).
- [7] Mikulski W., Radosz J.: Acoustics of classrooms in primary schools results of the reverberation time and the speech transmission index assessments in selected buildings. Arch. Acoust;36(4):777–794 (2011).
- [8] Lane H., Tranel B.: The Lombard sign and the role of hearing in speech. J. Speech Hear. Res. ;14:677–709 (1971).

Publikacja opracowana na podstawie wyników II etapu programu wieloletniego pn. "Poprawa bezpieczeństwa i warunków pracy", finansowanego w latach 2011-2013 w zakresie badań naukowych i prac rozwojowych ze środków Ministerstwa Nauki i Szkolnictwa Wyższego/Narodowego Centrum Badań i Rozwoju. Koordynator programu: Centralny Instytut Ochrony Pracy – Państwowy Instytut Badawczy.

Zdolność rozróżniania kompresji stratnej w nagraniach muzycznych przez grupy o różnym wyszkoleniu słuchowym

Discrimination of lossy compression in musical recordings by listeners with different auditory training

Agata Rogowska^{*}, Jan Żera^{*,**}

^{*}Instytut Radioelektroniki, Politechnika Warszawska, ul. Nowowiejska 15/19, 00-665 Warszawa, ^{**}Katedra Akustyki Muzycznej, Uniwersytet Muzyczny Fryderyka Chopina, ul. Okólnik 2, 00-368 Warszawa

E-mail: a.rogowska@ire.pw.edu.pl

Streszczenie

W pracy badano wpływ wyszkolenia słuchowego na zdolność rozróżniania kompresji stratnej przy zastosowaniu kodeków *Vorbis, WMA, Mp3 (Fraunhofer)* i *Mp3 (Lame),* w nagraniach muzyki klasycznej i rozrywkowej. W badaniach wzięła udział grupa 24 słuchaczy po wcześniejszym specjalistycznym szkoleniu słuchowym (reżyserzy dźwięku) i grupa 32 słuchaczy bez wyszkolenia słuchowego. Przy najniższych przepływnościach bitowych 32 i 48 kb/s zmiany brzmienia spowodowane kompresją były spostrzegane przez słuchaczy w każdych warunkach, natomiast powyżej 80-96 kb/s, dźwięk skomprymowany przestawał być rozróżniany od oryginału. Występowały wyraźne różnice spostrzegania zmian brzmienia w zależności od grupy odsłuchowej. Słuchacze po specjalistycznym szkoleniu słuchu zauważali zmiany wprowadzane w dźwięku przez kompresję przy przepływnościach bitowych większych o około 16 kb/s. W dodatkowym badaniu stwierdzono, że występują różnice osobnicze przy rozróżnianiu kompresji stratnej. Stwierdzono ponadto, że zakłócający hałas metra przy SNR od +4 do +16 dB nie wpływa znacząco na zdolność rozróżniania sygnałów skomprymowanych od oryginalnych.

1. Wprowadzenie

Sygnał foniczny zawiera wiele informacji, których usunięcie nie wpływa na odbieraną jakość dźwięku. Fakt ten znajduje zastosowanie w zdecydowanym zmniejszaniu rozmiaru pliku dźwiękowego z użyciem tzw. kompresji stratnej, która wykorzystując zjawisko maskowania, redukuje wspomnianą informację nadmiarową. Początki badań nad zjawiskiem maskowania to praca z 1894 roku, w której amerykański fizyk Alfred Marshall Mayer ogłosił, że "ton może zostać ukryty przez inny o niższej częstotliwości" [1]. Za pierwszą pracę systematycznie przedstawiającą zjawisko maskowania uważa się pracę Wegela i Lane'a z 1924 roku [2]. Później publikowano liczne prace pozwalające poznać naturę tego procesu [3]. Natomiast pierwszy kodek stratny (w tym przypadku kodek mowy) opracowany z wykorzystaniem danych o zjawisku maskowania zaproponowali niezależnie od siebie w 1979 roku M. R. Schroeder [4] i M. A. Krasner [5]. Pracę w zakresie kompresji nagrań muzyki cyfrowej rozpoczął we wczesnych latach osiemdziesiątych Karlheinz Branderburg [6], którego badania stanowiły podstawę opublikowanego przez Instytut Fraunhofera w kwietniu 1989 roku pierwszego stratnego kodeka przeznaczonego do kompresji muzyki [7]. Kolejne niezależne prace w ośrodkach badawczych nad kompresją stratną [8, 9, 10] dążyły do poprawy jakości dźwięku skomprymowanego.

Dźwięk poddany kompresji stratnej, zgodnie z naturą tego procesu, zostaje nieodwracalnie zmieniony. Czynnikiem wpływającym na rozróżnialność dźwieku skomprymowanego od nieskomprymowanego oryginału jest stopień kompresiji. Parametrami kompresji decydującymi o możliwym odstępstwie brzmienia dźwięku skomprymowanego od oryginału są przepływność bitowa, częstotliwość próbkowania, liczba bitów kwantyzacji i szerokość pasma. Intuicyjnie przyjmuje się, że wraz ze zmniejszeniem przepływności bitowej sygnał dźwiekowy poddany kompresji niekorzystnie różni się od wejściowego oryginału. Ta prosta zależność skłania do wielu pytań. Przy jakiej kompresji różnica między dźwiękiem skomprymowanym i oryginalnym, nie poddanym kompresji, jest jeszcze niesłyszalna? Przy jak małej przepływności bitowej zmiany jeszcze nie są dostrzegalne? Zauważalność kompresji zależy od doświadczenia użytkowników słuchających skomprymowanej muzyki. W związku z tym, czy wszyscy słuchacze dostrzegają różnice przy jednakowym stopniu kompresji? W jakim stopniu wykształcenie muzyczne wpływa na dostrzegalność kompresji? Dostępność wielu kodeków umożliwiających kompresję stratną zachęca dodatkowo do ich oceny i otwiera kolejne pytania. Który kodek przy najniższym stopniu kompresji powoduje zmiany, które nie są słyszalne? Czy zależnie od skomprymowanego rodzaju muzyki zmienia się przepływność bitowa, przy której dostrzegalny jest wpływ kompresji? Jak rodzaj muzyki poddanej kompresji wpływa na ocenę poszczególnego kodeka?

W pracy przeprowadzono badania czterech kodeków *WMA*, *MP3-Lame*, *MP3-Fraunhofer* i *VORBIS*. Dźwięk poddany był różnemu stopniowi kompresji, a badano zdolność rozróżniania muzyki skomprymowanej przez osoby zawodowo związane z realizacją dźwięku oraz osoby bez wcześniejszego treningu słuchowego. Badania przeprowadzono na materiale muzyki klasycznej i rozrywkowej. Praca stanowi kontynuacje pracy [11], w której nacisk był położony na wyznaczenie różnic indywidualnych zdolności rozróżniania kompresji stratnej.

2. Materiał testowy

Wybrany do badań materiał dźwiękowy został przygotowany poprzez zakodowanie sygnałów fonicznych za pomocą czterech powszechnie stosowanych kodeków kompresji stratnej przy różnych stopniach kompresji odpowiadających różnym

przepływnościom bitowym. Aby określić wpływ kompresji na słyszalność zmian brzmienia różnych gatunków muzycznych w badaniu stosowano fragmenty nagrań muzycznych muzyki klasycznej i rozrywkowej. W przypadku badań tego typu potrzebne jest zróżnicowanie sygnałów testowych, dlatego wybrano siedem utworów, cztery należące do muzyki klasycznej i trzy do muzyki rozrywkowej. Do konstrukcji testu wybrano czterosekundowe fragmenty posiadające charakterystyczne dla danego gatunku cechy dźwięku, a jednocześnie zapewniające odpowiednie zróżnicowanie. Fragmenty muzyki klasycznej obejmowały frazy wykonane na fortepianie, skrzypcach, trąbce i klarnecie. Utwory użyte jako przykłady muzyki rozrywkowej obejmowały rock (tylko instrumenty, reprezentujące niskie gitarowe brzmienie), pop (wokal wraz z akompaniamentem gitar, fortepianu i bardzo odznaczającej się perkusji) oraz bossa nova (wielogłosowe wykonanie na tle delikatnych gitar akustycznych).

Do badań użyto nagrań stereofonicznych, próbkowanych z częstotliwością 44,1 kHz i zapisanych z rozdzielczością 16 bitów. Różnice w czasie trwania i głośności prezentowanych nagrań muzyki są czynnikami ubocznymi fałszującymi wyniki badań. Aby tego uniknąć zarówno dźwięk oryginalny jak i wszystkie dźwięki poddane kompresji miały wyrównane poziomy L_{eq} i czas trwania. Oryginalne nagrania stosowane w badaniu przetwarzane były do formatów kompresji stratnej za pomocą programu *dBpoweramp Music Converter*. Kodekami *mp3–Lame, mp3–Fraunhofer* i *WMA* dokonano kompresji o przepływnościach bitowych w zakresie od 32 do 128 kb/s, a kodekiem *VORBIS* od 48 do 128 kb/s (48 kb/s jest najniższą dostępną przepływnością tego kodeka).

Różnice poziomu w nagraniach z rożnymi przepływnościami bitowymi nie przekraczały 0,1 dB. Różnice pomiędzy poziomem prezentacji wykorzystywanych nagrań były większe (z uwagi na ich charakter), lecz nie przekraczały 4 dB. Powodowało to, że poziom prezentacji, zależnie od prezentowanego rodzaju nagrania, zmieniał się od 80 do 84 dB. Ten zakres wartości odpowiada poziomowi wygodnego słuchania (ang. comfort listening level), czyli poziomowi umożliwiającemu usłyszenie istotnych elementów nagrania, ale nie będącym jeszcze poziomem uciążliwym. Poziom odsłuchu hałasu tła nagrań metra wynosił 68, 74, 80 dB(A).

3. Procedura pomiarowa

W badaniach stosowano procedurę ABX. W czasie pojedynczego zadania prezentowane były trzy próbki dźwiękowe – dwa wzorce (dźwięk nieskomprymowany i skomprymowany) oraz trzeci sygnał będący jednym z dwóch wcześniej prezentowanych. Zadaniem słuchacza było określenie czy trzeci prezentowany sygnał to wzorzec pierwszy (oryginalny) czy drugi (po kompresji). Zrównoważona procedura ABX obejmowała prezentacje bodźców we wszystkich możliwych kombinacjach: AB-X=A, AB-X=B, BA-X=A, BA-X=B, gdzie A odpowiada sygnałowi oryginalnemu nie poddanemu kompresji, a B dźwiękowi skomprymowanemu, co pozwalało na uniknięcie tzw. błędu czasu.

Wybór procedury ABX, czyli takiej w której podawane są wzorce, był konieczny, ponieważ słuchacze nie zapamiętują w sposób trwały dźwięku skomprymowanego i

dźwięku oryginalnego. Konieczne jest zatem podanie wzorca powtarzanego przy każdym zadaniu odsłuchowym. Próbki w pojedynczym zadaniu odsłuchowym oddzielone były od siebie 750 ms przedziałem ciszy, a po prezentacji ABX czas na odpowiedź wynosił 2 s.

4. Słuchacze

W badaniach określono rozróżnianie kompresji przez duże grupy słuchaczy, w ramach których konkretny przykład dźwiękowy słuchany był jednokrotnie przez każdą osobę. Badano więc dostrzeganie różnic w muzyce skomprymowanej w warunkach bez wcześniejszej znajomości materiału testowego. W badaniu grupowym wzięło udział 24 studentów Wydziału Reżyserii Dźwięku Uniwersytetu Muzycznego Fryderyka Chopina i 32 studentów Wydziału Elektroniki i Technik Informacyjnych Politechniki Warszawskiej w wieku 20-24 lat. Studenci Reżyserii Dźwięku to osoby, które dzięki długiemu i profesjonalnemu treningowi słuchowemu wykazują potencjalnie większe umiejętności słuchowej oceny dźwięków w zakresie zmian barwy dźwięku, zapamiętywania i opisywania barwy, a także oceny dźwięku pod kątem stosowanych parametrów technicznych urządzeń. W badaniu sprawdzono zatem zdolność rozróżniania skomprymowanej muzyki przez osoby po treningu słuchu i bez takiego treningu, w takich samych warunkach pierwszego kontaktu z materiałami dźwiękowymi testu. Do badania wybrano odsłuch słuchawkowy

W dodatkowych badaniach określono osobnicze możliwości rozróżniania muzyki skomprymowanej. W testach wzięło udział troje słuchaczy. Każdy słuchacz uczestniczył w wielokrotnych prezentacjach danej próbki, co pozwoliło na określenie różnic w indywidualnej zdolności rozróżniania muzyki skomprymowanej. Słuchaczami byli studenci Wydziału Elektroniki i Technik Informacyjnych Politechniki Warszawskiej w wieku 23-24 lat. Uczestnicy badania mieli słuch normalny. Słuchacze nie mieli wcześniejszego doświadczenia w badaniach słuchowych, jednakże udział w wielogodzinnym badaniu obejmującym ponad 50 sesji odsłuchowych oznacza, że wyniki przedstawiają graniczne możliwości osobnicze rozróżniania dźwięków po kompresji stratnej.

Dźwięki testowe odtwarzano z komputera PC poprzez kartę dźwiękową Fireface UC. W badaniach z grupami słuchaczy dźwięki były prezentowane z użyciem szesnastu par słuchawek Sennheiser HD 202 w obudowie ochronników słuchu PELTOR OPTIME III. Słuchawki podłączone były do szesnastokanałowego rozgałęziacza słuchawkowego zasilanego za pomocą wzmacniacza mocy (Emerson). W badaniach osobniczych dźwięki były odtwarzane z użyciem słuchawek elektrostatycznych STAX SR404, które były zasilane wzmacniaczem słuchawkowym STAX SRN-007t. Zakłócający hałas komunikacyjny odtwarzany był za pomocą rejestratora dźwięku (ZOOM H1 / H4n).

5. Wyniki

Rysunki 4 i 5 przedstawią zdolność rozróżniania muzyki skomprymowanej po kompresji czterema kodekami stratnymi, uśrednioną z odpowiedzi grup słuchaczy o dużym stopniu wyszkolenia słuchu i bez takiego wyszkolenia. Rozróżnialność, czyli odsetek poprawnego rozróżniania, przedstawiony został w funkcji przepływności bitowej. Każdy punkt przedstawiony na rys. 4 i 5 oznacza średnią wyznaczoną na podstawie 128 odpowiedzi słuchaczy bez wcześniejszego szkolenia słuchu (studenci Politechniki Warszawskiej) i z 96 odpowiedzi słuchaczy po specjalistycznym treningu słuchu (studenci Uniwersytetu Muzycznego Fryderyka Chopina).

Przy najniższej przepływności 32 kb/s, zarówno w przypadku muzyki klasycznej, jak i muzyki rozrywkowej, rozróżnialność po kompresji dowolnym kodekiem przez obie grupy przekracza 90%. Przy wzroście przepływności z 32 do 96 kb/s rozróżnialność spada znacząco do około 60% poprawnych odpowiedzi (około 70% przez słuchaczy po treningu słuchu). Gdy przepływność bitowa wynosi 128 kb/s rozróżnialność spada do poziomu losowego, czyli 50% poprawnych odpowiedzi, co oznacza, że różnice między muzyką skomprymowaną i nieskomprymowaną nie są słyszalne.



Rys. 4. Rozróżnialność skomprymowanej muzyki klasycznej od oryginału przez grupę słuchaczy bez wcześniejszego treningu słuchowego (PW) i grupę słuchaczy po specjalistycznym treningu słuchowym (UMFC).

Zdecydowana różnica rozróżnialności pomiędzy kodekami oraz różna zdolność rozróżniania muzyki skomprymowanej od nieskomprymowanej przez grupy o różnym stopniu wyszkolenia słuchowego widoczne są w zakresie przepływności od 48 do 96 kb/s. Dźwięki poddane kompresji kodekiem *mp3-Fraunhofer* są w tym zakresie przepływności

bitowej przez wszystkich słuchaczy biorących udział w badaniach słuchowych rozróżniane najlepiej, co najprawdopodobniej oznacza słabą jakość dźwięku po kompresji. Przeciwieństwo stanowia kodeki WMA i VORBIS, w przypadku których rozróżnialność szybko spada poniżej 70-80% poprawnych odpowiedzi wraz ze wzrostem przepływności bitowej. Te dwa kodeki oferują zdecydowanie jakość dźwięku po kompresji o wiele bardziej zbliżona do oryginału, niż kodek mp3-Fraunhofer. Rysunki 4 i 5 potwierdzaja wstępne przypuszczenie, że słuchacze po profesjonalnym treningu słuchowym wykazuja lepszą zdolność rozróżniania muzyki skomprymowanej niż słuchacze nie posiadający takiego szkolenia. Różnice możliwości zauważania kompresji sa szczególnie widoczne na rys. 4, przy muzyce klasycznej jako sygnale poddanym kompresji. O ile zdolność rozróżniania muzyki klasycznej po kompresji przez słuchaczy bez treningu słucha spada poniżej 70% już przy przepływności 64 kb/s, o tyle słuchacze po specjalistycznym treningu słuchu sa w stanie rozróżniać dźwiek poddany kompresji na poziomie powyżej 80%, nawet przy przepływności 80 kb/s. Rodzaj prezentowanej muzyki (klasyczna czy rozrywkowa) nie miał wpływu na zdolność rozróżniania dźwięku skomprymowanego przez słuchaczy z treningiem słuchowym, jednakże słuchacze bez treningu słuchowego dużo łatwiej rozróżniali kompresje w muzyce rozrywkowej. Gdy odtwarzana jest skomprymowana muzyka rozrywkowa słuchacze bez treningu słuchowego rozróżniają kompresję przy niewielkiej poprawności odpowiedzi (powyżej 80% przy przepływności 64 kb/s), jednakże nadal osiągają słabsze wyniki niż słuchacze z profesjonalnym treningiem słuchu.



Rys. 5. Rozróżnialność skomprymowanej muzyki rozrywkowej od oryginału przez grupę słuchaczy bez wcześniejszego treningu słuchowego (PW) i grupę słuchaczy po specjalistycznym treningu słuchowym (UMFC).

Wykresy przedstawione na rys. 4 i 5 przedstawiają średnią zdolność rozróżniania dźwięków skomprymowanych przez grupy z różnym doświadczeniem w testach

słuchowych. Natomiast badania przeprowadzone z udziałem trojga słuchaczy, którzy uczestniczyli w wielu wielogodzinnych sesjach odsłuchowych pokazały że pomimo zbieżności z danymi pokazanymi na rysunkach 4 i 5 występuje osobnicze zróżnicowanie spostrzegania kompresji stratnej. Ponadto, po rozszerzeniu eksperymentu o dodanie hałasu metra okazało się, że wpływ maskowania na poziomie do -4 dB w stosunku do testowanych próbek przy dwóch najniższych przepływnościach 32 i 48 kb/s nie wpływa znacząca na zdolność rozróżniania skomprymowanych sygnałów dźwiękowych. W obecności hałasu rozróżnialność spadała o około 10 punktów procentowych. Należy podkreślić, że zgodnie z ograniczeniami eksperymentalnymi poziomy hałasu metra były niższe niż poziomy zmierzone podczas nagrań hałasu w warunkach rzeczywistych.

6. Podsumowanie

Wyszkolenie słuchowe znacząco poprawia zdolność rozróżniania kompresji stratnej w nagraniach muzyki. Występuje zauważalna różnica rozpoznawania dźwięku skomprymowanego między słuchaczami. Przy poziomie dźwięku ustalonym podczas odtwarzania nagrań, odtworzenie dodatkowo zakłócającego sygnału metra nie wpłynęło znacząco na zdolność rozróżniania przez słuchaczy dźwięków skomprymowanych. Wyniki eksperymentów pokazały, że niezależnie od warunków odsłuchowych, rozróżnialność skomprymowanych fragmentów muzyki po kompresji stratnej jest praktycznie niemożliwa po przekroczeniu przepływności 96 kb/s. Poniżej przepływności 96 kb/s występowały znaczne różnice pomiędzy czterema testowanymi kodekami z wyraźnie lepszą jakością uzyskaną przy kodowaniu kodekami *WMA* i *VORBIS*.

Literatura

- [1] A. M. Mayer, A. Marshall, *Researches in Acoustics, London, Edinburgh and Dublin Philosophical Magazine* 37: 259–288 (1984).
- [2] R. L. Wegel, C. E. Lane, *The auditory masking of one sound by another and its probable relation to the Dynamics of the inner ear*, Phys. Rev. 23: 266 285 (1924).
- [3] E. Zwicker, On a psychoacoustical equivalent of tuning curves, W: Facts and Models in Hearing, red. E. Zwicker, E. Terhardt, Communication and Cybernetics t. 8, s. 132 - 141 (1974).
- [4] M. R. Schroeder, B. S. Atal, J. L. Hall, Optimizing Digital Speech Coders by Exploiting Masking Properties of the Human Ear, The Journal of the Acoustical Society of America 66 (6), 1647, (1979).
- [5] M. A. Krasner, Digital Encoding of Speech and Audio Signals Based on the Perceptual Requirements of the Auditory System, (1979).
- [6] K. Brandenburg, S. Dieter, *OCF: Coding High Quality Audio with Data Rates of 64 kbit/s*, 85th Convention of Audio Engineering Society, (1988).

- [7] www.iis.fraunhofer.de.
- [8] http://www.xiph.org/vorbis/.
- [9] http://lame.sourceforge.net/.
- [10] Windows Media 9 Series Capabilities and Benefits Overview (DOC), International Narcotics Control Board, (2006).
- [11] A. Rogowska, J. Żera, Audibility of lossy compression in musical recordings, materiały konf. ISSET 2013 w Krakowie (2013).

WIBROAKUSTYKA, AKTYWNA REDUKCJA DRGAŃ I HAŁASU

Aktywna redukcja drgań i promieniowania akustycznego płyty kołowej za pomocą elementów MFC

Active noise and vibration control of circular plate with the use of MFC elements

P. Kos, L. Leniowska, D. Mazan, M. Sierżęga

Zakład Mechatroniki, Automatyki i Optoelektroniki, Instytut Techniki, Uniwersytet Rzeszowski Al. Rejtana 16A, 35-310 Rzeszów

Abstract

An active vibration control system is proposed for suppressing small amplitude harmonic vibrations of a thin circular plate and related problem of reducing structure-borne noise. This system integrates control algorithm, intelligent materials, as well as hardware and software technologies based on LabView and NI CompactRIO platform. The PSV-400 Vibrometer was used to find the optimal sensors location and the plate resonance frequencies. The primary excitation is provided by a rectangular MFC actuator bonded to the plate, while a star shape MFC element located in the middle of the plate is used as the secondary actuator. For the considered system, the ARX method of discrete-time model identification for real-time active vibration control has been applied. On the basis of this model, the control algorithm based on pole-placement method has been developed. The simulation results show that the designed structure of a close-loop system with MFC actuators provides substantial vibration suppression.

1. Wprowadzenie

ściśle Poprzeczne drgania układów powierzchniowych są zwiazane z promieniowaniem do otaczającego ośrodka fal akustycznych, zwykle uciążliwych dla człowieka. Drgania te mogą być redukowane w sposób aktywny, czyli przy pomocy odpowiednio usytuowanych aktuatorów, do których dostarczany jest sygnał zwrotny z rozmieszczonych na drgającej powierzchni, sensorów (tzw. metoda AVC, Active Vibration Control) [4]. Pomimo, że wielowymiarowe systemy sterujące, pozwalające na zredukowanie odpowiedzi układu na powstałe zakłócenie w oparciu o jednoczesny pomiar kilku wielkości w czasie rzeczywistym stają się coraz bardziej dostępne (niższe koszty, większe możliwości), to jednak zaprojektowanie układu aktywnej redukcji drgań płyt to zadanie, któremu niełatwo sprostać. W odróżnieniu od drgań układów jednowymiarowych typu belka, mamy tu do czynienia ze znacznie bardziej złożonym problemem dwuwymiarowym, który ze względu na różne kształty płyt i różne możliwe konfiguracje ich warunków brzegowych nie jest zagadnieniem trywialnym i typowym. Jego rozwiązanie

wymaga zapewnienia tzw. *sterowalności* i *obserwowalności* dla istotnych w rozważanym procesie postaci drgań płyty w zakresie badanych częstotliwości oraz stosowania zaawansowanych z punktu widzenia teorii sterowania metod projektowania regulatorów. Ważne są również inne cechy układu regulacji, takie jak: czas próbkowania systemu kontrolno-pomiarowego, rodzaj zastosowanych sensorów i aktuatorów, optymalizacja ich położenia, czy wybór algorytmów sterowania o zrównoważonej złożoności obliczeniowej ze względu na implementację aplikacji w systemie czasu rzeczywistego. Tak duża ilość czynników wpływających na efekt końcowy redukcji drgań płyt powoduje, że poszukiwania optymalnego wariantu sterowania prowadzącego do redukcji drgań układów powierzchniowych wciąż trwają [3-5, 9-12 i cytowane tam artykuły].

Obecnie ważnym obszarem badań jest zastosowanie do sterowania drganiami nowoczesnych materiałów inteligentnych, tzw. *smart structures*, które ze względu na swoje własności fizyczne i możliwość umieszczenia w dowolnych miejscach na powierzchni struktury, zapewniają sterowalność i obserwowalność badanych płyt. Należą do nich m. in. materiały piezoelektryczne, takie jak polifluorek winilidenu – PVDF, piezoceramiczne elementy PZT (*lead zirconate titanate*), czy MFC (*Macro Fiber Composite*). W pracy zaprezentowano skonstruowany przez autorów system aktywnej redukcji drgań płyt, w którym do redukcji drgań płyty kołowej zastosowano elementy MFC (sensory i aktuatory) o różnych kształtach. Algorytm sterowania typu SISO został zaprojektowany na platformie NI CompactRIO z wykorzystaniem LabView i pakietu Matlab/Simulink. Zamieszczono wyniki przeprowadzonych testów identyfikacyjnych, które posłużyły do przeprowadzenia symulacji działania regulatora typu RST.

2. Opis stanowiska badawczego

W celu weryfikacji wyników teoretycznych, otrzymanych na drodze symulacji komputerowych aktywnego tłumienia drgań płyt, realizowanych w środowisku Simulink/Matlab [5 - 8], zbudowano stanowisko laboratoryjne, przedstawionym na Rys.1.



1 - obiekt - płyta kołowa, 2 - wymuszenie, 3 - aktuator, 4 - czujnik

Rys. 1. Stanowisko do aktywnej redukcji drgań płyty kołowej

Stanowisko składa się z obiektu wraz z układem sensorów MFC i aktuatorem w kształcie gwiazdy (Star MFC) oraz zbudowanego w oparciu o platformę NI CompactRIO systemu kontrolno-pomiarowego, pracującego pod nadzorem systemu czasu rzeczywistego VxWorks.

2.1. Obiekt

Jako obiekt badawczy wybrano cienką płytę kołową, którą umieszczono na żeliwnym cylindrze o wysokości 0.8 m, średnicy 0.5 m i masie ok. 120 kg. Badana płyta została zaciśnieta w górnej części cylindra pomiędzy dwoma pierścieniami, za pomocą czterech siłowników pneumatycznych. Zastosowany pneumatyczny układ dociskowy pozwala na uzyskanie równomiernego obciążenia na obwodzie płyty i zapewnia spełnienie założonych warunków brzegowych - utwierdzenie.

2.2. Sensory i aktuatory MFC

Sensorami oraz elementami wykonawczymi, pełniącymi w przyjętej konfiguracji zarówno rolę aktuatora wymuszenia jak i aktuatora kompensującego drgania, są opracowane na bazie patentu NASA elementy MFC (ang. *Macro Fiber Composite*), produkowane przez firmę *Smart Materials*. Ich główne zalety to: duży moment generowany po przyłożeniu napięcia, trwałość i wysoka elastyczność. Element MFC posiada strukturę warstwową: zbudowany jest z warstwy włókien piezoceramicznych o przekroju prostokątnym oddzielonych pomiędzy sobą przegrodami epoksydowymi. Warstwa ta jest przykryta z obu stron epoksydowymi foliami ochronnymi oraz folią polimerową (poliimid), z naniesionymi elektrodami doprowadzającymi ładunek elektryczny. Schematycznie budowę elementu MFC przedstawiono na Rys. 2.



Rys. 2. Struktura elementu MFC [1]

W zależności od ułożenia warstw rozróżnia się dwa rodzaje elementów MFC, które w wyniku przyłożenia napięcia mogą wydłużać się w kierunku d31 lub w kierunku d33 [1].





Ze względu na przyjętą konstrukcję stanowiska wybrane zostały elementy, dla których zmiana kształtu odbywa się w kierunku d33, co umożliwia znacząco większe (2000 ppm) wydłużenie niż w kierunku d31 (750 ppm). Jednakże muszą być one sterowane wysokim, niesymetrycznym napięciem, w zakresie -500V do 1500V. W tym celu zastosowano specjalizowany 4 kanałowy wzmacniacz wysokonapięciowy HVA 1500, który umożliwia niezależne sterowanie 4 elementami pracującymi jako aktuatory.



Rys. 4. Czujniki MFC wykorzystane podczas badań, a) aktuator w kształcie gwiazdy, b) czujnik drgań oraz element generujący zakłócenia

Do testów wybrano następujące elementy MFC:

- jako element generujący drgania (wymuszenie) zastosowono aktuator prostokątny M4312-P1 o wymiarach 43x12mm,
- jako aktuator kompensujący drgania element w kształcie gwiazdy połączenie 8 aktuatorów rozmieszczonych po okręgu o promieniu 40mm (Star MFC).

Biorąc pod uwagę zalety elementów MFC pracujących w charakterze sensorów (stosunkowo wysokie napięcie przy niskim poziomie drgań, dzięki czemu unika się konieczności zastosowania dodatkowych wzmacniaczy), w rozważanej konstrukcji wybrano element MFC M-2807-P1 (28x7mm) jako czujnik pomiaru amplitudy drgań.

2.3. Wybór lokalizacji sensorów MFC

Przy wyborze położenia sensorów wykorzystano wibrometr laserowy PSV-400 pozwalający na bezdotykowy pomiar, wizualizację i analizę drgań strukturalnych badanej płyty kołowej. Urządzenie to pozwoliło określić wychylenie a także prędkości drgań poszczególnych punktów na powierzchni badanej płyty. Powierzchnia płyty była skanowana automatycznie przy użyciu interaktywnych i elastycznych siatek punktów pomiarowych kontrolowanych i konfigurowanych za pomocą oprogramowania dołączonego do stanowiska pomiarowego. Stanowisko pomiarowe z wibrometrem laserowym widoczne jest na Rys. 5.



Rys. 5. Stanowisko pomiarowe. a) oprogramowanie, b) wibrometr skaningowy, c) wzmacniacz HV, d) głowica pomiarowa, e) obiekt wraz z aktuatorami MFC

Schemat układu pomiarowego wykorzystywanego podczas badania został przedstawiony na Rys. 6.



Rys. 6. Schemat układu pomiarowego z wibrometrem

Lokalizacja poszczególnych elementów MFC zaprezentowana na Rys. 7. została dobrana eksperymentalnie.



Rys. 7. Lokalizacja elementów MFC

2.4. System kontrolno-pomiarowy

W opracowanej koncepcji stanowiska, głównym elementem systemu aktywnej redukcji drgań jest jednostka sterująca – platforma CompactRIO wraz z modułami rozszerzeń, na której zaimplementowany został zaprojektowany algorytm sterowania. Rozwiązanie to, zaproponowane przez firmę *National Instruments*, zostało wybrane ze względu na strukturę wewnętrzną, w której zastosowano dwie jednostki obliczeniowe:

a) układ FPGA, który umożliwia uzyskanie wysokiej częstotliwości wykonywania pętli sterowania (obliczenie sygnału sterującego na bazie zadanych nastaw regulatora) oraz obsługę modułów wejść i wyjść,

b) kontroler z procesorem PowerPC i z zainstalowanym systemem czasu rzeczywistego VxWorks, zapewniający deterministyczny czas odpowiedzi, który może zostać wykorzystany do implementacji zaawansowanych algorytmów sterowania (np. sterowanie adaptacyjne), zbierania i analiz danych pomiarowych w czasie rzeczywistym itp.

Odpowiednio dobrany do potrzeb zestaw wraz z modułami wejść/wyjść (w rozważanej konfiguracji do 8 modułów wybranych spośród ok. 250) stanowi samodzielną jednostkę, która może pracować nieprzerwanie i kontrolować dany proces. Jej schemat funkcjonalny został przedstawiony na Rys. 8.



Rys. 8. Schemat funkcjonalny systemu sterująco-pomiarowego CompactRIO [2]

Do wysterowania pracy aktuatora MFC posłużył czterokanałowy moduł wyjść analogowych NI 9263 z przetwornikiem o rozdzielczości 16 bitów, w który wyposażona była platforma CompactRIO. Częstotliwość próbkowania wynosiła 100 Ks na kanał, co wystarczyło w zupełności do sterowania pracą aktuatora. Urządzenie wykonawcze podłączono do pierwszego kanału modułu wyjść analogowych przez wzmacniacz wysokonapięciowy HVA 1500 50/4. Urządzenie to jest w stanie przetworzyć sygnał w zakresie częstotliwości od 0 Hz do 10 kHz, a na wyjściu wzmacniacza uzyskujemy napięcia o wartości od -500V do +1500V. Do odczytu danych z czujnika wykorzystano czterokanałowy moduł wejść analogowych NI 9215, wyposażony w przetwornik analogowo – cyfrowy o rozdzielczości 16 bitów. Wartości napięć, jakie można uzyskać stosując ten moduł, mieszczą się w zakresie \pm 10V, a czas konwersji dla pojedynczego kanału wynosi od 4,4 do 10 μ s.
Producent zaimplementował dodatkowo kilka metod wymiany danych pomiędzy poszczególnymi elementami systemu, np.: tzw. kontrolki, które umożliwiają wymianę pojedynczych danych pomiędzy aplikacją *real time* (RT) uruchomioną na kontrolerze oraz aplikacją FPGA i wykorzystywane są głównie do przekazywania ustawień konfiguracyjnych kolejki FIFO DMA, umożliwiając przekazywanie pomiędzy tymi jednostkami dużych ilości danych bez obciążania procesora (obsługa kolejki odbywa się sprzętowo). System standardowo nie posiada interfejsu użytkownika, natomiast został wyposażony w 2 porty Ethernet, które pozawalają na połączenie kilku sterowników w sieć i zarządzanie nimi za pomocą komputera Hosta, czyli komputera PC podłączonego do samej podsieci. W celu wymiany danych przez sieć Ethernet został zaimplementowany mechanizm zmiennych sieciowych, a komunikacja odbywa się za pomocą protokołu TCP/IP lub UDP.

Aby wykorzystać w pełni możliwości systemu należy także dostosować budowaną aplikację do struktury sprzętowej, dzieląc ja na trzy moduły:

a) moduł FPGA - obsługa wejść/wyjść, podstawowe obliczenia realizowane z dużą częstotliwością, implementowane z wykorzystaniem dostarczonej przez producenta biblioteki VI, specjalizowanej dla układu FPGA (np. filtry cyfrowe, analiza FFT, obliczenia sygnału sterującego na podstawie znanej transmitancji regulatora itp.)

b) moduł RT – implementacja zaawansowanych algorytmów obliczeniowych, wymagających operacji zmiennoprzecinkowych oraz deterministycznego czasu odpowiedzi (procesor PowerPC z system czasu rzeczywistego)

c) interfejs użytkownika implementowany na komputerze Host – konfiguracja systemu, nadzorowanie poprawności działania, wizualizacja i zapis danych pomiarowych.

Tak zbudowany system charakteryzuje się dużą niezawodnością, uzyskaną poprzez zastosowanie modułowej budowy i odpowiedni dobór sprzętu, co ułatwia jego dostosowanie do specyficznych potrzeb, naprawę/wymianę w razie awarii, itp. Natomiast w warstwie oprogramowania, poprzez zastosowanie układu FPGA realizującego zadania sprzętowo oraz zainstalowanie systemu operacyjnego czasu rzeczywistego, zapewniono deterministyczny czas odpowiedzi pętli głównej programu, co jest niezwykle istotne w przypadku algorytmów sterowania.

2.5. Pomiar natężenia promieniowanego dźwięku

Aby możliwa była ocena redukcji poziomu hałasu wynikającego z redukcji drgań płyty, stanowisko badawcze wyposażono w zestaw 46 mikrofonów, umocowanych w płaszczyźnie równoległej do powierzchni płyty za pomocą metalowej konstrukcji – matrycy o regulowanej wysokości (Rys. 9), mocowanej na statywie.



Rys. 9. Stanowisko do pomiaru hałasu, położenie matrycy mikrofonów i badanej płyty

Do pomiaru i przetwarzania wyników wykorzystany został komputer przemysłowy NI PXIe 8133 wraz z trzema kartami pomiarowymi NI PXIe – 4499, umożliwiającymi ciągły pomiar sygnału z mikrofonów. Dane techniczne układu pomiarowego zestawiono w Tab. 1.

Tab.	1. Dane	techniczne	układu	pomiarowego	z kartami	PXIe 4499
------	---------	------------	--------	-------------	-----------	-----------

Ilość kanałów wejściowych	46	
Rozdzielczość przetwornika ADC	24bit	
Prędkość przetwarzania	204,8 kS/s	
Wzmocnienie	30dB	
Napięcia wejściowe	+/- 316mV do 10V	

Położenia mikrofonów, synchronizowanych z aplikacją obsługującą pomiar danych w 46 równoległych kanałach zostały przedstawione na Rys. 9., natomiast współrzędne kamery umiejscowionej w centralnym punkcie wynoszą: x=0, y=0.



Rys. 10. Położenie poszczególnych mikrofonów w macierzy pomiarowej

3. Kontrolny pomiar drgań i ciśnienia akustycznego

Poniżej zamieszczono przykładowe wyniki pomiarów drgań i ciśnienia akustycznego wykonane na stanowisku badawczym.

3.1. Pomiar amplitudy i prędkości drgań

Pomiar wykonano pobudzając płytę do drgań sygnałem o stałej amplitudzie i zmiennej częstotliwości w granicach od 0 Hz do 1 kHz. Za pomocą głowicy wibrometru oraz oprogramowania zebrano pomiary dla każdego punktu siatki, rozłożonej równomiernie wokół punktu centralnego badanej płyty. Otrzymano uśredniony rozkład amplitudy prędkości drgań oraz wychylenia w funkcji częstotliwości.

Wyniki dla każdego punktu siatki były uśredniane dla 3 cykli pomiarowych. Przebieg FFT otrzymany z wibrometru laserowego został przedstawiony na Rys. 11.



Rys. 11. Uśrednione wartości zmiany położenia a) oraz amplitdy prędkości drgań b) płyty w zależności od częstotliwości

Analiza FFT pozwoliła określić częstotliwości rezonansowe badanej płyty, co uwzględniono przy projektowaniu regulatora. Dla częstotliwości których amplituda drgań przekraczała 0,8 mm/s wykreślone zostały rozkłady prędkości drgań na powierzchni płyty. Umożliwiło to dobranie położenia sensorów w zakresie badanych częstotliwości.

Tabela 2 Rozkład prędkości drgań





3.2. Pomiar ciśnienia akustycznego

Kontrolny pomiar ciśnienia akustycznego został wykonany dla płyty pobudzonej do drgań sygnałem sinusoidalnym o częstotliwości 188 Hz (najbardziej istotna składowa prędkości drgań) i położenia matrycy 0.73 m nad powierzchnią płyty, Rys. 12. i Rys. 13.



Rys. 12. Wynik analizy FFT zarejestrowanego dźwięku dla wybranego kanału pomiarowego

Na wykresie widoczne są 3 częstotliwości o wysokim poziomie natężenia dźwięku. Najwyższa wartość występuje dla częstotliwości zakłócenia podanej z generatora, czyli dla 188Hz.





Rys. 13. Poziom ciśnienia akustycznego w odległości 0.73 m nad powierzchnią płyty

4. Identyfikacja obiektu sterowania

W niniejszym podrozdziale opisano proces identyfikacji modelu obiektu, zakładając redukcję drgań płyty pobudzanej sygnałem sinusoidalnym o częstotliwości 188Hz, z wykorzystaniem metod aktywnych, czyli regulatora o odpowiednio dobranych nastawach. Projektowanie sterownika należy poprzedzić wyznaczeniem modelu obiektu regulacji. W tym celu możliwe jest zastosowanie podejścia analitycznego i wyznaczenie go na podstawie równań różniczkowych. Jednakże rozwiązanie tych równań wymaga zastosowania szeregu uproszczeń, co powoduje że uzyskany model nie uwzględnia wszystkich zjawisk występujących w rzeczywistości. W takim przypadku często stosowaną alternatywą jest zastosowanie podejścia doświadczalnego, w którym model wyznaczany jest poprzez identyfikację parametryczną, prowadzoną w trybie *offline*, a zatem na bazie pomiarów, uzyskanych w specjalnie do tego celu wykonanym eksperymencie.

Abv zwiększyć dokładność badań symulacyjnych przeprowadzono testy identyfikacyjne umożliwiające wyznaczenie transmitancji głównej i zakłóceniowej obiektu regulacji. W tym celu stworzona została aplikacja w środowisku LabVIEW uruchomiona w systemie CompactRIO, przy czym na układzie FPGA zaimplementowano funkcje generatora sygnału sinusoidalnego o wybranych parametrach a także obsługę wyjść analogowych (sygnał z generatora podawany na element MFC - aktuator Star MFC w przypadku transmitancji obiektu oraz element M4312-P1 w przypadku transmitancji zakłóceniowej) oraz wejść analogowych (sygnał z czujnika drgań MFC M-2807-P1). Waplikacji RT zaimplementowano procedurę synchronizacji tych dwóch jednostek obliczeniowych (za pomocą mechanizmu przerwań FPGA) oraz obsługę kolejki FIFO DMA służącej do zapisywania przebiegu procesu identyfikacji.

Na Rys. 14. przedstawiono przebieg testu identyfikacyjnego dla modelu obiektu

regulacji (14b) oraz modelu zakłócenia (14c). Testy przeprowadzono z wykorzystaniem wygenerowanego sygnału wejściowego, którego przebieg i charakterystykę częstotliwościową przedstawiono na Rys. 14a (częstotliwość próbkowania 10KHz). Zebrane dane były podstawą do wyznaczenia odpowiednich transmitancji za pomocą modułu System Identification pakietu MATLAB. W rezultacie uzyskano dwa modele 2 rzędu z jedną częstotliwością rezonansową w postaci zależności (1) i (2), których odpowiedzi na sygnał testowy został zaprezentowane na Rys. 14b i Rys. 14c

$$G_o = \frac{0.0005525z^{-1} + 0.0005504z^{-2}}{1 - 1.975z^{-1} + 0.9883z^{-2}}$$
(1)

$$G_{z} = \frac{0.000242z^{-1} + 0.0002417z^{-2}}{1 - 1.98z^{-1} + 0.9941z^{-2}}$$
(2)

Jak można zauważyć na przedstawionych wykresach, uzyskane modele charakteryzują się dobrą dokładnością - według kryterium *Best Fit*, rozumianego jako [13]:

$$BEST _ FIT = [1 - NORM(y - y_{model}) / NORM(y - mean(y))] * 100\%$$
(3)

i będącego podstawowym sposobem oceny dokładności przez moduł *System Identification*, uzyskały odpowiednio 76.11% oraz 71,25% zgodności z rzeczywistym przebiegiem. Charakterystyki częstotliwościowe sygnału wyjściowego modeli pokazują, że uzyskały one szczególnie dużą zgodność dla częstotliwości rezonansowej 188Hz. Stopień zgodności mógłby być wyższy jednakże niesymetryczność w sposobie zasilania elementów MFC powoduje pogorszenie dokładności modeli.



a) przebieg czasowy, b) charakterystyka częstotliwościowa



Rys. 16. Porównanie rzeczywistego sygnału wyjściowego z wyjściem modelu zakłócenia a) przebieg czasowy, b) charakterystyka częstotliwościowa

5. Aktywna redukcja drgań płyty

Bazując na uzyskanych modelach identyfikacyjnych zaprojektowano za pomocą narzędzia *sisotool* pakietu MATLAB regulator o stałych nastawach:

$$G_R = \frac{1071 - 1474z^{-1} + 523.6z^{-2}}{1 + 0.3754z^{-1} - 0.3756z^{-2}}$$
(4)

i następujacych parametrach: zapas modułu: 9.93 dB, zapas fazy 59.2°, czas narastania: 0.000145s, czas ustalenia 0.00196s. Na rysunku 15 przedstawiono położenie biegunów i zer zaprojektowanego układu zamkniętego aktywnej redukcji drgań płyty kołowej dla częstotliwości rezonansowej 188Hz.



Rys. 15. Lokalizacja zer i biegunów układu zamkniętego

Dla wyznaczonego regulatora i modeli przeprowadzono symulację działania układu zamkniętego z wykorzystaniem programu Simulink. Na Rys. 16 przedstawiono schemat zaprojektowanego układu.



Rys.16. Schemat układu regulacji (Simulink/Matlab)

Przeprowadzone symulacje potwierdzają poprawność procedury projektowania systemu aktywnej redukcji drgań płyty o zadanych warunkach brzegowych i wymuszeniu. Poniższy wykres przedstawia przykładowy wynik testu – po włączeniu regulatora (co nastąpiło po 2 s) nastąpiła znacząca (o ponad 80%) redukcja drgań.



Tak zaprojektowany regulator został zaimplementowany na platformie CompactRIO. W tym celu została stworzona aplikacja składająca się z modułu FPGA – implementująca obsługę niezbędnych wejść i wyjść analogowych oraz algorytm sterowania (obliczenie sygnału sterującego na podstawie odczytanego z czujnika MFC sygnału napięciowego proporcjonalnego do zmierzonych drgań). Zebrane dane pomiarowe, a także wszystkie generowane sygnały zapisywane są do kolejki FIFO, a następnie przekazywane do modułu RT. Moduł ten jest odpowiedzialny za inicjalizację systemu, ustawienie wszystkich parametrów (m. in. parametrów sygnału zakłóceniowego generującego drgania do tłumienia), a także na bieżąco w trakcie trwania testu - za odbiór z kolejki pakietu danych i zapis ich do pliku w celu późniejszej analizy.

5. Podsumowanie

W artykule omówiono koncepcję aktywnego tłumienia drgań płyty kołowej utwierdzonej na obwodzie. Stanowisko to zbudowano wykorzystując platformę NI

CompactRIO oraz moduł FPGA. Jako sensory i aktuatory zastosowano prostokątne elementy MFC oraz element kołowy Star MFC. Model matematyczny obiektu wyznaczono rejestrując odpowiedzi systemu na zadane wymuszenie (sygnał chirp) w zakresie 0-1000 Hz. Stosując metodę identyfikacji parametrycznej otrzymano przykładowy opis obiektu w postaci dyskretnej transmitancji głównej i zakłóceniowej drugiego rzędu. Modele te posłużyły do zaprojektowania dyskretnego regulatora, który miał za zadanie zredukować drgania płyty mierzone za pomocą sensora MFC. Przeprowadzone testy symulacyjne wskazują na dużą skuteczność redukcji drgań tą metodą. Ponadto zaprojektowane stanowisko stwarza możliwości oceny redukcji hałasu generowanego w wyniku drgań płyty, a uzyskany w symulacji rezultat pozwala przypuszczać, że planowane testy eksperymentalne zakończą się powodzeniem.

Literatura

- [1] Macro Fiber Composite (MFC) brochure http://www.smart-material.com
- [2] National Instruments http://www.ni.com/white-paper/3358/en/
- [3] Hansen C., Snyder S.: Active control of nose and vibration, E&FNSPON, London 1997.
- [4] Fuller C. R., Elliot S. J. i Nelson P. A., (1996), Active Control Vibration, Academic Press, London.
- [5] Leniowska L. Aktywne metody redukcji drgań płyt kołowych, monografia, ISBN 978-83-7338-194-0 Wydawnictwo UR, Rzeszów 2006r., 180 s.
- [6] L. Leniowska, Modelling And Vibration Control Of Planar Systems By The Use Of Piezoelectric Actuators Archives of Acoustics, vol. 34, no 4, pp. 507-520, Warszawa 2009
- [7] Leniowska L., An Adaptive Vibration Control Procedure Based on Symbolic Solution of Diophantine Equation, Archives of Acoustics, vol. 36, no 4, pp. 901-912 (2011).
- [8] Leniowska L., Kos P., Self-Tunning Control with Regularized RLS Algorithm for Vibration Cancellation of a Circular Plate, Archives of Acoustics, vol. 34, no 4, pp. 613-624, Warszawa 2009
- [9] Rosenhouse G., (2001), Active Noise Control, WIT Press.
- [10] Fahy F., Gardonio P., Sound and Structural Vibration, Second edition, Oxford 2007, Elsevier.
- [11] Pawełczyk M., 'Active noise control a review of control-related problems', Archives of Acoustics, 2008, 33, pp. 413-424,
- [12] J. Wiciak, Wybrane zagadnienia redukcji drgań i dźwięków strukturalnych, Rozprawy monografie, 175, 2008,
- [13] Mathworks System Identification Toolbox http://www.mathworks.com/products/sysid/

Warunek stabilności w układzie aktywnej redukcji hałasu z wykorzystaniem zmodyfikowanego algorytmu LMS

Stability Condition for Active Noise Control using Modified FX-LMS Algorithm

Dariusz Bismor^{*}

^{*}Instytut Automatyki Politechniki Śląskiej, ul. Akademicka 16, 44-100 Gliwice E-mail: Dariusz.Bismor@polsl.pl

Abstract

Recent discoveries allow to prove the LMS algorithm stability necessary condition for very wide group of signals. The upper bound given by the stability condition, allows to choose step sizes in the manner that gives very fast adaptation at the beginning of the LMS algorithm operation, or after substantial changes are detected. However, the new condition can not be directly applied for the FXLMS algorithm, where the influence of the secondary path dynamics should be considered. The Modified FXLMS algorithm and structure are a concept that allows to remove the influence of the secondary path on the error signal. Thus, the new LMS stability condition can be directly applied to the Modified FXLMS, as long as an estimate of the secondary path is accurate enough. This paper shows the derivation of the modified FXLMS algorithm stability condition and describes the effect of the secondary path estimation error on the step size upper bound.

1. Introduction

The Least Mean Squares (LMS) algorithm is certainly the most popular source of adaptation in many acoustic signal processing applications, like speech processing, line enhancement or active control of sound. Therefore, there is constant strain to study this algorithm both theoretically and in practice [1]. Recently, new LMS algorithm stability sufficient condition has been discovered, which applies to a very wide set of signals, including non-stationary signals and deterministic signals [2]. The condition does not use neither the independence theory, nor the small step size assumptions; therefore it can be also applied during the phase of fast adaptation, when the algorithm operates with large step sizes. This happens at the beginning of the algorithm operation, or when substantial changes in the environment are detected. However, the new condition cannot be directly applied for those applications which has to deal with the effect of the secondary path.

Active noise control (ANC), or more generally, active control of sound applications are among those applications that need to consider the effects of the secondary path, that is the electro-acoustic path between the adaptive filter output and the error sensor input signal. For that reason, ANC applications use so called filtered-x LMS (FXLMS) algorithm rather than the unmodified LMS algorithm [3]. Unfortunately, the inclusion of the the secondary path dynamic has so much effect on the system using the adaptive algorithm that it

invalidates the derivation of the LMS algorithm stability condition presented in [2]. To the best of the authors knowledge, the general stability conditions for the FXLMS algorithm are not currently known.



Figure 1. Block diagram of an ANC system using the Modified Filtered-x LMS algorithm. The dotted line separates the acoustical evviroment from digital signal processing.

The difficulties in the FXLMS algorithm operation, especially the demand to reduce the step size in presence of long delay in the secondary path, resulted in the development of the modified FXLMS (MFXLMS) algorithm [4,5]. The simplified block diagram of the algorithm is presented on Fig. 1. The reference signal, u(n), is filtered through the primary path transfer function (TF), $P(z^{-1})$. The same signal, after acquisition and preprocessing, is filtered through the adaptive filter $W(z^{-1})$, to produce the output signal, y(n) (for simplicity, the TFs of the microphones, A/D converters and preamplifiers has been omitted in this analysis). The output signal, after D/A conversion and amplification, is sent to the loudspeaker, and travels through the acoustic environment to the error microphone location - the secondary path TF $S(z^{-1})$ represents the combined TF of the electrical and acoustical components. The virtual anti-noise component at the error microphone location is denoted as y'(n). At the same time, the output signal y(n) is digitally filtered through the secondary path TF estimate, $\hat{S}(z^{-1})$, to produce the digital estimate of the anti-noise, y''(n). The latter signal is then added to the acquired error signal e(n), to produce an auxiliary error signal e'(n). The input signal, u(n), is also filtered through the secondary path TF estimate, $\hat{S}(z^{-1})$, as in case of traditional FXLMS algorithm; the resulting signal is denoted as u'(n). This signal is one of the input signal for the LMS algorithm, but is also filtered through the filter, which is an exact copy of the adaptive filter $W(z^{-1})$, to produce an auxiliary output signal v(n). The result of comparison of the output signal v(n) and the auxiliary error signal e'(n). denoted as a(n), is the error signal for the LMS algorithm.

Following the conventions, we will define the vector of the adaptive, transversal, finite impulse response (FIR) filter parameters as:

$$w(n) = [w_0(n) \quad w_1(n) \quad \dots \quad w_{L-1}(n)]^T$$
, (1)

where L is the adaptive filter length. Therefore, the corresponding vector of input samples will be defined as:

$$u(n) = [u(n) \quad u(n-1) \quad \dots \quad u(n-L+1)]^{T}$$
 (2)

2. Analysis of the MFXLMS algorithm

From Fig. 1, the adaptive filter output signal y(n) can be calculated as:

$$y(n) = \sum_{i=0}^{L-1} w_i(n) u(n-i) = \boldsymbol{u}^{T}(n) \boldsymbol{w}(n)$$
(3)

The output signal is then filtered through the secondary path transfer function and its estimate. We will assume the secondary path transfer function may be described by a FIR filter of arbitrary length M – this assumption is usually justified in practical applications, where impulse responses of the acoustic paths has always finite lengths [3]. Therefore, the filtered output signals can be expressed as:

$$y'(n) = S(z^{-1}) y(n) = \sum_{i=0}^{M-1} s_i y(n-i), \qquad (4)$$

$$y''(n) = \hat{S}(z^{-1}) y(n) = \sum_{i=0}^{M-1} \hat{s}_i y(n-i), \qquad (5)$$

where s_i and \hat{s}_i are the impulse response parameters of the secondary path and its estimate.

Similarly, the filtered input signal is given by:

$$u'(n) = \hat{S}(z^{-1})u(n) = \sum_{i=0}^{M-1} \hat{s}_i u(n-i), \qquad (6)$$

and the auxiliary output signal is given by:

$$v(n) = \sum_{i=0}^{L-1} w_i(n) u'(n-i)$$
(7)

From Fig. 1 it also follows that the error signal can be expressed as:

$$e(n) = P(z^{-1})u(n) - y'(n),$$
 (8)

and the auxiliary error signal can be expressed as:

$$e'(n) = e(n) + y''(n) = P(z^{-1})u(n) - y'(n) + y''(n).$$
(9)

Thus, the signal driving the LMS algorithm is calculated as:

$$a(n) = e'(n) - v(n)$$
(10)

Finally, the LMS algorithm is defined as:

$$\boldsymbol{w}(n+1) = \boldsymbol{w}(n) + \boldsymbol{\mu} \boldsymbol{u}'(n) \boldsymbol{a}(n)$$
(11)

where $\mathbf{u}'(n)$ is a regressive vector of size *L*, defined as in Eq. (2), but containing the filtered input samples u'(n).

The modified FXLMS algorithm requires 2L+5M+1 multiply-add-accumulate (MAC) operations per iteration, compared with 2L+M+1 MAC operations for the original FXLMS algorithm [5]. Thus, the main computational overhead depends linearly on the secondary path TF estimate length and is not influenced by the adaptive filter length.

3. MFXLMS algorithm stability conditions

Suppose the precise model of the secondary path transfer function is available, i.e. $\hat{S}(z^{-1})=S(z^{-1})$. From Eqs. (4) and (5) we infer that in this case y'(n) = y''(n); considering Eq. (9) we have $e'(n) = P(z^{-1})u(n)$ Thus, the auxiliary error signal becomes identical with the systems desired signal, that is the signal the system should actively cancel. From this signal the output v(n) of the copy of an adaptive system is subtracted. Please notice that th output signal v(n) is not filtered through the secondary path transfer function; therefore the adaptation algorithm works in conditions similar to the ordinary LMS algorithm, and not as filtered-x LMS algorithm. The only difference is that the LMS algorithm input signal is u'(n) – the reference signal filtered through the secondary path TF estimate.

In the case described above the stability sufficient condition can be derived in exactly the same way as in [2]; therefore the complete derivation will be avoided here. The resulting condition is given by:

$$\bigvee_{n} ||1 - \mu \sum_{i=0}^{L-1} u'^{2}(n-i)| \leq 1$$
(12)

Solving the above inequality for μ yields the MFXLMS algorithm sufficient condition (for the case when the secondary path TF model is perfect):

$$\nabla_{n} 0 \leq \mu \leq \frac{2}{\sum_{i=0}^{L-1} u^{\prime 2}(n-i)} = \frac{2}{\|\boldsymbol{u}(n)\|^{2}},$$
(13)

with the additional assumption that $||u'(n)|| \neq 0$.

The easiest way to use the above condition in practical implementation is to involve the normalized LMS (NLMS) algorithm, which uses variable step size:

$$\mu(n) = \frac{\overline{\mu}}{\left\|\boldsymbol{u}(n)\right\|^2},\tag{14}$$

where is called the normalized step size. In this case the stability sufficient condition is given by:

In practice the model of the secondary path is never perfect. In effect, this invalidates the analysis presented above. The complete analysis of the MFXLMS algorithm for this

case is not currently known, but some results are already available [6]. As the mathematical analysis, especially for the case of broadband signals, is very difficult, some simulation results will be presented below.

4. Simulation experiments setup

The simulation experiments described in the following sections has been performed using Matlab/Simulink software. The ANC system has been modeled according to the block diagram on Fig. 1, with the sampling frequency 2 kHz. The input (primary) signal has been composed as a sum of two sines and band-limited noise. The first sine had frequency 200 Hz and amplitude 1, the second had frequency 350 Hz and amplitude 3. The variance of the noise was 0.01. The noise-shaping filter was a bandpass filter, with characteristic frequencies: first stop-band frequency 250 Hz, first pass-band frequency 350 Hz, second pass-band frequency 550 Hz, second stop-band frequency 650 Hz. Other combinations of input signal were also tested, without substantial influence on the results.

The primary and secondary paths has been modeled using two approaches. In the first approach, the paths has been modeled as bandpass filters. The primary path has been modeled as a bandpass filter of 64^{th} order, with the pass-band between 50 and 900 Hz. The secondary path has been modeled as a bandpass filter of 33^{rd} order, with the pass-band



Figure 2. Secondary path transfer function frequency characteristics. The secondary path is modeled as 33rd order bandpass filter.

between 150 and 700 Hz. This roughly approximates the real experiments conditions, where very low frequencies cannot be attenuated due to the loudspeaker band of operation, and where very high frequencies are attenuated by the anti-aliasing filters. In the second approach, the primary and secondary path TFs were modeled as FIR filters with 301

coefficients. These transfer functions were identified based on real responses of the electro-acoustic paths acquired at the university corridor. Hence, the length of the modeling filters was determined based on real data.

The adaptive algorithm used during the experiments was the NLMS algorithm defined by Eq. (14), with the normalized step size limit given by equation (15). The mean squared error (MSE) behavior was observed during the experiments; growing MSE showed that the system was unstable.

5. Experiment based on bandpass models

Figure 2 presents the secondary path transfer function frequency characteristics for the case when the secondary path was simulated as a 33^{rd} order bandpass filter. The figure confirms the pass band is between 150 and 700 Hz (with the sampling frequency 2 kHz), and that the phase of the secondary path TF is linear within the pass-band. The figure shows also the secondary path transfer function estimate characteristics for the case when the estimate was perfect, i.e. equal to the original model. Thus, the two plots overlap.

The result of simulations for perfect modeling of the secondary path are presented on Fig. 3. These simulations were performed with the normalized step size $\bar{\mu} = 1.99$ (see Eq. (14)) and confirm that the MFXLMS system is stable. Figure 4 shows step sizes used by the algorithm during simulations.

All the next simulations were for the case when the secondary path TF was imperfect. First, the case when the estimate was shorter that the original model was tested. The impulse response for both the original and estimated transfer functions are presented on Fig. 5. From the figure we conclude that the last 9 elements were truncated from the original impulse response. The amount of frequency characteristics distortion introduced by



Figure 3. MSE for simulations for perfect secondary path modeling.



Figure 4. Step sizes for perfect secondary path modeling.

this truncation can be observed on Fig. 6. The figure shows that both the magnitude and the phase responses are almost unchanged within the pass-band; however, outside the pass-band the distortion is clearly visible. In effect, the normalized step size $\overline{\mu}$ had to be lowered down to 1.84 for the MFXLMS system to be stable. This resulted in average step size equal to 1.46 $\cdot 10^{-6}$, compared with 1.59 $\cdot 10^{-6}$ for the perfect secondary path modeling. The MSE behavior was similar to the perfect modeling case. From these simulations we gather that

small truncation of the secondary path transfer function model does not influence the MFXLMS algorithm significantly, provided the essential part of the frequency characteristics is modeled with sufficient precision.

The next simulations were for the case when the length of the secondary path TF estimate was equal to the original model length, but each parameter was estimated with small error. The frequency characteristics for this case are presented on Figure 7. From the figure we notice that the frequency responses are similar to the previous case, but the experiments revealed that the normalized step size must be further lowered, down to 1.60 to maintain stability. The MSE behavior for this case is presented on Fig. 8. The average step size was equal to $1.10 \cdot 10^{-6}$. From these simulations we conclude that small errors in the secondary path TF estimate also do not influence the MFXLMS significantly – the step sizes could still be large enough to allow for fast and efficient adaptation.



Figure 5. Impulse response for truncated secondary path transfer function estimate.





Figure 6. Truncated secondary path transfer function estimate frequency characteristics.

The last case simulated was when the time delay in the secondary path transfer function estimate was estimated incorrectly. For this case the *original* TF was altered by addition of a unit delay, while the estimate was equal to the unaltered original model. Such change does not influence the magnitude response at all, while it significantly changes the phase response – as can be seen from Figure 9, where the frequency responses are shown. The difference in the phase response increases with the frequency. In consequence, this case was devastating for the MFXLMS system – the normalized step size had to be lowered down to 0.2 to stabilize the algorithm! The necessity to use such small step size would certainly be an obstacle for practical applications, especially for those needing fast adaptation. Therefore, special attention is required for proper estimation of the time delay in the secondary path, exactly as in case of the unmodified FXLMS algorithm.





Figure 7. Disturbed secondary path transfer function estimate frequency characteristics.



Figure 8. MSE for disturbed secondary path transfer function estimate.

6. Experiments based on real models

Figure 10 presents the secondary path frequency responses for the case when the primary and secondary path transfer functions were identified based on the real data acquired at the university corridor. As this was a FIR model of 301 order, the number of details preserved is significant. However, the main shape of a bandpass filter is still visible.



Figure 9. Secondary path TF estimate frequency characteristics for daley estimation error.



Figure 10. Secondary path transfer function frequency characteristics. The secondary path model is identified based on real data.

The first experiments were also performed for perfect modeling of the secondary path, and confirmed validity of the stability bound, as derived in Section 3. The normalized step size was equal to 1.99, and the algorithm was perfectly stable. The mean value of the step sizes calculated by the NLMS algorithm was equal to 0.61.

The next experiments involved truncation of the secondary path transfer function model. The impulse response of both the original model and truncated estimate is presented on Fig. 11. As we notice, a substantial number of impulse response elements (100) was truncated; as a result the frequency responses are also substantially different. This is depicted on Fig. 12, where we can see changes in both the magnitude and phase responses. As a result, the normalized step size had to be lowered down to 1.24 for the algorithm to become stable. The MSE behavior for this case is shown on Figure 13. The mean value of the step sizes was equal to 0.54.



Figure 11. Truncated secondary path transfer function estimate frequency characteristics.





Figure 12. Truncated secondary path transfer function estimate frequency characteristics.

The next experiments involved the imperfect secondary path TF estimate, where each impulse response parameter was disturbed with the white noise of a small variance. It was observed that the frequency responses for this case were quite similar to those from the truncated secondary path transfer function estimate. Consequently, the upper bound for the normalized step size required to guarantee the stability was similar, and equal to 1.04.

Another experiment was performed with the secondary path TF estimate identical as in the original model, but multiplied by 2. In effect, the amplification factor of the estimate was twice as high as in the original model. Moreover, the phase response of the estimate was the same as in the original model, but the magnitude response was multiplied by two for each frequency bin, as depicted on Fig. 14. In this case the normalized step size had to be lowered even more, down to 0.7, for the algorithm to be stable.





Figure 13. MSE for truncated secondary path transfer function estimate.



Figure 14. Amplified by two secondary path transfer function estimate frequency characteristics.

As previously, the last case tested was when the time delay in the secondary path was one sample longer than in the model. Again, such change does not change the magnitude response, but the difference in the phase responses of the estimate and the original model is the higher the higher the frequency. Similarly to the experiments based on bandpass models, this was fatal for the NLMS algorithm stability: the normalized step size had to be lowered down to 0.012 to stabilize the system! Such small step size makes the convergence very slow, as clearly visible on Fig. 15, where MSE behavior is presented. In many practical ANC applications such slow convergence is not allowed.



Figure 15. MSE for secondary path transfer function time delay estimation error.

Conclusions

The Modified FXLMS algorithm structure is an interesting option for many ANC applications, where the delay introduced by the secondary path TF makes it impossible to operate with sufficiently long step size using the unmodified FXLMS algorithm. If the estimate of the secondary path is accurate, the MFXLMS structure neutralizes the effect of the secondary path, and the theoretical LMS algorithm stability bounds for the step size can be used. Small errors in the estimate still allow to use long enough step sizes. However, large differences in the frequency responses between the secondary path and its model still require substantial reduction of the step size. Particularly devastating in this aspect is wrong estimation of the secondary path delay.

Acknowledgment

The research described in this paper is within a project financed by the National Science Center, based on decision no. DEC-2012/07/B/ST7/01408.

References

- [1] S. Haykin, Adaptive Filter Theory, Fourth Edition. New York: Prentice Hall, (2002).
- [2] D. Bismor, "Extension of LMS Stability Condition over Wide Set of Signals," *Journal* of Adaptive Control and Signal Processing (under review), (2013).
- [3] S. Kuo and D. Morgan, Active Noise Control Systems. New York: John Wiley & Sons, (1996).
- [4] M. Rupp and R. Frenzel, "Analysis of LMS and NLMS algorithms with delayed coefficient update under the presence of spherically invariant processes," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 42, no. 3, pp. 668-672, (1994).
- [5] S. Douglas, "An efficient implementation of the modified filtered-X LMS algorithm," *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 4, no. 10, pp. 286-288, (1997).
- [6] P. A. C. Lopes and M. S. Piedade, "The behavior of the modified FX-LMS algorithm with secondary path modeling errors," *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 11, no. 2, pp. 148-151, 2004.

Zastosowanie elementów z pamięcią kształtu do wzbudzania oraz redukcji drgań w układach płytowych

Application of shape memory elements for excitation and reduction of the vibrations of the plate systems

Kamil Dąbrowski, Jerzy Wiciak

^{*}Katedra Mechaniki i Wibroakustyki, Akademia Górniczo-Hutnicza Kraków, ul. Mickiewicza 30, 30-059 Kraków E-mail: wiciak@agh.edu.pl

1. Streszczenie

Materiały inteligentne od dawna znajdują techniczne zastosowania w redukcji drgań mechanicznych. Najpopularniejszymi materiałami wykorzystywanymi w tej dziedzinie są ceramiki piezoelektryczne, wykazują one jednak ograniczenia w obszarze niskich częstotliwości. Materiałami, które mogłyby zapełnić tą lukę są elementy z pamięcią kształtu. Siłowniki z tego materiału generują dostateczne siły by wpływać na ruch układów nawet w bardzo niskich częstotliwościach.

Niniejsza praca omawia problematykę redukcji drgań mechanicznych przy wykorzystaniu elementów z pamięcią kształtu, w płytach różniących się rodzajem zamocowania i sposobem wymuszenia drgań. Równocześnie przedstawia wyniki badań laboratoryjnych związanych z analizą możliwości zastosowania siłowników nitinolowych do redukcji drgań. Badania te polegały na wymuszeniu ruchu drganiowego układu płytowego oraz dostarczeniu dodatkowej energii do układu w celu kontroli tego zjawiska. Elementy z pamięcią kształtu mają za zadanie zmniejszać bądź zwiększać amplitudę drgań w tych układach.

2. Wstęp

Materiały w których występuje efekt pamięci kształtu możemy podzielić na dwie różniące się budową grupy: stopy metali oraz polimery. Ze względu na chęć zastosowania materiałów z pamięcią kształtu w roli aktuatorów drgań, wybrano stopy metali – SMA (shape-memory alloy). Z kolej samo zjawisko zmiany kształtu w stopach można wywołać na skutek albo zmiany pola magnetycznego albo zmiany temperatury. Z uwagi na dostępność i wymaganą mniej skomplikowaną aparaturę, wybrano stopy działające na skutek zmiany temperatury. Wśród nich najpopularniejszym obecnie materiałem jest nitinol. Zjawiskiem fizycznym w wyniku którego następuje zmiana kształtu w nitinolu jest odwracalna przemiana fazowa. Materiał ten posiada dwie stabilne fazy, a przejście pomiędzy tymi fazami uzyskać można poprzez dostarczenie lub odprowadzenie energii cieplnej. Faza martenzytu zmienia się wraz ze wzrostem temperatury w materiale w fazę

austenitu, wraz ze zmianą fazy zmienia się również kształt materiału, który powraca do swego "zapamietanego" kształtu. Zmianie kształtu towarzyszy również wyzwolenie się dużej energii mechanicznej, ilość tej energii jest większa niż w wypadku innych aktuatorów o podobnej masie. [1-4]

W pracy użyto siłowników mających postać cienkiego nitinolowego drutu. Drut ten z obu stron zakończony jest zaczepami umożliwiającymi montaż i podłączenie sygnału zasilającego. Siłownik aktywowany jest poprzez zmianę jego temperatury, która następuje pod wpływem działania sygnału prądowego. Prąd przepływający przez przewód nitinolowy, z powodu oporu elektrycznego w materiale, podgrzewa go powyżej temperatury przemiany fazowej. Siłownik zmniejsza swoje wymiary w swej wysokotemperaturowej postaci.

3. Wzbudzanie drgań za pomocą siłowników SMA

Żeby wzbudzić drgania w układzie płytowym potrzebujemy dostarczyć dodatkowa energie do tego układu. Wymuszenie drgań w wymienionych dalej eksperymentach wiązało się z doprowadzeniem sygnału pradowego na zaczepy siłowników nitinolowych. Gdy prad przepływający przez siłownik ma odpowiednio duża wartość następuje oporowe rozgrzanie siłownika, który skraca się o wymiar swego skoku. Prad potrzebny do podgrzania siłownika, zależny jest od wymiarów gabarytowych jego drutu roboczego. Im większa jest średnica i im dłuższy drut tym większa wartość prądu potrzebna do aktywacji siłownika. Dla najczęściej występujących na rynku siłowników wartość ta mieści się w zakresie od 0.01 do 4 Amper. Skok siłownika zależy głównie od długości przewodu nitinolowego, a nominalna siła od wymiaru jego średnicy. W badaniach wykorzystano siłowniki o nominalnej sile 3,3 Newtona, charakteryzuja się one małym przekrojem poprzecznym (średnica 0,15 mm). Niewielka średnica drutu wymagana jest ze względu na lepsze odprowadzenie ciepła, daje to możliwość pracy w szerszym zakresie częstotliwości co było bardzo pożądane przy prowadzonych badaniach. Efektywne odprowadzanie ciepła jest bowiem największą trudnością przy zastosowaniu siłowników SMA do pracy w charakterze wzbudników drgań. Problem ten można ograniczać poprzez dodanie wymuszonego obiegu powietrza w celu chłodzenia drutów czy też zwiększenia promieniowania ciepła do otoczenia dzięki na przykład pastom termoprzewodzącym. Najlepiej jednak wszędzie tam gdzie istnieje taka możliwość zastępować jeden siłownik o większej średnicy – kilkoma siłownikami o mniejszej średnicy, dającymi po zsumowaniu podobna wartość siły działania. Wieksza liczba siłowników ma dwie zalety: Pierwsza to efektywniejsze odprowadzanie ciepła poprzez wieksza powierzchnie bezpośredniego kontaktu z otoczeniem. Druga to możliwość bardziej precyzyjnego sterowania układem, sygnały podawane na poszczególne siłowniki mogą różnić się od siebie. To znaczy można działać różną siłą, częstotliwością pracy bądź fazą na poszczególnych siłownikach. W ten sposób można zwielokrotnić częstotliwość odpowiedzi drganiowej układu. Idea polega na podawaniu na okładki siłowników sygnału o takiej samej częstotliwości, ale przesuniętego w fazie. Częstotliwość odpowiedzi układu f_u zależy od liczby aktuatorów n i wyraża się jako iloczyn n i częstotliwości pracy pojedynczego aktuatora $f_a: f_u = n x f_a$. Dodatkowo każdy z aktuatorów pozostaje dłużej bezczynny, by móc się schłodzić przed następna fazą działania. Jest to bardzo duża zaleta ponieważ ze względu na bezwładność cieplną częstotliwość pracy pojedynczego siłownika jest ograniczona i zawiera się w przedziale do 100 Hz [5-7]. Na rysunku 1 pokazano w jaki sposób powinny wyglądać poszczególne sygnały przy wykorzystaniu do wzbudzania drgań czterech siłowników.

Częstotliwość odpowiedzi układu jest w tym wypadku czterokrotnie większa od częstotliwości działania pojedynczego aktuatora.



Rysunek 1. Zwielokrotnienie – Powiązanie sygnałów pracy aktuatorów z odpowiedzią układu [7].

W pierwszym z eksperymentów badano możliwość wzbudzenia oraz zwielokrotnienia drgań w płycie aluminiowej. Płyta była zamocowana na jednej z jej krawędzi, wymiary płyty to 500 na 500 mm, a jej grubość wynosiła 1 mm. Prostopadle do jej utwierdzonego boku, a równolegle do siebie zamocowane były dwa siłowniki nitinolowe. Zamocowano je do izolowanych stalowych prętów w V-kształtnej konfiguracji. Siłowniki były zamocowane w odległości około 25 mm od powierzchni płyty. Siły wytwarzane przez siłowniki działały równolegle do powierzchni płyty, a przez to, że działały one na powierzchni oddalonej od płyty generowały one moment gnący działający na płytę. Czujnik drgań (akcelerometr dytran 3225F1) ustawiono w odległości 1 cm od końca płyty i w odległości 5 cm od osi płyty – patrz rysunek 2.





Rysunek 2. Schemat stanowiska pomiarowego

Głownym elementem stanowiska pomiarowego był komputer z oprogramowaniem LabVIEW, za pomocą tego programu generowany był sygnał o regulowanych parametrach. Sygnał ten poprzez kartę pomiarową wędrował do wzmacniacza, a następnie doprowadzany był na okładki siłowników. Pojedynczy pomiar polegał na wysyłaniu na okładki siłowników sygnału o określonej częstotliwości, a następnie badaniu odpowiedzi układu w danej częstotliwości za pomocą czujnika i analizatora SVAN 912AE.

Badanie składało się z dwóch etapów. W pierwszym z nich do obu siłowników wysyłano sygnał o jednakowym natężeniu, częstotliwości i fazie. Drugi etap miał na celu weryfikację idei zwielokrotnienia dla układów płytowych. Idea ta została zweryfikowana dla układów belkowych [7, 8], ale są to układy o innym stopniu skomplikowania, a ich postacie drgań można traktować jako jednowymiarowe. Rysunek 3 przedstawia wykres, gdzie linia ciągła opisuje odpowiedź układu na wymuszenie w dziedzinie częstotliwości. Linia przerywana z kolej to odpowiedź układu na działanie siłowników, gdzie sygnał podawany na aktuatory miał dwukrotnie niższą częstotliwość, ale za to jeden z sygnałów sterujących został przesunięty o 90 stopni. Odpowiedź układu jest bardzo podobna, maksima i minima dla obu wykresów całkowicie pokrywają się w badanym paśmie. Różnice w wielkościach przyspieszenia różnią się dla poszczególnych częstotliwości i wynikają z innego charakteru pracy siłowników. Charakter ten zależnie od postaci drgań w danej częstotliwości wzbudza drgania mniej lub bardziej efektywnie niż w przypadku siłowników działających zgodnie w fazie. Podstawową zaletą jest jednak to, że siłowniki wzbudzają drgania o częstotliwości dwukrotnie wyższej niż częstotliwość ich pracy.



Rysunek 3. Wykres odpowiedzi płyty utwierdzonej na krawędzi na wymuszenie

3. Kontrola wibracji

W przypadku stanowisk do kontroli wibracji konieczne było wprowadzenie do układu dodatkowego elementu – stanowiącego podstawowe źródło drgań. Tym elementem był wzbudnik drgań, sterowany również sygnałem generowanym za pomocą programu labVIEW. Siłowniki miały w tym wypadku stanowić dodatkowe źródło energii mechanicznej doprowadzonej do układu w celu kontroli wibracji wywołanych przez źródło podstawowe.

W drugim z eksperymentów użyto płyty aluminiowej o tych samych wymiarach, była ona zamocowana na jednej z krawędzi. W osi płyty w okolicach jednej trzeciej jej długości, płyta została połączona ze wzbudnikiem drgań. Dwa siłowniki nitinolowe działały równoległe do osi płyty, symetrycznie po obu jej stronach. Czujnik drgań znajdował się na osi płyty w pobliżu jej wolnego końca. Za pomocą wymuszeń impulsowych zbadano przy jakich częstotliwościach układ wskazuje na obecność drgań rezonansowych. Dla pierwszych częstotliwości rezonansowych przeprowadzono próby kontroli wibracji.



Rysunek 4. Stanowisko pomiarowe drugie

Na wykresach w postaci słupków widoczne są odpowiedzi układu na wymuszenie. Kolejno od lewej, pierwszy słupek wskazuje na wartość przyspieszenia drgań wywołanych działaniem samego wzbudnika zgodnie z częstotliwością rezonansową, drugi słupek to wartość przyspieszenia wywołana pracą samych siłowników. Trzeci i czwarty słupek odpowiadają za wartości przyspieszenia dla pracy zarówno wzbudnika jak i aktuatorów jednocześnie. Przy czym dla trzeciego słupka faza (135 stopni) sygnału siłowników została dobrana w taki sposób by poziom wyjściowy był wyższy od drgań podstawowych (wywołanych działaniem samego wzbudnika). W przypadku czwartego słupka sygnał dobrano w fazie tak by uzyskać drgania niższe od podstawowych. Dla obu badanych częstotliwości udało się uzyskać zarówno redukcję jak i podwyższenie drgań podstawowych. Najlepsze wyniki uzyskano gdy siłowniki działały przesunięte w fazie względem sygnału sterującym wzbudnikiem.



Rysunek 5. Wykresy z wynikami kontroli wibracji - eksperyment drugi

W trzecim z eksperymentów, płyta o tych samych wymiarach co w poprzednich przypadkach, była zamocowana centralnie, bezpośrednio do wzbudnika drgań. Cztery siłowniki nitinolowe umocowane były nad jej górną powierzchnią, para w jednym kierunku i druga para prostopadle do pierwszej. Rozmieszczenie siłowników oraz położenie czujnika drgań widoczne na rys. 6. Czujnik umieszczono w miejscu gdzie spodziewano się otrzymać największe przemieszczenia na powierzchni płyty. Następnie dla sześciu pierwszych częstotliwości drgań rezonansowych przeprowadzono próby kontroli wibracji. Podczas każdej z prób wykorzystywano jedynie dwa z czterech dostępnych siłowników.



Rysunek 6. Model stanowiska

Wyniki uzyskane dla badanych częstotliwości pokazano na wykresach: rysunki 7 oraz 8. W wypadku tych częstotliwości wykorzystano do redukcji siłowniki numer 2 i 3 według rysunku 6. Dla obu rezonansów udało się uzyskać zarówno redukcję jak i wzmocnienie drgań w miejscu przytwierdzenia czujnika.



Rysunek 7. Wyniki dla dwóch pierwszych częstotliwości rezonansowych

Przy kolejnej badanej częstotliwości 11 Hz udało się uzyskać jedynie wzmocnienie drgań podstawowych, przy czym największe wzmocnienie uzyskano dla pracy siłowników 2 i 4. Nie udało się w tym wypadku uzyskać redukcji drgań, niezależnie od fazy sygnału poziom wyjściowy drgań był wyższy od podstawowego. Dla częstotliwości 22,8 Hz uzyskano ponownie zarówno wzmocnienie jak i redukcję drgań. Największą redukcję uzyskano przy aktuatorach 2 i 3 pracujących zgodnie w fazie z sygnałem podawanym na wzbudnik drgań. Największe wzmocnienie z kolej uzyskano dla pracy siłowników 2 i 4 również zgodnie w fazie z częstotliwością źródła podstawowego.



Rysunek 8. Wyniki dla kolejnych częstotliwości rezonansowych

Zbadano jeszcze dwie częstotliwości rezonansowe 35,5 oraz 37 Hz. Dla pierwszej z tych częstotliwości udało się uzyskać jedynie wzmocnienie drgań, dla drugiej jedynie redukcję. Wyniki wzbudzenia bądź redukcji drgań uzyskane w eksperymencie zależały głownie od postaci drgań układu, dla niektórych postaci drgań rozmieszczenie siłowników było nieodpowiednie lub o zbyt małym stopniu skomplikowania. Na poprawę wyników również mogło by wpłynąć zróżnicowanie sygnałów płynących na poszczególne aktuatory. W eksperymencie taki sam sygnał podawany był na dwa z działających siłowników, zróżnicowanie tych sygnałów pod względem amplitudy i fazy mogłoby znacząco wpłynąć na otrzymane rezultaty.

Wnioski

W pracy zbadano i potwierdzono przydatność elementów wykonawczych zbudowanych z materiałów z pamięcią kształtu do wzbudzania drgań w układach płytowych. Płyty pobudzano do drgań w zakresie niskich częstotliwości, a odpowiedź układu zależała głównie od postaci drgań układu w badanej częstotliwości oraz rozmieszczenia siłowników na płycie. Wykazano możliwość poszerzenia efektywnego pasma pracy siłowników SMA poprzez użycie zwielokrotnienia. Pobudzana płyta drgała z częstotliwością dwukrotnie wyższą niż częstotliwości pracy aktuatorów użytych do tego pobudzenia.

Przeprowadzono badania, które potwierdziły możliwości redukcji oraz wzmocnienie drgań niskich częstotliwości w płytach, dzięki użyciu dodatkowego źródła drgań w postaci siłowników SMA. Uzyskane wyniki zależały głównie od postaci drgań układu w danej częstotliwości. Zauważono, że największe możliwości kontroli wibracji osiągane są wtedy, gdy amplituda odpowiedzi układu na źródło podstawowe ma zbliżoną wartość do amplitudy wywołanej pracą samego źródła dodatkowego (SMA). W przypadku postaci drgań o bardziej skomplikowanych kształtach, by poprawić wyniki należałoby rozbudować strukturę lub dobierać rozmieszczenie siłowników indywidualnie do każdej częstotliwości.

Literatura

- [1] M. Schwartz. Smart Materials. CRC Press, USA (2009).
- [2] L. Dobrzański, Materiały inżynierskie i projektowanie materiałowe, Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, PL (2006)
- [3] M. Shahinpoor and H. Schneider. Intelligent Materials. The Royal Society of Chemistry, UK (2008).
- [4] W. Huang. On the selection of shape memory alloys for actuators. Materials and Design, 23, 11. (2002).
- [5] S.-B. Choi, J.-H. Hwang. Structural vibration control using shape memory actuators. J. Sound Vibrat. 231, 1168. (2000)
- [6] Y. Suzuki, Y. Kagawa. Active vibration control of a flexible cantilever beam using shape memory alloy actuator, Smart Mater. Struct., 19. (2010)
- [7] A.V Srinivasan, D.M Mcfarland. Smart structures Analysis and Design, Cambridge University Press. UK (2001)
- [8] J. Wiciak, K. Dąbrowski. Zastosowanie elementów z pamięcią kształtu do wzbudzania oraz redukcji drgań struktur mechanicznych na przykładzie belki wspornikowej. 59. Otwarte Seminarium z Akustyki s. 259–262, PL (2012)

Modelowanie drgań swobodnych urządzenia mechatronicznego metodą elementów skończonych

Modeling of normal modes of an oscillating system of mechatronical device with use of the finite element method

Grzegorz Ilewicz

Instytut Techniki Uniwersytetu Rzeszowskiego grzegorz.ilewicz@polsl.pl

Streszczenie

W pracy przedstawiono metodykę modelowania drgań swobodnych urządzenia mechatronicznego na podstawie modelu numerycznego. Skupiono się na problematyce odstrajania urządzenia od pracy w zakresach rezonansowych. Model numeryczny opisuje urządzenie jakim jest robot medyczny Robin Heart 1 produkcji Fundacji Rozwoju Kardiochirurgii im. Prof. Zbigniewa Religi w Zabrzu.

1.Wstęp

Przeprowadzono badania komputerowe mechanizmu mechatronicznego w celu zbadania mechaniki drgań swobodnych. Zastosowano metodę elementów skończonych [1] do dyskretyzacji układu prototypu wirtualnego robota medycznego (modelu bryłowego mechanizmu) i linearyzacji oraz rozwiązania układów równań różniczkowych opisujących drgania własne.

Robot medyczny ze względu na precyzję ruchu skalpela (efektora) powinien charakteryzować się drganiami o możliwie najmniejszej amplitudzie dla różnorodnych pozycji końcówki operacyjnej względem arterii i serca wynikających z rodzaju zabiegu chirurgicznego wykonywanego w klatce piersiowej [2,3].

Do modelowania komputerowego układu użyto komercyjnego środowiska obliczeniowego CAE/ANSYS/LINERAR/STRUCTURAL w celu stosowania metody elementów skończonych [6] i CAD/SOLID WROKS/PART/ASSEMBLY/ MULTIPHYSICS w celu budowy bryłowego prototypu wirtualnego urządzenia mechatronicznego.

Użyte oprogramowanie umożliwia kompleksowe badanie stanu drgań urządzenia mechatronicznego.

Utworzone modele obliczeniowe będą użyte do obliczeń mających na celu odstrojenie układu mechanicznego od pracy w niebezpiecznych zakresach rezonansowych. Wartości

niebezpiecznych częstości rezonansowych uzyskuje się z wykorzystaniem doświadczalnej analizy modalnej. Końcowy efekt pracy będzie prowadził do określenia układu tłumienia niebezpiecznych drgań i zastosowania odpowiedniego materiału konstrukcyjnego do modułów składowych konstrukcji Robin Heart 1 [3].

2. Tworzenie modelu obliczeniowego

Badania numeryczne przeprowadzono dla różnorodnych położeń układu mechatronicznego względem otoczenia. Na rysunku 1 i 2 zaprezentowano dwa położenia łańcucha kinematycznego układu.

Przedstawiony model matematyczny został uwolniony od więzów i utwierdzony w przegubach dających możliwość obrotu w płaszczyźnie symetrii. W badaniach nie uwzględniano podstawy urządzenia ze względu na dużą sztywność kształtowników stalowych. Zastosowano podział continuum materiałowego (aluminium) przy pomocy czworościennych i sześciennych simpleksów bryłowych. Model dyskretny pokazano na rysunku 3. Stosowano adaptacyjne metody **p** i **h** poprawy własności modelu numerycznego oraz intuicyjne zwiększano liczbę elementów skończonych dla komponentów modelu w których przewidywano gwałtowny wzrost naprężeń.






Rys.3 Model numeryczny ramienia Robin Heart 1 [5]

Na rysunku 4 i 5 zaprezentowano częstotliwości drgań własnych dla kolejnych postaci drgań (modów) w położeniach mechanizmu 1 i 2.



Rys. 4 Wykres wartości częstotliwości drgań własnych dla kolejnych postaci (modów) dla położenia nr 1



Na rysunku 5 przedstawiono kolejne częstotliwości drgań własnych dla położenia numer 2.

Rys.5 Wykres wartości częstotliwości drgań własnych dla kolejnych postaci dla położenia nr 2

Na rysunku 6 zaprezentowano deformację efektora dla częstotliwości własnej równej 43,859 Hz.



Rys.6 Wykres deformacji struktury dla położenia nr 2 przy częstotliwości 43,859 Hz

Uzyskane w ramach numerycznej analizy modalnej częstotliwości drgań własnych są podstawą do przeprowadzenia ich optymalizacji.

3. Modelowanie naprężeń, odkształceń i deformacji

W celu odstrojenia modelu mechanizmu od niebezpiecznych zakresów rezonansowych utworzono algorytm optymalizacji kształtu gdzie zmiennymi decyzyjnymi była geometria modelu bryłowego. Do poszukiwania optimum zastosowano metodę elementów skończonych.

1

Funkcja celu definiująca problem ma postać:

$$f(x_1, x_2) = (f_i - f_z)^2 \tag{1}$$

fi – odstrajana wartość częstotliwości,

 f_z — zakładana wartość częstotliwości, x_1 —wymiar geometryczny x_2 —wymiar geometryczny

Zastosowano uproszczenia modelowe. Nie zbadano wpływu tarcia styk trokaru i narzędzia oraz oddziaływań wynikających z kontaktu narzędzia i tkanki serca. Analizowano ruch w płaszczyźnie głównej robota. Na rysunku 7 pokazano model dyskretny.



Rys.7 Model dyskretny robota Robin Heart 1 [5]

Model został podzielony na 72070 elementów skończonych o 128070 węzłach i 380670 stopniach swobody.

Obliczenia MES przeprowadzano dla modelu w położeniach 1 i 2. Uzyskano mapy naprężeń, przemieszczeń i odkształceń struktury na podstawie hipotezy HMH. Wyniki naprężeń dopuszczalnych i przemieszczeń pokazano na rysunkach 8 i 9. Uzyskano przemieszczenie końcówki operacyjnej równe jeden 0,1 [*mm*] dla obciążenia układu ciężarem własnym.





Rys.8 Naprężenie redukowane [5]

Rys.9 Mapa sumarycznego przemieszczenia [5]

Uzyskane zestawienie częstotliwości rezonansowych przedstawiono w tabeli 1. Zaprezentowano listę częstotliwości własnych dla ogniwa numer 1.

Liczba postaci drgań	Częstotliwość [Hz]	Okres [s]
1	0	-
2	0	-
3	0	-
4	0	-
5	0	-
6	0	-
7	1427.8	0.00070036
8	1538.3	0.00065009
9	2262	0.00044209
10	2370.1	0.00042193
11	2705.6	0.00036961

Tabela. 1 Lista częstotliwości rezonansowych

Na rysunku 10 i 11 zaprezentowano wykresy interesujących kształtów deformacji dla postaci 10 drgań o częstotliwości 2370.1 *Hz* i dla postaci 11 o częstotliwości 2705.6



Rys. 10 Wykres deformacji ogniwa nr 1 dla 10 postaci drgań [5]



Rys. 11 Wykres deformacji ogniwa nr 1 dla postaci 11 drgań [5]

Zgodnie z oczekiwaniami największa deformacja struktury następuje dla geometrii ścianek ogniw. Geometria ścianek stanowi zbiór zmiennych decyzyjnych w procesie optymalizacji.

4.Optymalizacja częstości drgań własnych – możliwości sformułowanego modelu numerycznego

Sformułowano funkcję celu określającą częstotliwość f drgań własnych ogniwa w celu pokazania możliwości obliczeniowych sformułowanego modelu jako:

$$f(x_{9}, x_{10}) \rightarrow \min, \qquad (2)$$

gdzie: x_{9}, x_{10} , stanowi zbiór zmiennych decyzyjnych (grubości ścianek kształtownika prostokątnego). Początkowe wartości zmiennych decyzyjnych wyniosły: $x_9 = 2 \[mm], x_{10} = 2 \[mm].$

Iteracyjny proces optymalizacji ma na celu odnalezienie minimum funkcji (2) przy zadanych ograniczeniach. Model umożliwia również poszukiwanie wartości maksimum funkcji (2).

Częstością drgań własnych można sterować zmieniając parametr współczynnika sztywności lub masy modelowanej geometrii zgodnie ze wzorem (3). Zwiększenie częstotliwości drgań własnych skutkuje zwiększeniem sztywności elementu konstrukcyjnego i mniejszą amplitudą odkształceń.

$$\omega_i = \sqrt{\frac{k}{m}}$$
(3)

Decyzja o przyjęciu zadania optymalizacji jako poszukiwania minimum lub maksimum zapada po przeprowadzeniu badań doświadczalnych. Zwiększenie częstotliwości własnych układu będzie powodowało zysk zwiększenia sztywności ogniw jednakże istnieje możliwość, że zwiększy się również prawdopodobieństwo pracy urządzenia mechatronicznego w zakresach rezonansowych ze względu na różnorodną konfigurację mechanizmu mechatronicznego przykładowo jak w położeniach 1 i 2 i w bardziej skomplikowanych.

Przyjęto następujące warunki ograniczające na zmienne decyzyjne (wymiary ogniwa):

$$2 \le x_9 \le 7 \tag{4}$$

$$2 \le x_{10} \le 7 \tag{5}$$

Określono ograniczenie na naprężenie redukowane **HMH** mając na uwadze wymaganą wartość współczynnika bezpieczeństwa równą 4. Za naprężenie niebezpieczne przyjęto granicę plastyczności aluminium R_e wobec czego ograniczanie określa się jako:

$$\sigma_H \le f \ [N \cdot m^{-2}], \tag{6}$$

stąd więc:

$$f = \frac{R_g}{4} = 4_5 \cdot 10^7 \ [N \cdot m^{-2}]. \tag{7}$$

Optymalne wartości zmiennych decyzyjnych uzyskano w 11. iteracji co zaprezentowano na rysunku 12.



Rys.12 Wartości zmiennych decyzyjnych dla kolejnych iteracji [5]

Wartości zmiennych decyzyjnych wyniosły $x_9 = 2 \ [mm], x_{10} = 7 \ [mm].$ Maksimum zmiennej x_{10} zapewnia spełnienie warunku wytrzymałości a minimum zmiennej x_9 zapewnia minimalizację częstotliwości drgań.

W jedenastej iteracji uzyskano optymalną wartość częstotliwości dla zadanych warunków równą 1518,3 [Hz]



Rys.13 Wartości zmiennych decyzyjnych w poszczególnych iteracjach [5]

Pożądaną częstość drgań uzyskano poprzez modyfikację geometrii (zwiększenie grubości ścianki).

513



Rys.14 Wartości zmiennych decyzyjnych w poszczególnych iteracjach [5]

Naprężenie redukowane wg hipotezy energii czystego odkształcenia postaciowego Hubera w przebiegu kolejnych iteracji procesu optymalizacji pokazano na rysunku 14.

5. Wnioski

Podstawowym efektem pracy jest sformułowanie modelu numerycznego przy wykorzystaniu metod komputerowego wspomagania CAE, który umożliwia przy wykorzystaniu metody MES przeprowadzenie analizy naprężeń, przemieszczeń, częstotliwości drgań własnych mechanizmu mechatronicznego i opracowano uniwersalną metodykę jego tworzenia dla określonej grupy urządzeń.

Model umożliwia również odstrajanie układu mechatronicznego od częstotliwości rezonansowych.

Na obecny moment autor nie przeprowadził doświadczalnej analizy modalnej układu robota Robin Heart 1 wobec czego nie można porównać wyników numerycznych z wynikami badań doświadczalnych dla przyjętych warunków modelowania co oznacza, że nie można na jego podstawie formułować pełnych wniosków dotyczących nadania optymalnej geometrii ogniw mechanizmu tj. takiej dla której układ mechatroniczny nie pracuje w zakresach rezonansowych.

Literatura

[1] O. Zienkiewicz Metoda Elementów Skończonych. Arkady. Warszawa (1972)

[2] L Leniowska. Mechatronika. PAJ - Press. Rzeszów (2011)

[3] Z. Nawrat. Advances in Biomedical Technology. M-studio Zabrze (2007)

[4] <u>www.ansys.com</u>

[5] G. Ilewicz *Optymalizacja czynności ruchowych końcówki operacyjnej telemanipulatora kardiochirurgicznego*. Rozprawa doktorska. Gliwice (2011)

[6] Z. Osiński Teoria drgań. PWN. Warszawa (1978)

Adaptacyjny system redukcji transmisji wibroakustycznej z wieloma niezależnymi pętlami sprzężenia zwrotnego

An Adaptive Vibroacoustic Control System With Multiple Independent Feedback Loops

Łukasz J. Nowak^{*}

^{*}Institute of Fundamental Technological Research, Pawińskiego 5B, 02-106 Warsaw E-mail: lnowak@ippt.pan.pl

Abstract

An active control system for reduction of vibroacoustic emission of plate structures with arbitrary boundary conditions is presented. The aim of the control is to minimize the amplitude of the acoustic pressure in a specified point of the surrounding space. The paper consists of three parts. The first part describes the developed and implemented algorithms for determining acoustic radiation characteristics and the optimal control parameters. In the second part the developed numerical models and the results of the simulations are described. The third part presents the physical implementation of the control system and the experiments performed in an anechoic chamber. Acoustic radiation characteristics of the considered structures and the control performance of the developed system are investigated and the results are compared to the results of the simulations.

1. Introduction

The present article describes selected issues concerning development and construction of an active vibroacoustic control system intended for reduction of noise generated by vibrating plate structures with arbitrary boundary conditions. The subject of the study fall within the scope of the active noise and vibration control methods, which have been intensively developed over the past several decades. The popularity of research in this area results from the increasing requirements on the permissible noise levels in different applications on the one hand, and from the continuing progress of technological resources which allow to meet those requirements on the other. Although the fact that some of the developed solutions become mature enough to be deployed in the industry, many unsolved problems related with the concerning active control issues are still under investigation.

A broad review of different theoretical issues and practical solutions concerning active vibroacoustic control systems is presented, for example, in [1,2]. Most of the studies devoted to the vibrations of plates focus on the structures with specific boundary conditions, which may be accurately described using analytical formulas. Such approaches allow for deriving equations describing the parameters of the generated acoustic field or the control system. However, the results cannot be easily expanded into more general cases. In

the present study arbitrary boundary conditions are assumed, which means that no analytical solutions describing neither the modal parameters of the vibrating plate structure nor the acoustic pressure field distribution are known. A new form of description of the considered system is introduced in order to derive the optimal control algorithm.

The necessary elements of each closed-loop active control system are the sensors, which allow to determine current state of the controlled object and the actuators to apply the control forces. Among the variety of methods of implementing those functions most popular is by using piezoelectric transducers, which – due to the reciprocity of the piezoelectric effect – can serve as both sensors and actuators. The shape, size and location of the single transducer attached to the surface of the controlled structure determine its ability to sense or induce specific vibrational modes [3-5]. The number and positioning of the sensor-actuator pairs creating the feedback control loops are the important parameters determining stability and performance of the developed active control system. This problem will be only briefly discussed in the present paper, the more detailed analysis of related issues have been described in [5].

In terms of view of the control system stability it is convenient to use collocated sensor-actuator pairs [5]. The practical implementation of such configuration can be implemented in two ways: by using single transducer for sensing and applying the control forces, as it is described in [6,7] or by using two transducers attached symmetrically on the both sides of the considered structure. Both methods have been investigated experimentally. It has been found out that developing the feedback control loops basing on single piezoelectric transducer imposes very high demands on the parameters of the driving electronic circuit and has a number of significant disadvantages - especially in the context of the considered case of arbitrary boundary conditions. For that reason the developed active control system uses feedback loops with two (or more) piezoelectric transducers, each of which acts either as sensor or actuator, but never as both simultaneously. Some technical aspects and the developed method for preparing the composite structures with the described transducer configuration will be described further.

Among the variety of issues considered in the different studies devoted to the active vibroacoustic control relatively little attention has been given to the influence of the different parameters of the driving electronic circuits on the performance and stability of the real implemented system. The present approach highlights the impact of the chosen hardware properties on the obtained results. An important distinguishing feature of the developed and constructed active control system is separation of the main feedback path, which is realized as an analogue electronic circuit based on variable gain amplifiers, from the digital part used for analysis of the signal from sensors and determining optimal gains with the dedicated optimal control algorithm.

The main objective of the considered active control system is to minimize the amplitude of the acoustic pressure radiated by the vibrating plate structure in the specific point of the surrounding space. In order to perform this task the knowledge about the vibrational characteristics and corresponding acoustic radiation characteristics of the considered structure is required. Due to the undertaken assumptions about the boundary conditions no analytical formulas describing the sought parameters are known and they are determined with the numerical simulations. The eigenfrequencies and the corresponding vibrational mode shapes are computed using the Finite Element Method with Comsol Multiphysics software. The distribution of the acoustic pressure in the surrounding space is determined using the Indirect Variational Boundary Element Method with developed algorithms and software, which will be briefly described further.

The influence of the inertial loading introduced by the surrounding medium on the vibrational characteristics of the considered structure has also been investigated. It has been shown [8] that in case of the considered plates vibrating in air the determined characteristics are not significantly affected by the presence of the medium. This fact justifies decoupling of the mechanical and acoustical simulations.

2. Problem statement

The considered issues will be analyzed on an example of the rectangular plate structure made of aluminum with dimensions 20 cm (width) x 30 cm (height) x 1 mm (thickness), clamped by a part of one of the shorter edges, with all other edges free. The piezoelectric transducers, made of Pz29 piezoceramics (Ferroperm), are also rectangle in shape with dimensions 2 cm (width) x 3 cm (height) x 0.3 mm (thickness). They are attached symmetrically on both sides of the considered plate. The geometry of the considered problem is presented in Fig.1. To simplify the description it is assumed that the plate is located in the plane z=0 of the considered coordinate system.



Fig. 1 Geometry of the considered problem

The vibrational motion of the considered plate structure is described with Kirchhoff's thin plate equation [9]:

$$D\left(\frac{\partial^4 w}{\partial x^4} + 2\frac{\partial^4 w}{\partial x^2 \partial y^2} + \frac{\partial^4 w}{\partial y^4}\right) + \rho h \frac{\partial^2 w}{\partial t^2} = -f(x, y, t), \tag{1}$$

where $D = \frac{Eh_s^3}{12(1-v^2)}$ is plate bending stiffness dependent on the thickness of the plate h_s

and on the material parameters: Young's modulus *E* and the Poisson's ratio v. ρ is the density of the material.

Function f(x,y,t) describes the external pressure applied to the surface of the controlled structure.

Analytical solutions of equation (1) in case of arbitrary boundary conditions are not known. It is assumed that the external excitation force is harmonic with angular frequency ω and specified spatial distribution F(x,y):

$$f(x, y, t) = F(x, y)e^{j\omega t}, \qquad (2)$$

The sought solution of the equation (1) can be written as a sum of the infinite number of modal components and approximated by a finite number N of them:

$$w(x, y, t) = e^{j\omega t} \sum_{n=1}^{\infty} W_n \Phi_n(x, y) \approx e^{j\omega t} \sum_{n=1}^{N} W_n \Phi_n(x, y), \qquad (3)$$

where $n=1,2,3,..., W_n$ is the amplitude of the vibrational mode *n* and $\Phi_n(x, y)$ is its shape function. The excited modal amplitudes can be computed using relation [10]:

$$W_{n} = \frac{\int_{0}^{\infty} \int_{0}^{b} F(x, y) \Phi_{n}(x, y) dx dy}{\rho h_{s} (\omega^{2} - \omega_{n}^{2}) \int_{0}^{a} \int_{0}^{b} \Phi_{n}^{2}(x, y) dx dy} = \frac{F_{n}}{\rho h_{s} (\omega^{2} - \omega_{n}^{2}) \int_{0}^{a} \int_{0}^{b} \Phi_{n}^{2}(x, y) dx dy},$$
(4)

where ω_n is the angular frequency corresponding to the eigenfrequency of mode *n* and F_n denotes the modal component *n* of the external excitation force.

The considered active control system includes a number of M independent feedback loops each of which consists of a single piezoelectric sensor, signal conditioning circuit and variable gain amplifier through which the reversed and amplified input signal is fed back to the corresponding piezoelectric actuator. The objective is to minimize the amplitude of the acoustic pressure in the specified point in the surrounding space indicated

by the vector \vec{R} . The system performs the following tasks:

a b

- determination of the angular frequency ω and estimation of the modal components F_n of the external excitation force
- computation of the optimal gains vector G for the feedback loops for which the resulting form of vibrations of the considered structure will cause the lowest possible noise level in the given point of the surrounding space
- applying the gains to the amplifiers and monitoring for further changes of the primary external excitation signal

3. Piezoelectric sensors and actuators

For the purposes of the further description of the presented active vibroacoustic control system following functions describing the properties of the piezoelectric sensors and actuators are introduced:

• the sensor modal sensitivity function described as:

$$S_n = K \frac{Q_n}{W_n} = K \frac{-(h_p + h_s)e_3}{2} \int_{y_1 x_1}^{y_2 x_2} \frac{\partial^2 \Phi_n}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \Phi_n}{\partial y^2} dx dy, \qquad (5)$$

where Q_n is the amplitude of the electric charge induced on the sensor as a response to the modal component *n* with amplitude W_n , $K\left[\frac{V}{C}\right]$ is the gain of the signal conditioning circuit

attached to the sensor and e_3 is the piezoelectric material constant.

- the actuator modal selectivity defined as:
 - 518

$$A_{n} = \frac{EIK^{f} d_{3}}{h_{p}h_{s}\rho(\omega_{n}^{2} - \omega^{2}) \iint_{\Omega} \Phi_{n}^{2}(x, y) d\Omega} \int_{y_{1}x_{1}}^{y_{2}x_{2}} \frac{\partial^{2}\Phi_{n}}{\partial x^{2}} + \frac{\partial^{2}\Phi_{n}}{\partial y^{2}} dx dy, (6)$$

where *I* is the cross-sectional moment of inertia, K^{f} is the material-geometric constant dependent of material properties of the piezo-ceramics and type of actuator (symmetric or antisymmetric) [1], Ω denotes plate's surface and d_{3} is the piezoelectric material constant.

The sensor modal sensitivity, expressed in volts per meters describes the amplitude of voltage on the output of the signal conditioning circuit connected to the piezoelectric transducer as a response to the vibrational mode n with the unit amplitude W_n . The actuator modal selectivity is expressed in meters per volt and describes the amplitude of the specified vibrational mode that would be invoked by the actuator driven by a harmonic voltage of unit amplitude in the absence of any other excitation forces acting on the considered structure. One should notice that the modal selectivity – in contrast to the defined modal sensitivity function – depends on the frequency.

4. Acoustic radiation

In order to determine the optimal feedback gains of the active control system the knowledge about the acoustic radiation characteristics of the subsequent vibrational modes of the considered plate structure is required. The acoustic pressure satisfies the Helmholtz equation:

$$\Delta p + k^2 p = 0, \tag{7}$$

where k is the acoustic wavenumber. The free-field acoustic conditions are considered. Equation (7) is solved for Neumann boundary conditions imposed on the whole surface of the plate:

$$\frac{\partial p}{\partial \vec{n}}\Big|_{(x,y)} = \omega^2 \rho_a W_n \Phi_n(x,y), \qquad (8)$$

where ρ_a is the density of air and \vec{n} is the unit vector perpendicular to the surface of the plate. The obtained solution must also satisfy the Sommerfeld radiation condition:

$$\lim_{\bar{R}\to\infty}\vec{R}\left(\frac{\partial p}{\partial\bar{R}}+jkp\right)=0,,\qquad(9)$$

Equation (7) with conditions (8) and (9) has to be solved numerically. To perform this task the Boundary Element method has been chosen as the most convenient due to the fact that - in contrast to the Finite Element Method - it does not require the discretization of the entire acoustic domain. On the other hand, BEM is usually much more computationally expensive than FEM, but the simple geometry of the considered problem allows for using some clever algorithms and significant reduction of the computation time.

The Boundary Element Method is commonly used for solving acoustic problems and in has been widely described in literature (see, for example [11–13]). However, due to the fact that the considered issue is an external acoustic problem with open boundary surface the only applicable variant of BEM is the Indirect Variational Boundary Element Method (IVBEM), which is not described in most of the relevant literature at all or in very general manner. The detailed description of IVBEM can be found in [14] and some practical examples of using this method are presented in [15]. For the purpose of the

presented study a complete IVBEM solver has been developed and implemented using the Matlab software.

The considered problem may be regarded as a special case of an exterior acoustic problem with closed boundary by considering both sides of the plate as separate surfaces denoted Ω^+ and Ω^- , where $\Omega = \Omega^+ \cup \Omega^-$. The double layer potential is equal to the difference of the acoustic pressure on the both sides of the plate:

$$\mu\left(\vec{R}_{a}\right) = p\left(\vec{R}_{a}^{+}\right) - p\left(\vec{R}_{a}^{-}\right),\tag{10}$$

where \vec{R}_a denotes source point on the surface of the considered plate and the + and – signs

denote opposite sides of the structure. The acoustic pressure in any point \vec{R} is described with following integral formulation [14]:

$$p(\vec{R}) = \iint_{\Omega} \mu(\vec{R}_a) \frac{\partial G(\vec{R}, \vec{R}_a)}{\partial \vec{n}} d\Omega(\vec{R}_a), \qquad (11)$$

where $G(\vec{R}, \vec{R}_a)$ is Green's function, which in the considered case is equal:

$$G\left(\vec{R},\vec{R}_{a}\right) = \frac{e^{-jk\left(\vec{R}-\vec{R}_{a}\right)}}{4\pi\left(\vec{R}-\vec{R}_{a}\right)}.$$
(12)

Taking into account the assumed boundary conditions (8) and using the equivalent variational statement to solve the resulting equation it can be shown, that the sought solution will minimize the following functional [14]:

$$J = 2 \iint_{\Omega} j \omega \rho \mu(\vec{R}) V_n(\vec{R}) d\Omega(\vec{R}) + \iiint_{\Omega} \bigcup_{\Omega} \mu(\vec{R}) \mu(\vec{R}_a) \frac{\partial^2 G(\vec{R}, \vec{R}_a)}{\partial \vec{n}(\vec{R}) \partial \vec{n}(\vec{R}_a)} d\Omega(\vec{R}) d\Omega(\vec{R}_a),$$
(13)

Where $V_n(\vec{R})$ denotes the amplitude of the normal velocity at the point on the surface of

the plate indicated by the vector \vec{R} . The differential term in the double surface integral in equation (13) is highly singular. In the implemented solver it has been substituted with an equivalent, less singular form [14,15].

The boundary surface Ω is discretized into a number of boundary elements. Inside the elements the double layer potential value is approximated by a sum of unknown nodal values multiplied by prescribed shape functions, which are only defined within the specific elements. The global shape functions are defined for each approximation node *i*, equal to the local shape functions inside every element to which the node belongs and 0 everywhere else. Those functions allow to compile the global matrix equation which is solved for the unknown nodal values of the double layer potential. Basing on the obtained results the acoustic pressure in any point of the space surrounding the considered plate structure is computed by numerical integration of the discretized form of equation (11).

The procedure briefly described above has been implemented with the Matlab environment and used for computation of modal radiation characteristics of the considered vibrating plate structure. The model input are the amplitudes of the normal velocities on the nodal points of the plate. The modal shape functions have been determined using the Finite Element Method model for solving the eigenfrequency problem and the maximum velocity

values were obtained experimentally using laser vibrometer. The locations of the points with maximum amplitudes have been determined with the FEM model. The developed IVBEM solver generates separate quadrilateral mapped mesh and approximates the nodal values. Due to the fact, that the chosen method requires computing double surface integrals over the whole considered domain the computational cost would increase dramatically with the mesh density if all of the matrix equation elements were determined independently. However, the developed solver takes advantage of simple geometry of the considered problem and uses the similarity properties of the elements of the generated mapped mesh to find as many symmetries between the elements of the matrices as possible. As a result, the implemented algorithms allow to shorten the time of the computations up to several minutes even in case of relatively dense meshes on a standard PC computer.

Obtained results of numerical simulations were used to validate the results of the experimental investigations performed in an anechoic chamber. In the experiments the plate has been excited to vibrate by a pair of piezoelectric transducers, attached symmetrically on the both sides of the structure. The actuators were driven with a harmonic signal and the measurements of the acoustic pressure distribution were performed using precise B&K electret microphones and amplifiers. The examined plate structure during the acoustic measurements is presented in Fig.2.



Fig. 2 Acoustic measurements in an anechoic chamber

The exemplary obtained results of the experiments, compared to the results of numerical simulations are presented in Fig.3. The graphs show the designated SPL values in the axis perpendicular to the plate's surface, intersecting the structure at its geometric center. Fair agreement between the obtained values is observed, however some significant discrepancies (up to several dB) also occur in the specific points in the near-field zone.

5. Control algorithm

The acoustic pressure in any point of space surrounding the considered vibrating plate structure is described with a complex value. The aim of the control is to modify the vibration characteristics of the plate in such way, that the amplitude of the acoustic pressure will reach minimum in the selected point. Thus, due to the linearity of the considered problem, the cost function can be defined as follows:

$$f_{c}(W_{1},...,W_{N}) = p_{re}^{2}(W_{1},...,W_{N}) + p_{im}^{2}(W_{1},...,W_{N}) = \left[\sum_{n=1}^{N} P_{n}^{re}W_{n}\right]^{2} + \left[\sum_{n=1}^{N} P_{n}^{im}W_{n}\right]^{2}, (14)$$

where p_{re} and p_{im} denote the real and imaginary part of the acoustic pressure in the specified point respectively and the *P* coefficients with corresponding superscripts will be referred to as the modal radiation coefficients.



obtained for two exemplary vibrational modes

To introduce the developed control algorithm, the active vibroacoustic control system with a single feedback loop will be discussed first. The feedback gain is equal G. Following matrices and vectors are introduced:

$$\underline{A} = \begin{bmatrix} A_1 \\ \vdots \\ A_N \end{bmatrix}, \underline{S} = \begin{bmatrix} S_1 \\ \vdots \\ S_N \end{bmatrix}, \underline{F} = \begin{bmatrix} F_1 \\ \vdots \\ F_N \end{bmatrix}, \underline{W} = \begin{bmatrix} W_1 \\ \vdots \\ W_N \end{bmatrix}, \underline{M} = \begin{bmatrix} GA_1S_1 & \cdots & GA_1S_N \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ GA_NS_1 & \cdots & GA_NS_N \end{bmatrix}.$$
(15)

Following equation describing the modal amplitudes of the considered vibrating plate structure with the closed-loop active control can be written:

$$\underline{W} = \left(\underline{I} + \underline{M}\right)^{-1} \underline{F},\tag{16}$$

where \underline{I} is N by N identity matrix. To compute the modal amplitudes vector one should notice that the \underline{M} is a first order matrix which can be written as a product of two vectors and a scalar:

$$M = G\underline{AS}^T . (17)$$

Thus, the inverse matrix in equation (16) can be determined using Sherman-Morrison formula and the real and imaginary part of the acoustic pressure given with equation (14) can be computed using following relation:

$$\sum_{n=1}^{N} P_n W_n = \underline{P}^T \underline{W} = \underline{P}^T \underline{F} - \frac{\underline{P}^T G \underline{A} \underline{S}^T \underline{F}}{1 + G \underline{A}^T \underline{S}},$$
(18)

where P_n denote modal radiation coefficients (either real or imaginary) and \underline{P} is the *1xN* vector containing those coefficients. Basing on the equation (18) it can be shown, that for the considered system three cases and three control strategies are possible:

- 1. The real (or imaginary) part of the acoustic pressure monotonically decreases with the increasing feedback gain
- 2. The real (or imaginary) part of the acoustic pressure monotonically increases with the increasing feedback gain
- 3. The real (or imaginary) part of the acoustic pressure has a single global minimum equal to 0 in the interval $G \in \langle 0; \infty \rangle$

The developed algorithm for control system with multiple independent feedback loops uses analogous scheme. Matrix \underline{M} from equation (17) can be in such case written as a sum of first order matrices and the iterative Sherman-Morrison formula is used to determine the vector of modal amplitudes. Optimization procedure is more complicated in this case, but it has been proven that the global minimum of the considered value can always be found with fast iterative process of adjusting subsequent feedback gains.

However, it is the amplitude of the acoustic pressure that is of interest rather than its real or imaginary components. It is quite obvious that the global minimum of the defined cost function (14) will obey following relation:

$$f_c^{\min} \ge \left(p_{re}^{\min}\right)^2 + \left(p_{im}^{\min}\right)^2, \tag{19}$$

where p_{re}^{\min} and p_{im}^{\min} are the determined global minima of the real and imaginary part of the acoustic pressure in the specified point of space. Using the equation (19) the theoretical "efficiency" of the found global minimum of the cost function can be computed. The efficiency will be highest if the global minima of the complex components will occur for the same gain values. If computed efficiency is low any standard numerical optimization procedure can be deployed in order to find another gain values which may provide better noise reduction.

The procedure of determining optimal feedback gains values described above is based on assumption that the parameters of external disturbance, which is the primary source of the vibrations of the considered plate, are known. However, the only information about the state of the structure available for the control system are the voltage signals from piezoelectric sensors. Due to the fact, that the number of feedback loops is limited in most cases it is not possible to obtain unique solution of the problem of determining modal components of the disturbance basing only on this knowledge. In order to perform this task special algorithm has been developed, which takes the advantage of all of the information about the controlled structure that it is possible to provide. The algorithm implements this knowledge in a form of a weight factors, which describe the probable, desired relations between the elements of vector \underline{F} . Those weights can be computed basing on the measured excitation frequency and known eigenfrequencies values, but they may also take into account any probable spatial distributions of the external forces in cases when the disturbance source or propagation paths are known. Then the overdetermined system of equations is compiled from the described assumed relations between the modal components and the equations binding the measured voltages and the reponse of the sensors to the disturbance. An additional regularization parameter is introduced to set the proportion of impact of those two parts on the final result. The equation system is solved for different

values of this parameter and – finally – optimal vector \underline{F} is found for which the errors between the computed modal components and desired and measured values are minimum.

6. Experimental investigations

The developed active vibroacoustic control system has been implemented and investigated experimentally in laboratory conditions and in an anechoic chamber. The considered plate structure, which was the subject of the described research is presented in Fig.2. The control system and the equipment used for measurements are presented in Fig.3.

The system consists of two main parts. First, including four feedback loops was developed as a fully analogue electronic circuit. Each of the control loops consists of signal conditioning circuit, variable gain amplifier and power amplifier for driving the piezoelectric actuator. The phase shift between the input and output signal can be set to 0 or 180 degrees in order to ensure compliance with different sensor-actuator configurations.



Fig. 3. Analogue part of the developed control system (right) and the laboratory stand used for experimental investigations: 1) B&K microphone amplifier, 2) power supply, 3) oscilloscope, 4) signal generator, 5) controller, 6) laptop with the eveloped software for data acquisition and control, 7) NI cRIO device with FPGA module

The gain of the feedback loops is set and controlled by the digital part of the system, which was created using NI cRIO platform with FPGA module and fast, high-resolution analog-digital and digital-analog converters. The gain value for each loop is determined by a DC voltage set at proper outputs of the DAC module. The data acquired from sensors, gains and signals driving actuators can be viewed anytime via ethernet using the developed software.

The developed solution with separation of the digital part from the feedback paths ensures low noise level and almost no time delays introduced by the electronic circuits and significantly reduces the demands on the parameters of the control logic, which in fact do not even have to operate in the real-time mode.

The acoustic measurements considered different points of space in the anechoic chamber and were taken for many different excitation frequencies and varying configurations of the active control system (four feedback loops acting either alone or in various combinations). Some exemplary results of the experimental investigations are presented in Fig.4 and Fig.5. It can be seen that the amplitude of the acoustic pressure in the specified point significantly decreases with increasing values of the feedback gains. Almost 10 dB difference between the measured SPLs is observed. However, it should be noted that

the results considerably differed, depending on the excitation frequency and the chosen sensor-actuator pair. In some cases almost no reduction or even amplification of the acoustic pressure with increasing feedback gains was observed. This conclusion is consistent with the theoretical description presented in the previous section. Equation (18) clearly indicates that the character of the observed modifications of the acoustic pressure distribution strongly depends on the modal parameters of the chosen sensor-actuator pair and the characteristics of the imposed external disturbance.

The experimental study also revealed some stability problems of the considered control system. Although the fact that the collocated sensor-actuator pairs should ensure absolute stability, the presented theory does not take into account inaccuracies in positioning elements and real characteristics of transducers and electronic elements. Those factors remain insignificant under favorable conditions but in some cases they may cause the system to self-excite at higher eigenfrequencies of the considered plate structure.



Fig. 4 Measured SPL as a function of feedback gain value, 5 cm from the plate center point in the z axis for two different feedback loops operating alone



Fig. 5 Measured SPL as a function of feedback gain values, 5 cm from the plate center point in the z axis for two different feedback loops operating together

7. Conclusions

An adaptive vibroacoustic control system has been developed, implemented and investigated experimentally for its performance in reduction of acoustic radiation of plate structures with arbitrary boundary conditions. Performed studies confirmed high capabilities of the system but, at the same time, revealed some potential stability problems resulting from imperfections of the real components, which were not taken into account in the theoretical and numerical modeling.

The scope of the work covers a wide range of tasks including theoretical, numerical and experimental investigations together with developing algorithms, electronic circuits and software for the active vibroacoustic control system. Created solutions form the basis for further research on the improvement of the system performance.

Acknowledgments

Financial support of the National Science Centre - Project "Adaptive Composite Noise Absorbers" (No. UMO-2011/01/N/ST8/07755) is gratefully acknowledged.

Literature

[1] C.R. Fuller, S.J. Elliott, P.A. Nelson, *Active Control of Vibration*, Academic Press, London (1996)

[2] L. Leniowska, *Aktywne metody redukcji drgań płyt kołowych*, Wydawnictwo Uniwersytetu Rzeszowskiego, Rzeszów (2006)

[3] C.K. Lee, F.C. Moon, *Modal sensors/actuators*, Journal of Applied Mechanics, **57**, 434–441 (1990)

[4] C.K. Lee, F.C. Moon, *Theory of laminated piezoelectric plates for the design of distributed sensors/actuators. Part I: Governing equations and reciprocal relationships*, J. Acoust. Soc. Amer., **87**(3), 1144-1158 (1990)

[5] Ł. Nowak, T.G. Zieliński, *Determining the optimal locations of piezoelectric transducers for vibroacoustic control of structures with general boundary conditions*, Proceedings of the International Conference on Noise and Vibration Engineering, Leuven (2012)

[6] J.S. Vipperman, *Adaptive piezoelectric sensoriactuators for active structural acoustic control*, PhD thesis, Duke University (1997)

[7] J.S. Vipperman, R.L. Clark, Implementation of an adaptive piezoelectric sensoriactuator, J. Acoust. Soc. Amer., **34**(10), 2102-2109 (1996)

[8] L. Nowak, T.G. Zieliński, *Acoustic Radiation of Vibrating Plate Structures Submerged in Water*, Hydroacoustics, **15**, 163-170, (2012)

[9] A. W. Leissa, M. S. Qatu, *Vibrations of Continious Systems*, McGraw-Hill, New York (2011)

[10] I.Malecki, Teoria fal i układów akustycznych, PWN, Warszawa (1964)

[11] S. Kirkup, *The Boundary Element Method in Acoustics*, Integrated Sound Software (2007)

[12] L. Gaul, M. Kogl, M. Wagner, *Boundary Element Methods for Engineers and Scientists*, Springer (2003)

[13] P. Jabłoński, Metoda Elementów Brzegowych w Analizie Pola

Elektromagnetycznego, Wydawnictwo Politechniki Częstochowskiej, Częstochowa (2003) [14] W. Desmet, *Boundary Element Method in Acoustics*, Notes from ISAAC 23 - course on applied and numerical acoustics, Leuven (2012)

[15] A. Alia, M. Souli and F. Erchiqui, *Variational boundary element acoustic modeling over mixed quadrilateral-triangular element meshes*, Commun. Numer. Meth. Engn, **22**, 767-780 (2006)

[16] W. Wang, N. Atalla, *A numerical algorithm for double surface integrals over quadrilaterals with a 1/R singularity*, Commun. Numer. Meth. Engn, **11**, 885-890 (1997)

INDEKS AUTORÓW • AUTHOR INDEX

Batko Wojciech, 255, 261 **Bismor Dariusz,** 481 Bogusz Edyta, 429 Brachmański Stefan, 435 Brawata Krzysztof, 121, 132, 239 Ciesielka Wojciech, 274 Czajka Ireneusz, 228 Czajka Ireneusz, 395 Czopek Dorota, 429 Dabrowski Kamil, 496 **Dulkiewicz Piotr**, 55 **Dyszlewska Krystyna**, 79 Dziechciński Paweł, 359 Felis Józef, 372 Filipek Roman, 274 Flach Artur, 372, 418 Gołaś Andrzej, 228, 274 Gorazd Łukasz, 159, 220 Górzeński Radosław, 170 **Grochowina Marcin**, 55 Gudra Tadeusz, 105 Ilewicz Grzegorz, 505 Jakubowska Izabela, 449 Jurkiewicz Jerzy, 220 Kamisiński Tadeusz, 121, 132, 239, 372, 418 Kardyś Witold, 385 Kasprzak Cezary, 68, 328 Kazimierska-Grebosz Marianna, 79 Kinach Roman, 121 Kluk Piotr, 385 Kłaczyński Maciej, 287, 298 Kogut Paweł, 385 Kompała Janusz, 310

Kopania Joanna M., 79 Kos Paweł, 465 Kosała Krzysztof, 317 Kozerska Katarzyna, 310 Leniowska Lucyna, 55, 465 Lapka Wojciech, 170, 183, 196 Małecki Paweł, 328 Mazan Dominik, 465 Mickiewicz Witold, 407 Mikulski Witold, 449 Milewski Andrzej, 385 Mleczko Dominik, 298 Niewczas Bogdan, 372 Nowak Łukasz J., 515 Olszewski Ryszard, 328 Opieliński Krzysztof J., 23, 105 Orzech Łukasz,209 Pawlik Paweł, 261 **Pilch Adam,** 372, 418 Potępa Łukasz, 91 Pruchnicki Paweł, 105 Przysucha Bartosz, 255, 261 Radosz Jan, 334 Rdzanek Witold J., 13 Rogowska Agata, 455 Rubacha Jarosław, 121, 132, 239 Rudno-Rudzińska Barbara, 345 Rudno-Rudziński Krzysztof, 143 Sierżęga Mariusz 465 Składzie Jacek, 91 Snakowska Anna, 220 Steczko Andrzej, 91 Suder-Debska Katarzyna, 228, 395

Szaleniec Joanna, 91 Szeląg Agata, 121, 132, 239 Szymański Michał, 170 Śnieć Paweł, 395 Trojanowski Roman, 328 Weyna Stefan, 407 Wiciak Jerzy , 429, 496 Wszołek Tadeusz, 298 Wszołek Wiesław, 91 Zastawnik Marcin, 418 Żera Jan, 455