

MODULACJE NIEZAMIERZONE W DIAGNOZOWANIU GŁOŚNIKA

Piotr KRZYWORZEKA
Witold CIOCH

Katedra Mechaniki i Wibroakustyki
Akademia Górniczo-Hutnicza
Al. Mickiewicza 30, 30-065 Kraków
krzyworz@agh.edu.pl

Streszczenie

Autorzy starają się spojrzeć na związane z pracą głośnika modulacje ciśnienia akustycznego, jako na źródło informacji diagnostycznej. Odtworzenie niskoenergetycznych sygnałów modulujących może dostarczyć symptomów stanu technicznego bądź eksploatacyjnego urządzenia. Warunkiem jest określenie symptomatycznych modulacji oraz wybór adekwatnej procedury demodulacji zapewniającej ich skuteczną selekcję. W przeprowadzonych eksperymentach zbadano skuteczność pętli synchronizacji fazy dla modulacji dopplerowskich kąta oraz metody obwiedni dla demodulacji AM.

Słowa kluczowe: diagnostyka, modulacja, synchronizm

SPEAKER DIAGNOSTICS USING SPONTANEOUS MODULATIONS EFFECTS

Summary

Inter-modulating distortion IMD corrupt often wide band speaker sound and may cause serious deterioration of perceived sound quality. Direct selection of spectral sidelobes near carrier frequency confounds various modulations results. Furthermore standard dual-tone test does not reflect the degree of audibility (not only in authors opinion). On the contrary some of its results may be useful for faultfinding or speaker malfunction diagnostics. Both cases need appropriate demodulation procedure. In the paper PLL and envelope method are examined in order to recovery and select symptomatic PM or AM modulations of speaker sound.

Keywords: diagnostics, intermodulation, synchronization

1. DIAGNOZOWANIE CZEGO ?

Odtwarzanie szerokiego pasma częstotliwości akustycznych przez jeden głośnik dynamiczny stwarza ryzyko zniekształceń sygnału bynajmniej przez kompozytora odtwarzanego utworu ani też konstruktora sprzętu niezamierzonych. Nieliniowości mechanicznej natury stanowią główną przyczynę wystąpienia modulacji składowych sygnału o częstotliwościach wyższych przez wysokoenergetyczne składowe bliskie częstotliwości rezonansu głównego, powodujące znaczne wychylenia membrany. Już niewielkie zniekształcenia intermodulacyjne *IMD* są słyszalne dostarczając niemiłych wrażeń estetycznych. Stąd ich efektywny i dokładny pomiar stanowi ważny element diagnozowania wyrobu [2, 9]. Efekty zniekształceń nieliniowych, z trudem poddają się jednoznacznej ocenie. Udział poszczególnych źródeł nieliniowości niełatwo jest rozróżnić bezpośrednio w sygnale odpowiedzi badanego głośnika, a zastosowanie złożonych sygnałów testowych, np. wielotonowych, zadanie to jeszcze utrudnia [1].

Wymuszenie wielotonowe stwarza niewątpliwie warunki pracy bliższe właściwej eksploatacji głośnika, ale jak stwierdzają jego najbardziej zagorzali zwolennicy [1], nie daje ilościowej miary zniekształceń odpowiedzialnych za pogorszenie jakości odsłuchu. Stanowiąc może jedynie podstawę dla zrozumienia subiektywnych różnic w percepcji, co zdaje się dobrze dokumentować obszerny artykuł przeglądowy [1] i kilkanaście innych (referencje tamże).

Obiecującym globalnym obrazem zachowań głośnika wydają się modele Voltery pod warunkiem trafnego wyboru ich rzędu. Jednak modele wyższego rzędu wymagają mocy obliczeniowych o kilka rzędów przewyższających możliwości rozpowszechnionego sprzętu. Mogą one natomiast w przyszłości okazać się przydatne dla diagnozowania prototypów przetworników E-A oraz gotowych wyrobów seryjnych.

Ciągle zatem test odsłuchowy pozostaje najbardziej wiarygodnym kryterium rozstrzygającym o jakości reprodukcji dźwięku w konkretnej sytuacji – rozstrzygającym, choć niezupełnie obiektywnym. Natomiast w diagnozowaniu głośnika, dla rozróżnienia kategorii stanu eksploatacyjnego SE

i stanu technicznego ST, bardziej niż końcowy efekt reprodukcji, istotne wydaje się rozeznanie przyczyn i ocena składowych zniekształceń nieliniowych, powstających w kontrolowanych i powtarzalnych warunkach eksperymentu ich identyfikacji założonym sygnałem testowym niekoniecznie podległym ocenie subiektywnej.

2. ZNIEKSZTAŁCENIA INTERMODULACYJNE

Przy równym udziale energetycznym, potencjalne największe pogorszenie jakości reprodukcji powodują niezamierzone modulacje określane mianem zniekształceń intermodulacyjnych IMD [8, 9]

Można wyróżnić dwie grupy przyczyn IMD związanych bezpośrednio z przetwarzaniem elektro-mechano-akustycznym:

1. niewłaściwe kategorie stanu eksploatacyjnego wzmagające efekt Dopplera,
2. nieliniowości struktury przetwornika (a także drgania powietrza poza zakresem liniowości w głośnikach tubowych dużej mocy)

Nieliniowość (2) jest główną przyczyną modulacji amplitudy ciśnienia akustycznego [9, 10] sygnału obejmującego szerokie pasmo częstotliwości

2.1. Metoda dwutonowa

Wymuszenie dwutonowe, którego niższa częstotliwość odpowiada głównemu rezonansowi głośnika sprzyja wykrywaniu zniekształceń obu kategorii, jednak w widmie amplitudowym nie są one rozróżnialne.

W metodzie tej [8,9] umieszczony w komorze bezchowej głośnik pobudzany jest przez superpozycję dwu sygnałów harmonicznym x_1 i x_2 o częstotliwościach f_1 i f_2 , tak, że:

$$x_1/x_2 \approx 4f_2/f_1 > 8 \quad [9] \quad \text{albo} \quad f_2 - f_1 = \text{const} \\ x_1 \approx x_2 \quad [8]$$

Mierzony sygnał ciśnienia akustycznego na osi głośnika y podlega analizie widmowej. Produkty modulacji reprezentuje w widmie Y szereg prążków wokół f_2 o częstotliwościach $f_2 \pm kf_1$. Zazwyczaj brane są pod uwagę dwa pierwsze, służą za podstawę obliczenia współczynników IMD,

$$k_{IMDk} = \frac{Y(f_2 - kf_1) + Y(f_2 + kf_1)}{Y(f_2)} \\ k = 1 \text{ lub } 2 \quad (1)$$

Metoda ocenia (częściowo) jedynie wypadkowe rezultaty wszystkich modulacji na podstawie widma amplitudowego całego sygnału (choć w intencji ma oceniać AM).

Warto jednak zauważyć, że występujący w torze pomiarowym efekt Dopplera wprowadza dodatkowo składowe o częstotliwościach $f_2 \pm f_1$ nie będące przedmiotem pomiaru i o innej niż IMD fazie [8]. Pomijając nawet nieznamość modelu modulacji adekwatnego warunkom pracy głośnika, opisana metoda budzi kilka wątpliwości. Otóż:

- pomiar pary prążków bocznych nie odtwarza całej składowej zakłócającej, chyba że występuje jedynie wąskopasmowa modulacja amplitudy [3,4];
- eliminacja efektu Dopplera wymaga dyskryminacji fazy;
- składowe modulacji o niewielkich amplitudach mogą być maskowane przez inne, w efekcie są trudno odróżnialne od tła nawet w polu swobodnym.

Zalecane przez normy metody pomiarów IMD nie uwzględniają tego stanu rzeczy [1, 2, 7].

2.2. Modulacje dopplerowskie

Niewłaściwa eksploatacja głośnika może powodować podobne subiektywne pogorszenie jakości odsłuchu jak zmiana ST powodowane jednak z innymi rodzajami modulacji niż amplitudowa.

Charakteryzują stany eksploatacyjne związane z niekorzystnym (dla danej konstrukcji) rozkładem częstotliwości odtwarzanego sygnału. Przyjmując jako model głośnika tłok o średnicy d w odgradzie nieskończonej ciśnienie akustyczne na jego osi symetrii w odległości x wynosi [10]

$$p(t, x) = j\pi f \frac{d^2 V^2}{4x} \exp[j(2\pi ft - \beta x)] \\ \beta = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (2)$$

Przy zasilaniu dwutonowym wolno drgająca membrana stanowi ruchome źródło o prędkości $v_1(t)$ i częstotliwości f_1 oraz częstotliwości wyższej f_2 odbieranej przez nieruchomego słuchacza jako f , zmienna skutkiem efektu Dopplera:

$$f(t) = \frac{c}{c - v_1(t)} f_2$$

Pozostając w zakresie realnie występujących zniekształceń można przyjąć, że $\frac{v_1(t)}{c} \ll 1$,

wówczas:

$$f(t) \approx 2\pi f_2 \left(1 + \frac{v_1(t)}{c} \right)$$

Całkowita faza w odległości x wynosi:

$$\Phi(t) = \Phi_f + \Phi_x = 2\pi \int f(t)dt + \beta x$$

Składowa przestrzenna argumentu ciśnienia nie jest stała także dla $x_o = \text{const}$. Jej zmianę przy założeniu $\Delta x \ll \lambda$ można przybliżyć różniczką zupełną $\Delta(\beta x)$. Zmiana Φ_x wywołana ruchem membrany z prędkością v_1 obejmuje dwie składowe:

$$\Delta(\beta r) \cong \frac{\partial \Phi_x}{\partial \beta} \Delta \beta + \frac{\partial \Phi_x}{\partial x} \Delta x \quad (3)$$

Przyjmując:

$$\begin{aligned} \beta_o &= \frac{2\pi}{\lambda_2} \\ \varepsilon_v &= \frac{v_1(t)}{c} \\ \varepsilon_x &= \frac{\Delta x(t)}{x_o} \end{aligned} \quad (4)$$

można wyróżnić:

$$f(t) = f_2(1 + \varepsilon_v) - \text{modulacja częstotliwości} \quad (5)$$

$$\Phi_x = \beta_o x_o (\varepsilon_v - 2\varepsilon_x - \varepsilon_v \varepsilon_x) - \text{faza modulująca} \quad (6)$$

Faza w odległości x_o przyjmuje zatem postać:

$$\begin{aligned} \Phi(t, x_o) &\cong 2\pi f_2 t + \beta_o x_o + \\ &+ \beta_o x_o (\varepsilon_v - 2\varepsilon_x - \varepsilon_v \varepsilon_x) \end{aligned} \quad (7)$$

Dla dwutonowego sygnału testowego

$$\begin{aligned} v_1(t) &= V_1 \cos 2\pi f_1 t \\ \Delta x(t) = x_1 &= -\frac{V_1}{2\pi f_1} \sin 2\pi f_1 t \end{aligned}$$

$$\varepsilon_v = E_v \cos 2\pi f_1 t$$

$$\varepsilon_x = E_x \sin 2\pi f_1 t$$

Rezultatem efektu Dopplera przy wymuszeniu dwutonowym jest zatem jednoczesna modulacja fazy PM i częstotliwości FM sygnału y , symptomatyczna dla niekorzystnych kategorii SE. Jej składowe różnią się fazą (ε_v i ε_x są przesunięte o $\pi/2$).

Efekty słyszalne świadczą o niewłaściwej eksploatacji głośnika, pracy w nieprzewidzianym paśmie częstotliwości, niekorzystnym rozkładzie mocy PSD sygnału.

3. DEMODULACJA

Badanie modulacji niezamierzonych poprzez odtworzenie niskoenergetycznych sygnałów modulujących w konkretnym egzemplarzu głośnika i warunkach jego pracy, rozwiązanie powyższe pozwoliłoby wydobyć i potencjalnie wykorzystać możliwie największą część informacji związanych z różnymi sygnałami testowymi, także dwutonowym. Rozróżnienie ST – SE zależy wówczas od trafego rozeznania, jakiego rodzaju modulacji charakterystycznych dla każdego ze stanów oraz wyboru adekwatnej procedury demodulacji. Docelowo niezbędne jest także obiektywne ilościowe kryterium klasyfikacji SE i ST.

Układ pomiarowy winien być demodulatorem czułym na fazę i eliminującym składową nośną o częstotliwości f_2 . Celowa wydaje się demodulacja fazy oraz amplitudy i ewentualna łączna ocena rezultatów. Pozwoli to uwzględnić wszystkie prążki modulacyjne, a nie jedną, lub dwie pary i w efekcie ocenić cały efekt zniekształcenia.

Tonowy sygnał modulujący $v_1(t)$ zacierza różnicę między efektami obu modulacji, należy zatem użyć selektywnego demodulatora. Wymagania te może spełnić układ wykorzystujący pętlę synchronizacji fazy PLL. Jak wskazują doświadczenia autorów, w przypadku PM zarówno $\text{Arg}(\phi)$ jak też pętla synchronizacji fazy PLL działają równie dobrze, jeśli $f_1, f_2 = \text{const}$. Przy pomiarze on-line, lub ciągłym przestrajaniu obu, układ śledzenia fazy może zapewnić nieobciążoną i selektywną demodulację w czasie rzeczywistym [4, 5].

3.1. Pętla synchronizacji fazy PLL

Filtr śledzący (*Tracking filter*), znany jako pętla synchronizacji fazy PLL, jest powszechnie od lat stosowany w telekomunikacji i technice pomiarowej przede wszystkim dla różnego rodzaju demodulacji *on-line* [5, 6]. Model sygnałowy stosowanego dalej demodulatora PLL przedstawia rys.1.

Próba wykorzystania pętli PLL dla bieżącej demodulacji y przy ciągłej i określonej (np. liniowej zmianie) stanowi korzystną alternatywę kilku ocen IMD dla wybranych par $[f_{1k}, f_{2k}]$ [3,4]. Porównywanie wyników kilku demodulacji dla tych samych sygnałów wydaje się natomiast celowe przy identyfikacji diagnostycznej obiektu, może bowiem ułatwić interpretację uzyskanych estymat w warunkach nieznamości modeli zarówno modulatora, jak też sygnału $xI_E(t)$.

Najprostszy, iloczynowy detektor fazy, realizuje operację

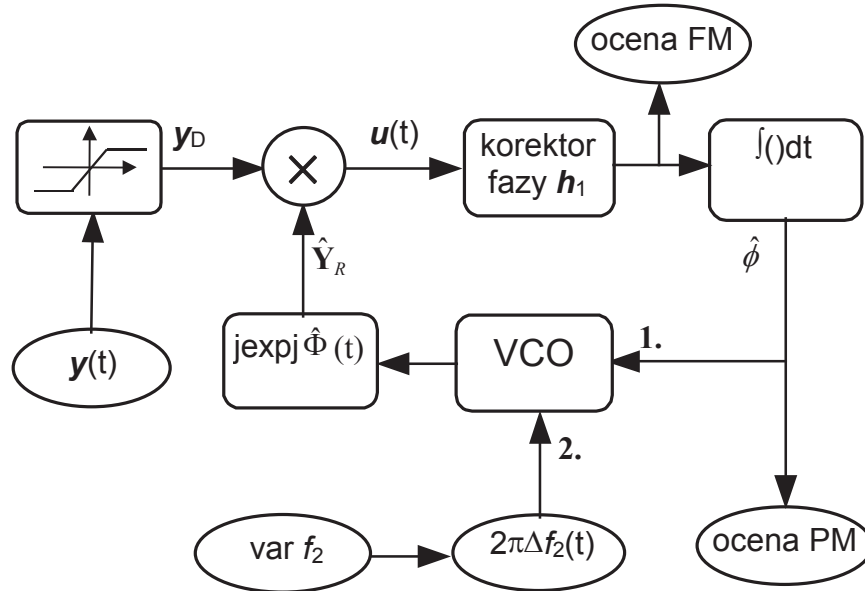
$$\mathbf{u}(t) = \text{Im} \mathbf{Y} \text{Re} \hat{\mathbf{Y}}_R \quad (8)$$

$$\mathbf{y}(t) = \sqrt{2P_Y} \sin[\Phi(t)]$$

W przypadku
 sygnału PPM

pierwszej harmonicznej

oraz $\mathbf{y}_R(t) = \cos[\hat{\Phi}(t)]$



Rys. 1. Model sygnałowy pętli PLL synchronizowanej dodatkowo częstotnością sygnału nośnego

- 1) wejście autosynchronizacji fazy,
- 2) sygnał przyrostu częstotliwości nośnej

Stabilność PLL zależy także od amplitudy sygnału wejściowego. W warunkach demodulacji drgań o niekontrolowanej amplitudzie trzeba stosować ogranicznik wartości skutecznej, lub maksymalnej.

Dopóki $P_Y < P_O$, na wyjściu detektora fazy występują dwie składowe sygnału \mathbf{u}

gdzie:

- P_Y – moc sygnału wejściowego,
- P_O – moc graniczna nie dyskryminowana

$$\mathbf{u}(t) = \sqrt{\frac{P_Y}{2}} [\sin(\Phi - \hat{\Phi}) + \sin(\Phi + \hat{\Phi})] \quad (9)$$

Jeśli nie ma modulacji a $f_2 = \text{const} = f_{20}$,

wówczas $\frac{d\hat{\Phi}}{dt} = 2\pi f_{20}$ i pierwszy składnik (9)

wynosi 0, a drugi ma średnią częstotliwość $\approx 2\Omega_c$. Jego odfiltrowaniu służy filtr $\mathbf{h}_1(t)$, pełniący funkcję korektora fazy [3] i ograniczający pasmo demodulacji do maksimum $0,5f_{20}$

$$\hat{\Phi} = \int \mathbf{u}(t) * \mathbf{h}_1(t) dt$$

Sygnał na wyjściu filtru, poprzez układ całkujący steruje generatorem fazy VCO. Przetwornik ten decyduje o demodulacji składowej

wartościowej fazy i wiąże się ściśle z jej modelem zależnym od rodzaju modulatora i nośnej odbieranego sygnału [3,4]. Wprowadzona tu synchronizacja zewnętrzna wynika tak z odmienności modelu fazy \mathbf{y} przy liniowej zmianie nośnej, jak też omówionego w [4] sposobu synchronizacji VCO, opisanego równaniem [3]

$$\frac{d\hat{\Phi}}{dt} = 2\pi f_{20} \left[1 + \frac{\Delta f_2(t)}{f_{20}} + \frac{\mathbf{u}(t) * \mathbf{h}_1(t)}{2\pi f_{20}} \right] \quad (10)$$

Drugi składnik w nawiasie (10) reprezentuje udział zmian częstotliwości nośnej.

Na wyjściu PLL odtwarzana jest różnica faz $\Phi - \hat{\Phi}$ w przypadku DPM, lub jej pochodna w przypadku DFM.

PLL jest układem nieliniowym o bardzo skomplikowanej dynamice zmierzającej w pewnych wypadkach ku chaosowi zdeterminowanemu.

Adaptację PLL dla oceny modulacji niezamierzonych ułatwia:

- znajomość i dostępność oryginalnego sygnału nośnego $x_2(t)$;
- dopasowanie parametrów demodulatora do adekwatnego modelu zmienności fazy.

Utrudnia ją natomiast nieznanie modelu modulacji, zatem i jej rodzaju. Zaznaczmy, że PLL

zmodyfikowana przez Costasa umożliwia synchroniczną demodulację amplitudy z eliminacją składowej nośnej [3].

4. WERYFIKACJA EKSPERYMENTALNA

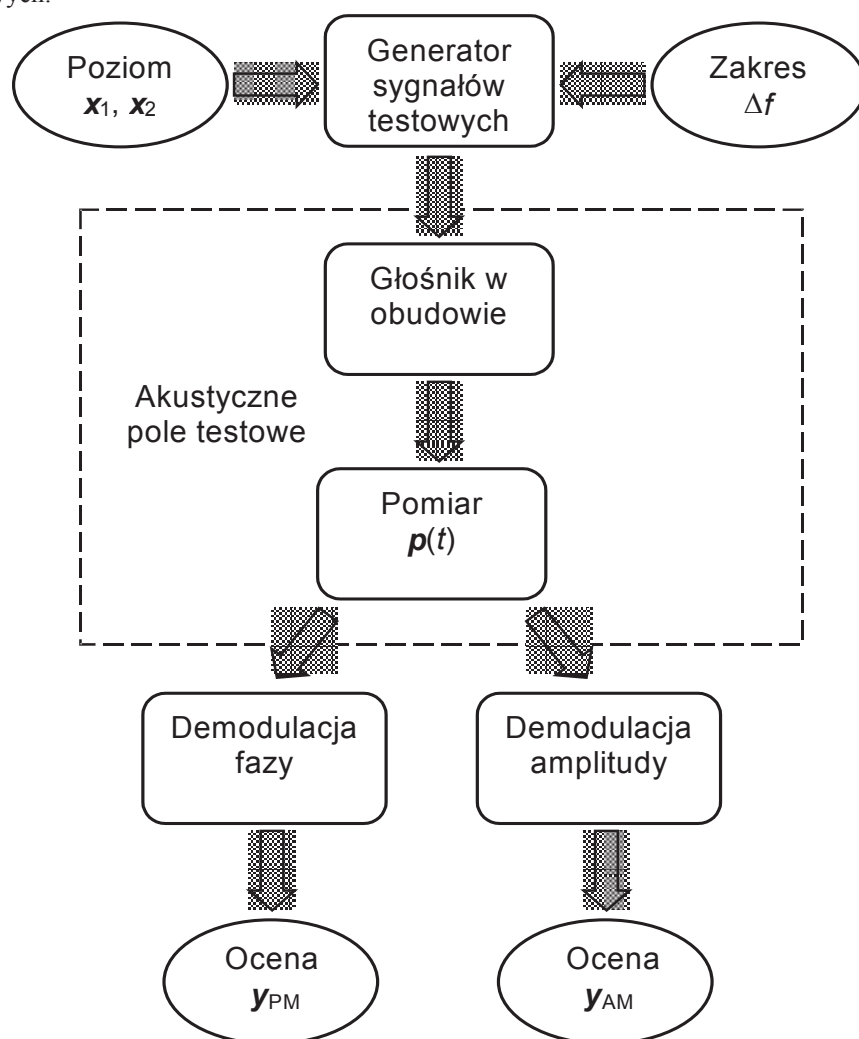
Jej celem bezpośrednim było porównanie różnych, asynchronicznych i synchronicznych metod demodulacji w odtwarzaniu rzeczywistych sygnałów AM i PM.

Głośniki w obudowach z otworem badano w komorze bezchowej sygnałem dwutonowym x_1+x_2 . Etapy procedury zestawia rys. 2.

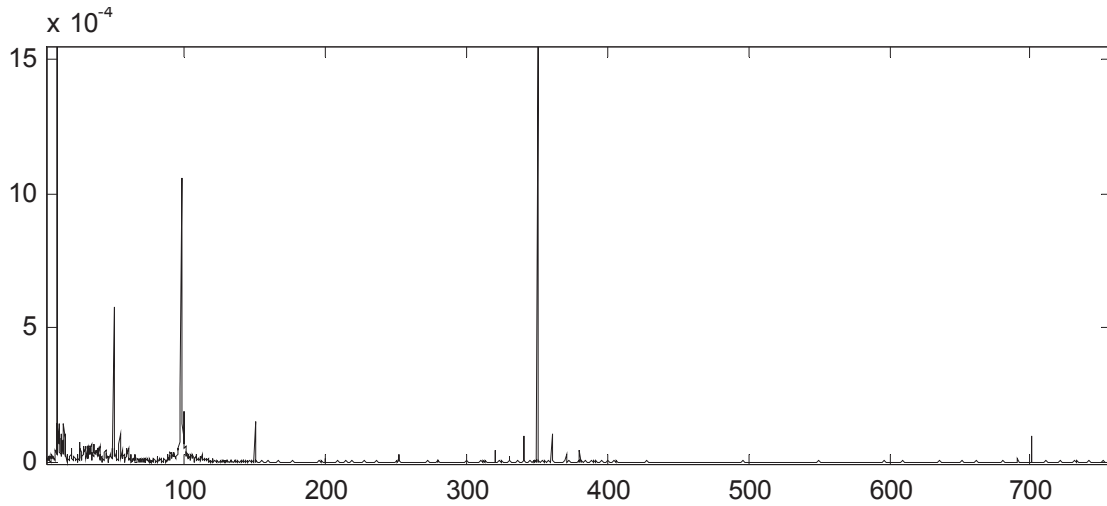
Prezentowane przykłady dotyczą dwu różnych głośników i różnych par częstotliwości $ff = [f, f_2]$ sygnałów testowych.

Zostały wybrane ze względu na maksymalną różnicę udziałów modulacji AM i PM odpowiedzi głośników. Użyto PLL jako demodulatora PM (a także FM) oraz modułu sygnału analitycznego $\text{Abs}(Y)$ dla demodulacji amplitudy.

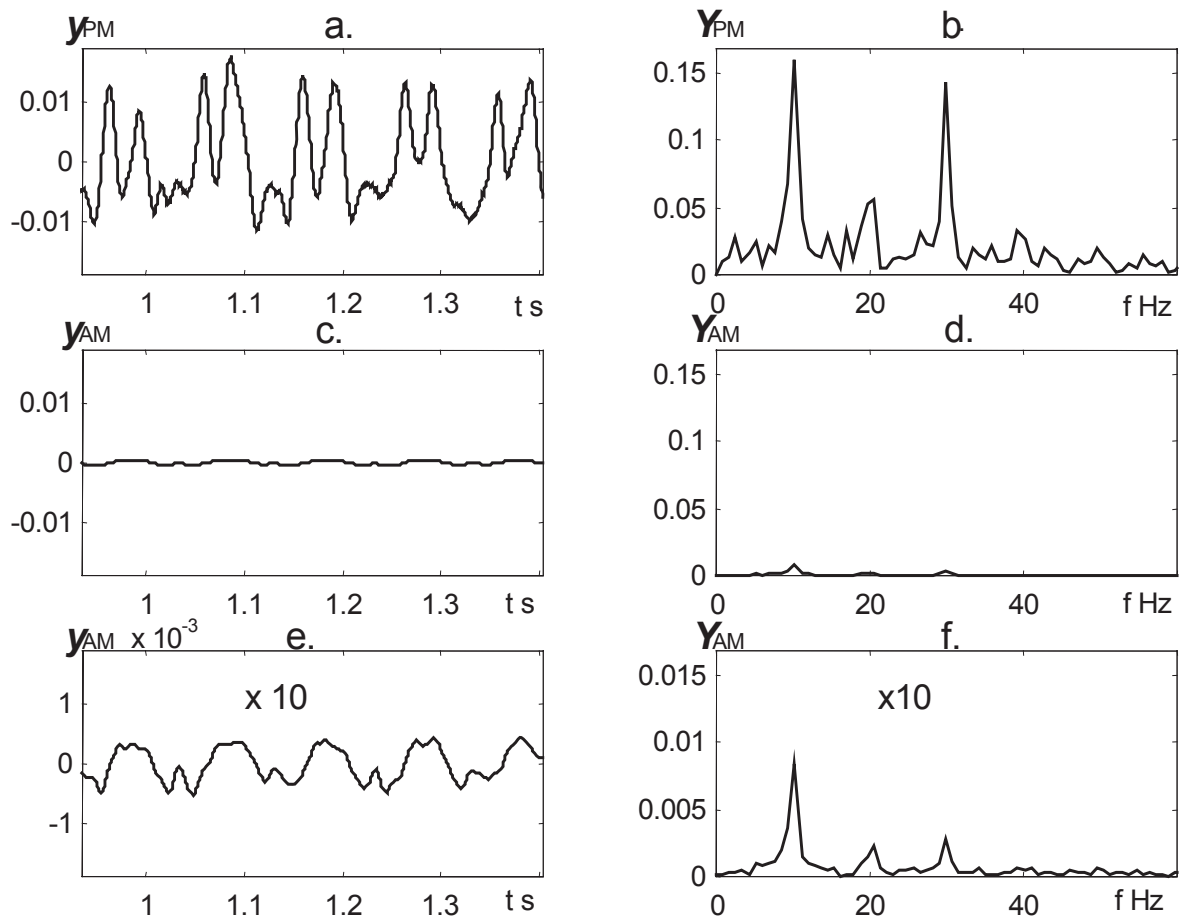
Głośnik A pobudzany był tu znacznie poniżej częstotliwości rezonansu $ff = [10, 350]$ Hz, $f_1 = 10$ Hz $\ll f_0$, co nie jest w poprawnej eksploatacji dopuszczalne dla obudowy otwartej. Dla głośnika B $ff = [200, 1400]$ Hz mieści się w katalogowym zakresie odtwarzanych częstotliwości. Pozostałe wyniki wykazują także znaczne różnice udziałów AM i PM.



Rys. 2. Etapy identyfikacji niezamierzonych modulacji odpowiedzi głośnika



Rys. 3. Widmo RMS odpowiedzi głośnika A. Prążki wymuszeń obcięto dla lepszej czytelności modulacji

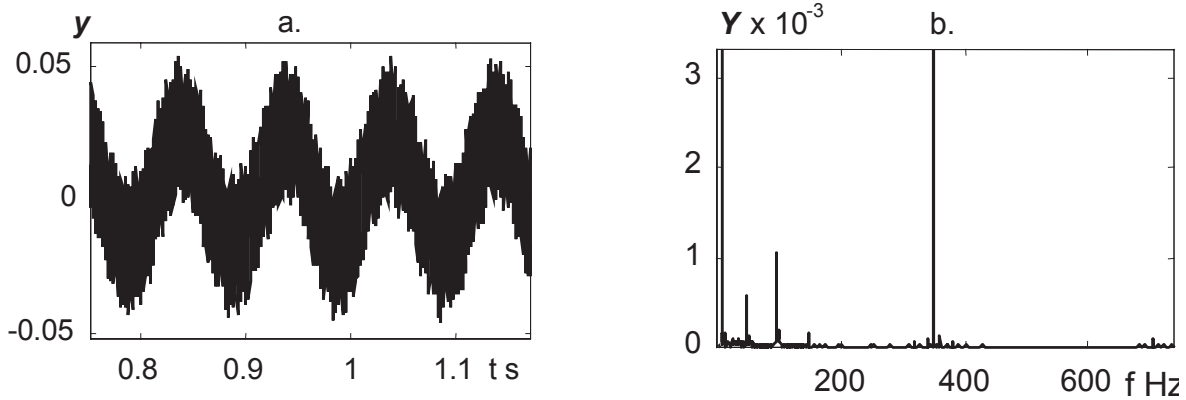


Rys. 4. Głośnik A. Rezultaty demodulacji w dziedzinie czasu (a,c,e) i częstotliwości (b, d, f)

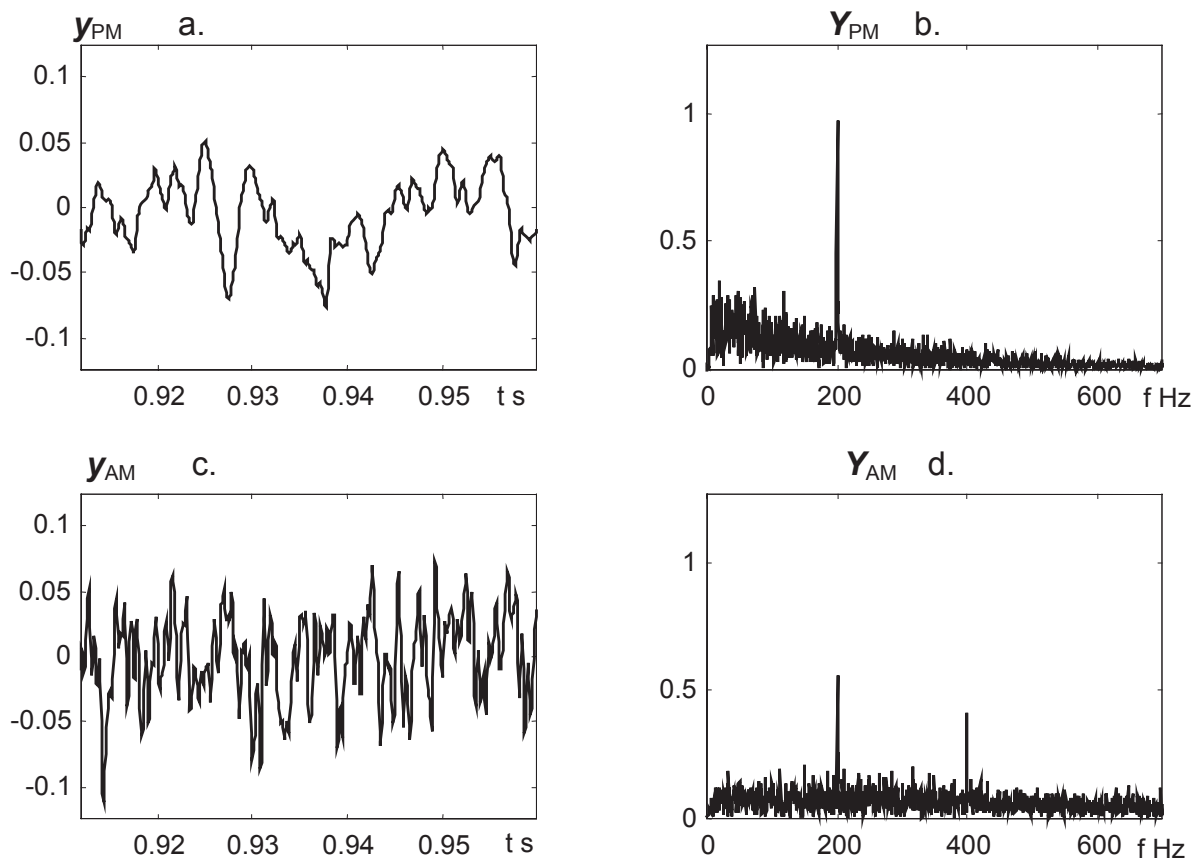
- a). b). demodulacja fazy PM
- c). d). demodulacja amplitudy AM
- e). f). jw. – czułość $\times 10$

Przypadek B. dotyczy innego egzemplarza głośnika – f_1 powyżej częstotliwości rezonansu reprezentuje

korzystniejszą dla głośnika lokalizację odtwarzanego pasma częstotliwości.



Rys. 5. Sygnał odpowiedzi głośnika B (a) i jego widmo RMS (b). Prażki wymuszeń obcięto dla lepszej czytelności modulacji.



Rys. 6. Głośnik B. Rezultaty demodulacji w dziedzinie czasu (a, c) i częstotliwości (b, d)
 a). b). demodulacja fazy PM
 c). d). demodulacja amplitudy AM

Przedstawione na rys. 3 i 5 widma RMS są w skali bezwzględnej mało czytelne. Rezultaty demodulacji PM i AM zestawiają rys. 4 i 6. Ich wzajemne porównywanie nie jest celowe, bo dotyczą jakościowo różnych modulacji. Konieczna jest skala porównawcza w ramach każdej z nich określająca zakresy zmienności symptomatyczne określonym kategoriom SE, lub ST oraz wartości referencyjne.

5. WNIOSKI

- Demodulacja umożliwia odtworzenie w dziedzinie czasu niskoenergetycznych składowych powodujących IMD.
- Wykorzystanie dopplerowskiej modulacji fazy dla diagnozowania SE głośnika wydaje się uzasadnione.
- Dla celów oceny współczynnika IMD, odtwarzany jest cały efekt danej modulacji, a nie tylko wybrane składowe spektralne.

- Przy demodulacji *on-line* korzystne są demodulatory synchroniczne. Eliminują zniekształcenia od modulacji nie pochodzące oraz ułatwiają skanowanie K_{IMD} w badanym zakresie reprodukcji dźwięku.

Ważniejsze oznaczenia i skróty

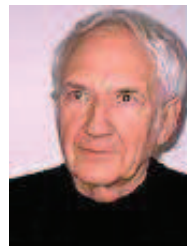
- AM* – demodulacja amplitudy
FM – demodulacja częstotliwości
PM – demodulacja fazy
IMD – Intermodulation distortion, zniekształcenia intermodulacyjne
 ξ – odległość pomiarowa ciśnienia
 Φ – faza sygnału *y*
PLL – Phase-locked loop, pętla synchronizacji fazy
SNR – Signal to noise ratio, stosunek mocy sygnału do szumu
SE – stan eksploatacyjny
ST – stan techniczny
VCO – Voltage controlled oscillator, generator sterowany napięciem
 v_1 – prędkość drgań tonu modulującego
 x_1 – niskoczęstotliwościowy sygnał wymuszenia (modulujący)
 x_2 – wysokoczęstotliwościowy sygnał wymuszenia (modulowany)
y – sygnał odpowiedzi głośnika
 y_{AM} – rezultat demodulacji AM
 y_{PM} – rezultat demodulacji PMM
Y – widmo RMS odpowiedzi głośnika

Literatura

- [1] Aleksandrow S., Czerwinski E., Terekhov A., Voishvillo A.: Multitone Testing of Sound System Components. N.Y. AES Journal, v. 49, part I – n. 11, p. 1011-1048, part II – n. 12, p. 1181-1192, 2001
[2] Krzyworzecka P., Cioch W.: Pętla synchronizacji fazy w diagnozowaniu głośnika. Katowice, Mat XXX Symp. Diagn. Masz., Z.N. Pol. Sl., z.1, s. 101 – 109, 2002
[3] Haykin S: Systemy telekomunikacyjne. W-wa, WKiŁ, 1998
[4] Krzyworzecka P.: Demodulacja amplitudy sygnału diagnostycznego synchronizowanym filtrem Kalmana Kraków, Mechanika, t. 16, z. 4, s. 492-501, 1997
[5] Krzyworzecka P.: Application of phase locked loop circuit to on-line phase demodulation of

Narrow-band Diagnostic Signal. W-wa, Machine Dynamics Probl. n. 2, p 55 – 68, 1999

- [6] Krzyworzecka P.: Synchroniczne wspomaganie odwzorowań diagnostycznych. Kraków. Mon. AGH, n. 103, 2001
[7] Norma PN-92/T-04701
[8] Sobkowski J.: Częstotliwościowa analiza sygnałów. W- wa, Wyd. MON, 1975
[9] Żyszkowski Z. Miernictwo akustyczne. W-wa, WNT, 1987
[10] Żyszkowski Z. Podstawy elektroakustyki. W-wa, WNT, 1982



Dr hab. inż. Piotr Krzyworzecka studiował na Wydziale Elektryfikacji Górnictwa i Hutnictwa AGH uzyskując w roku 1964 dyplom magistra inżyniera elektryka o specjalności automatyka, a w roku 1972 doktorat z zakresu diagnostyki technicznej. Pracuje na tejże uczelni do dziś, początkowo w Katedrze Maszyn i Pomiarów Elektrycznych, potem (od 1987) w Katedrze Mechaniki i Wibroakustyki. Jest autorem ok. 60 publikacji, głównie o tematyce diagnostycznej, rzeczoznawcą SEP w zakresie elektroakustyki, sekretarzem Polskiej Sekcji Audio Engineering Society, a także członkiem PTDT od momentu jego powstania.



Mgr inż. Witold Cioch jest absolwentem Wydziału Budowy Maszyn i Lotnictwa PRz 1996 r., gdzie otrzymał dyplom magistra inżyniera mechanika o specjalności napędy lotnicze i Wydziału Inżynierii Mechanicznej i Robotyki AGH 1998 r., gdzie uzyskał dyplom magistra inżyniera o specjalności wibroakustyka i inżyniera dźwięku. Obecnie jest asystentem w Katedrze Mechaniki i Wibroakustyki AGH. Autor 24 publikacji z tematyki diagnostyki technicznej i szeroko rozumianej wibroakustyki. Zajmuje się zagadnieniami cyfrowego przetwarzania sygnałów diagnostycznych, sieciami neuronowymi i analizą ryzyka eksploatacyjnego.