

BADANIA STANÓW AWARYJNYCH UKŁADÓW  
PRZEKSZTAŁTNIKOWYCH Z ZASTOSOWANIEM STATYSTYK  
WYŻSZYCH RZĘDÓW

*Investigations of the Fault Operation of Inverter-Fed Induction Motors  
Using Higher-Order Statistics*

Tadeusz Łobos, Zbigniew Leonowicz

Politechnika Wroclawska

*Streszczenie:* W pracy przedstawiono wyniki badań awaryjnych stanów pracy układów przekształtnikowych przy pomocy nowych metod estymacji widmowej wykorzystujących pojęcia podprzestrzeni i kumulanty. Przy pomocy metody MUSIC zbadano widmo prądów występujących w poszczególnych modułach układu przekształtnika podczas stanów awaryjnych, w szczególności stanów, które nie powodują zadziałania zwykle spotykanych zabezpieczeń. Rezultaty tych badań mogą być wykorzystane w diagnostyce stanów awaryjnych i w konstrukcji sterowania niewrażliwego na pewne typy awarii przekształtników (fault-tolerant drive control) [1]. Wyniki badań dowodzą, że metody estymacji widma o wysokiej rozdzielczości, takie jak MUSIC, mogą być skutecznie zastosowane do identyfikacji awaryjnych stanów pracy napędów przekształtnikowych. Metody estymacji widma wykorzystujące kumulanty dają dokładniejsze wyniki niż metody korelacyjne.

*Summary:* In this paper we present the investigations results of the fault operation of inverter-fed induction motor drives using recent spectrum estimation methods based on the linear algebraic concepts of subspaces and on cumulants. We use the MUSIC method to analyse the current spectrum of different subsystems during some usual non-catastrophic faults (faults that in underload conditions may not be discovered by the protections). The investigation results show that the high-resolution spectrum-estimation method, such as MUSIC, can be effectively used to identify fault operation conditions of inverter-fed induction motors. The cumulant-based method shows a better accuracy and resolution than the correlation-based method. The results may be useful for better fault diagnosis, especially for fault-tolerant drive control.

## 1. WPROWADZENIE

Metody statystyczne wyższego rzędu, znane już w latach 60-tych, doczekały się pierwszych zastosowań praktycznych w latach 70-tych. W ostatnich latach obserwuje się rozwój tych zastosowań począwszy od radaru i sonaru, poprzez m.in. przetwarzanie obrazu, sejsmologię, fizykę plazmy i medycynę a kończąc na syntezie mowy.

Metody te służą do wyznaczania parametrów sygnałów zaszumionych. Są szczególnie przydatne w przypadku procesów stochastycznych niegaussowskich a większość rzeczywistych procesów ma charakter niegaussowski.

Odpowiednikiem autokorelacji w statystykach wyższych rzędów są *kumulanty*.

Dokonując przekształcenia Fouriera funkcji autokorelacji otrzymuje się spektrum mocy. W wyniku przekształcenia Fouriera kumulantu otrzymuje się *polispektrum*. Kumulanty, w odróżnieniu od autokorelacji są niewrażliwe na przebiegi o rozkładzie gaussowskim. Oznacza to, że jeżeli metody bazujące na kumulantach są stosowane do procesów niegaussowskich zakłóconych szumem gaussowskim, to szum ten będzie odfiltrowany.

Kumulanty i spektra wyższego rzędu zawierają informacje zarówno o amplitudzie jak i fazie przebiegu, podczas gdy autokorelacja oraz spektrum mocy zawierają jedynie informację o amplitudzie.

W tej pracy przedstawiono wyniki badań awaryjnych stanów pracy układów przekształtnikowych przy pomocy nowych metod estymacji widmowej wykorzystujących pojęcia podprzestrzeni i kumulanty. Przy pomocy metody MUSIC zbadano widmo prądów występujących w poszczególnych modułach układu przekształtnika podczas stanów awaryjnych, w szczególności stanów, które nie powodują zadziałania zwykle spotykanych zabezpieczeń. Rezultaty tych badań mogą być wykorzystane w diagnostyce stanów awaryjnych i w konstrukcji sterowania niewrażliwego na pewne typy awarii przekształtników (fault-tolerant drive control) [1].

## 2. METODY ESTYMACJI WIDMA

Najnowsze metody wykorzystują pojęcie podprzestrzeni znane z algebry liniowej i dlatego nazywa się je „metodami podprzestrzeni” [5]. Ich rozdzielczość jest teoretycznie niezależna od SNR. Modelem sygnału w tym przypadku jest suma losowych sinusoid na tle szumu o znanej funkcji

kowariancji. Pierwszą z tych metod była metoda Pisarenki [5], który zauważył, że zera transformaty  $Z$  wektora własnego, odpowiadającego najmniejszej wartości własnej macierzy kowariancyjnej, leżą na okręgu jednostkowym, a ich położenie odpowiada częstotliwościom sinusoid tworzących sygnał. Ulepszając tę metodę, wykazano, że wektory własne można podzielić na dwie grupy, na wektory własne rozpięte na podprzestrzeni sygnału i na wektory własne rozpięte na podprzestrzeni szumu, przy czym te ostatnie są wektorami własnymi odpowiadającymi najmniejszym wartościom własnym. Spostrzeżenia te stały się podstawą metody MUSIC.

## 2.1 Metoda MUSIC (Multiple Signal Classification)

Metoda ta zakłada rzutowanie wektora sygnału

$$\mathbf{s}_i = \begin{bmatrix} 1 & e^{j\omega_i} & \dots & e^{j(N-1)\omega_i} \end{bmatrix}^T \quad (1)$$

na całą podprzestrzeń szumu. Rozpatrujemy sygnał  $\mathbf{x}$  składający się z  $M$  niezależnych sygnałów w szumie.

$$\mathbf{x} = \sum_{i=1}^M A_i \mathbf{s}_i + \boldsymbol{\eta}; \quad A_i = |A_i| e^{j\phi_i} \quad (2)$$

$$\text{inaczej: } \mathbf{x} = \mathbf{S} \begin{bmatrix} A_1 & A_2 & \dots & A_M \end{bmatrix}^T + \boldsymbol{\eta} \quad (3)$$

$$\text{gdzie } \mathbf{S} = \begin{bmatrix} \mathbf{s}_1 & \mathbf{s}_2 & \dots & \mathbf{s}_M \end{bmatrix}$$

(jest to ogólny model sygnału używany we wszystkich metodach „podprzestrzeni”).

Macierz autokorelacji sygnału (przy założeniu, że szum jest biały) wyrażamy zależnością:

$$\mathbf{R}_x = \sum_{i=1}^M \mathbb{E} \{ A_i A_i^* \} \mathbf{s}_i \mathbf{s}_i^T + \sigma_0^2 \mathbf{I} \quad (4)$$

$$\text{inaczej: } \mathbf{R}_x = \mathbf{S} \mathbf{P}_0 \mathbf{S}^{*T} + \sigma_0^2 \mathbf{I} \quad (5)$$

$$\text{gdzie } \mathbf{P}_0 = \begin{bmatrix} \mathbb{E} \{ A_1 A_1^* \} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \mathbb{E} \{ A_2 A_2^* \} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & \mathbb{E} \{ A_M A_M^* \} \end{bmatrix}$$

$N-M$  najmniejszych wartości własnych macierzy korelacji (o wymiarze  $N > M+1$ ) odpowiada szumowi a  $M$  największych (większych niż  $\sigma_0^2$ ) odpowiada sygnałowi.

Zdefiniujemy macierze wektorów własnych:

$$\mathbf{E}_{\text{sygnalu}} = [\mathbf{e}_1 \quad \mathbf{e}_2 \quad \cdots \quad \mathbf{e}_N] \quad (6)$$

$$\mathbf{E}_{\text{szumu}} = [\mathbf{e}_{M+1} \quad \mathbf{e}_{M+2} \quad \cdots \quad \mathbf{e}_N] \quad (7)$$

i macierze wartości własnych:

$$\Lambda_{\text{sygnalu}} = \begin{bmatrix} \lambda_1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \lambda_2 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \lambda_M \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$\Lambda_{\text{szumu}} = \begin{bmatrix} \lambda_{M+1} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \lambda_{M+2} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \lambda_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sigma_0^2 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \sigma_0^2 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \sigma_0^2 \end{bmatrix}$$

Macierz korelacji  $\mathbf{R}_x$  można zapisać jako:

$$\mathbf{R}_x = \mathbf{E}_{\text{sygnalu}} \Lambda_{\text{sygnalu}} \mathbf{E}_{\text{sygnalu}}^{*T} + \mathbf{E}_{\text{szumu}} \Lambda_{\text{szumu}} \mathbf{E}_{\text{szumu}}^{*T} \quad (9)$$

Wyrażając macierz operatora rzutowania ortogonalnego  $\mathbf{P}_x$  przy pomocy  $\mathbf{E}_{\text{szumu}}$  otrzymujemy:

$$\mathbf{P}_{\text{szumu}} = \mathbf{E}_{\text{szumu}} \mathbf{E}_{\text{szumu}}^{*T} = \mathbf{I} - \mathbf{P}_{\text{sygnalu}} \quad (10)$$

Kwadrat modułu rzutu wektora  $\mathbf{w}$  (zdefiniowanego jak w (5) ) na podprzestrzeń szumu dany jest wzorem:

$$\mathbf{w}^{*T} \mathbf{P}_{\text{szumu}} \mathbf{w} = \mathbf{w}^{*T} \mathbf{E}_{\text{szumu}} \mathbf{E}_{\text{szumu}}^{*T} \mathbf{w} \quad (11)$$

Każdy z elementów wektora sygnału jest ortogonalny do podprzestrzeni szumu i stąd wielkość (11) zeruje się dla tych częstotliwości, dla których  $\mathbf{w} = \mathbf{s}_i$ .

Pseudospektrum MUSIC definiuje się następująco:

$$\hat{P}(e^{j\omega}) = [\mathbf{w}^{*T} \mathbf{P}_{\text{szumu}} \mathbf{w}]^{-1} = [\mathbf{w}^{*T} \mathbf{E}_{\text{szumu}} \mathbf{E}_{\text{szumu}}^{*T} \mathbf{w}]^{-1} \quad (12)$$

Wykazuje ono ostre maksima dla częstotliwości, dla których  $\mathbf{w} = \mathbf{s}_i$ .

Inny sposób określenia widma MUSIC, można wyprowadzić stosując filtr wartości własnych

$$E_i(z) = e_i[0] + e_i[1]z^{-1} + \cdots + e_i[N-1]z^{-(N-1)} \quad (13)$$

gdzie  $e_i[n]$  są elementami wektora własnego  $\mathbf{e}_i$ . Równanie (11) można przedstawić przy pomocy (13).

$$\sum_{i=M+1}^N \mathbf{w}^{*T} \mathbf{e}_i \mathbf{e}_i^{*T} \mathbf{w} = \sum_{i=M+1}^N E_i(e^{j\omega}) E_i^*(e^{j\omega}) \quad (14)$$

Pseudospektrum MUSIC jest tu zdefiniowane zależnością:

$$\tilde{P}(e^{j\omega}) = \left[ \sum_{i=M+1}^N E_i(z) E_i^*(1/z^*) \right]^{-1} \Big|_{z=e^{j\omega}} \quad (15)$$

Podwójne pierwiastki wielomianu mianownika (15), leżące na okręgu jednostkowym, odpowiadają częstotliwościom sygnału.

Jeśli preferuje się uzyskanie *wykresu* pseudospektrum można go otrzymać korzystając z:

$$\tilde{P}(e^{j\omega}) = \left[ \sum_{i=M+1}^N |\mathbf{w}^{*T} \mathbf{e}_i|^2 \right]^{-1} \quad (16)$$

Jeśli przedstawi się  $\mathbf{e}_i$  jako ciąg  $e_i[0], e_i[1], \dots, e_i[N-1]$  to transformatą Fouriera tego ciągu jest:

$$E_i(e^{j\omega}) = \mathbf{w}^{*T} \mathbf{e}_i \quad (17)$$

Wymaganą liczbę  $L$  wartości wyrażenia (17) otrzymuje się przez uzupełnienie zerami ciągu  $e_i[n]$  do długości  $L$  i poddanie go  $L$ - punktowej FFT. Dla wyznaczenia wyrażenia (16) trzeba zastosować taką procedurę  $N$  razy.

Teoria estymacji parametrycznej wymaga wcześniejszej znajomości liczby sygnałów  $M$  zawartych w badanym sygnale. Jeśli SNR jest wysoki, wtedy łatwo wyznaczyć tę liczbę z obserwacji wykresu rozkładu wartości osobliwych (SVD) macierzy korelacji; wyznaczony tym sposobem rząd macierzy jest dwa razy większy niż  $M$ . Inną metodą jest wydzielenie zbioru najmniejszych wartości własnych w przybliżeniu jednakowych - ich liczba jest równa  $N-M$  [5]. Metody te zawodzą, gdy moc sygnału jest porównywalna z mocą szumu. Proponuje się wtedy zastosowanie bardziej skomplikowanych metod statystycznych, jak AIC (Akaike Information Criterion) i MDL (Minimum Description Length).

$$AIC(M) = -2K(N - M) \ln \rho(M) + 2M(2N - M) \quad (18)$$

$$MDL(M) = -K(N - M) \ln \rho(M) + \frac{1}{2} M(2N - M) \ln K \quad (19)$$

$$\text{gdzie: } \rho(M) = \frac{(\lambda_{M+1} \cdot \lambda_{M+2} \cdot \dots \cdot \lambda_N)^{\frac{1}{N-M}}}{\frac{1}{N-M} (\lambda_{M+1} + \lambda_{M+2} + \dots + \lambda_N)} \quad (20)$$

( $K$ - liczba rzędów macierzy danych). Liczbę  $M$  wyznacza się jako minimalizującą równanie (18) lub (19).

### 3. STATYSTYKI WYŻSZYCH RZĘDÓW

Kumulanty kolejnych rzędów procesu losowego  $x(t)$  o średniej zerowej można wyrazić zależnościami:

$$C_{1,x} = \mathbf{E}\{x(t)\} = 0 \quad (21)$$

$$C_{2,x}(\tau) = \mathbf{E}\{x(t)x(t+\tau)\} \quad (22)$$

$$C_{3,x}(\tau_1, \tau_2) = \mathbf{E}\{x(t)x(t+\tau_1)x(t+\tau_2)\} \quad (23)$$

$$\begin{aligned} C_{4,x}(\tau_1, \tau_2, \tau_3) = & \mathbf{E}\{x(t)x(t+\tau_1)x(t+\tau_2)x(t+\tau_3)\} + \\ & - C_{2,x}(\tau_1)C_{2,x}(\tau_2 - \tau_3) - C_{2,x}(\tau_2)C_{2,x}(\tau_3 - \tau_1) + \\ & - C_{2,x}(\tau_3)C_{2,x}(\tau_1 - \tau_2) = cum(\dots) \end{aligned} \quad (24)$$

### 4. ZASTOSOWANIE KUMULANTÓW

Kumulant czwartego rzędu w przypadku zmiennych harmonicznym rzeczywistym dany jest wzorem

$$\begin{aligned} C_{4,x} = & -\frac{1}{8} \sum_{k=1}^p \alpha_k^4 [\cos \omega_k (\tau_1 - \tau_2 - \tau_3) + \cos \omega_k (\tau_2 - \tau_3 - \tau_1) + \\ & + \cos \omega_k (\tau_2 - \tau_3 - \tau_1)] \end{aligned} \quad (25)$$

$$\text{Ponadto: } C_{2,x} = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^p \alpha_k^2 \cos(\omega_k \tau) \quad (26)$$

Jeśli  $x(n)$  jest sumą  $p$  rzeczywistych sinusoid, to każdy jednowymiarowy przekrój jego kumulantu czwartego rzędu zawiera pełną informację o liczbie harmonicznym, ich amplitudzie i częstotliwościach [4]. W szczególności podstawiając  $\tau_1 = \tau_2 = \tau_3 = \tau$  do wzoru (25) otrzymamy:

$$C_{4,y}(\tau) = -\frac{3}{8} \sum_{k=1}^p \alpha_k^4 \cos(\omega_k \tau) \quad (27)$$

czyli wyrażenie prawie identyczne z autokorelacją sygnału (26).

Stąd widać, że wszystkie korelacyjne metody analizy można uzupełnić ich odpowiednikami wykorzystującymi kumulanty, uzyskując kosztem umiarkowanego wzrostu złożoności obliczeniowej teoretyczną niewrażliwość na addytywny gaussowski szum kolorowy [4]. Istniejące metody estymacji

widma o wysokiej rozdzielczości, takie jak MUSIC, mogą być zastosowane dzięki zastąpieniu wielkości korelacyjnych przez kumulanty czwartego rzędu [4].

## 5. OPIS UKŁADU I STANÓW AWARYJNYCH

Napęd pokazany na rys. 1 działa na zasadzie zachowania stałego stosunku napięcie-częstotliwość. Jest to typowy układ napędów przemysłowych prądu przemiennego, składający się z trójfazowego silnika asynchronicznego i przekształtnika mocy. Modułami przekształtnika są: jednofazowy prostownik sterowany i falownik ze źródłem napięciowym.

Układ sterowania mikroprocesorowego zmienia kąt zapłonu tyrystorów prostownika, zmieniając napięcie zasilania falownika w zależności od jego częstotliwości. Technika modulacji falownika zapewnia minimalizację amplitudy piątej i siódmej harmonicznej w napięciach wyjściowych.

Badano stany awaryjne, które w warunkach niepełnego obciążenia napędu, nie powodują zadziałania standardowych zabezpieczeń:

1. OP - Przerwa w jednym z przewodów zasilających silnika.
2. SF - Uszkodzenie jednego z tranzystorów falownika.
3. CF - Uszkodzenie kondensatora, którego pojemność zmniejsza się do połowy wartości prawidłowej.

## 6. WYNIKI DOSWIADCZEŃ

Opisane powyżej stany awaryjne zostały zbadane doświadczalnie [2]. Napięcie wejściowe przekształtnika wynosiło 230 V, częstotliwość 50 Hz, częstotliwość falownika 40 Hz, silnik pracował przy poślizgu 6%. W stanie awaryjnym zmniejszono obciążenie silnika, aby utrzymać wartości prądów w dopuszczalnych granicach.

Zbadano prąd wejściowy prostownika, prąd wejściowy falownika i prąd fazowy silnika. Z powodu ograniczonej objętości tej pracy przedstawiono tylko wyniki badań prądu wejściowego falownika, które najbardziej

Na rys. 2-5 przedstawiono przebiegi prądu wejściowego falownika.

Przebiegi te analizowano przy pomocy analizy widmowej przy pomocy metody korelacyjnej (linia cienka) i opartej na kumulantach (linia pogrubiona) (rys. 6-9). W normalnych warunkach pracy

(rys. 6) wykryto składowe o częstotliwościach 240, 480, 720 i 960 Hz. W warunkach pracy awaryjnej (rys. 7, 8, 9) wykryto charakterystyczne składowe o częstotliwościach 680 (640) i 760 (800) Hz.

Obecność tych nieprawidłowych składowych może być wykorzystana jako wskaźnik awarii.

## 7. WNIOSKI

Wyniki badań dowodzą, że metody estymacji widma o wysokiej rozdzielczości, takie jak MUSIC, mogą być skutecznie zastosowane do identyfikacji awaryjnych stanów pracy napędów przekształtnikowych. W tych stanach obserwuje się występowanie charakterystycznych składowych prądu wejściowego falownika. Obecność tych składowych może być wykorzystana do identyfikacji stanów awaryjnych napędu. Metody estymacji widma wykorzystujące kumulanty dają dokładniejsze wyniki niż metody korelacyjne.

## LITERATURA

1. Bose B.: *Investigation of fault modes of voltage-fed inverter system for induction motor drive*, IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 30, 1994, 1028-1038.
2. Gentile G.: *Fault operations of inverter-fed induction motor*. Proc. of the 31<sup>st</sup> Universities Power Engineering Conference, Vol. 2, 1996, 353-360.
3. Leonowicz Z.: *Application of Higher-Order Spectra for Signal Processing in Electrical Power Engineering*, Proc. of IX International Symposium on Theoretical Electrical Engineering, 1997, 108-111.
4. Mendel J.M.: *Tutorial on Higher-Order Statistics (Spectra) in Signal Processing and System Theory: Theoretical Results and Some Applications*, Proc. of the IEEE, Vol. 79, 1991, 278-305.
5. Therrien C.W.: *Discrete Random Signals and Statistical Signal Processing*, Englewood Cliffs, 1992, Prentice-Hall, 614-655.

*Praca została wykonana w ramach grantu KBN 8T10A07210*

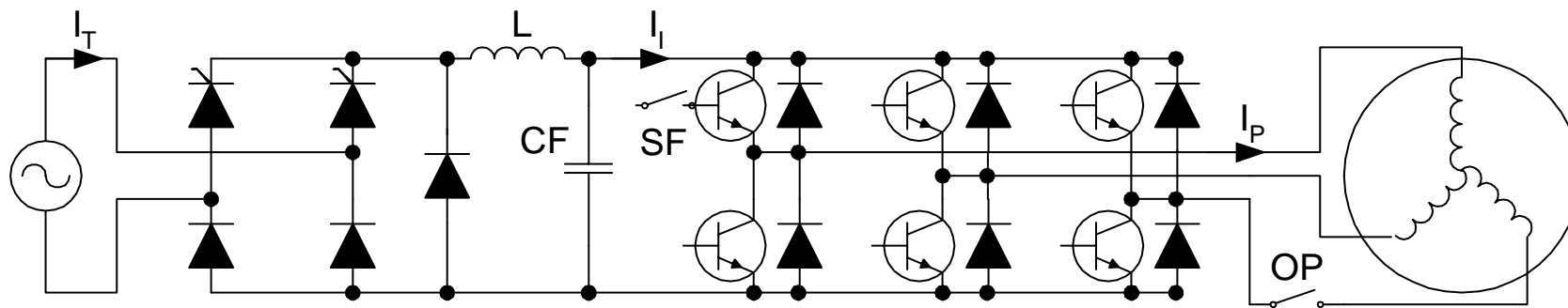


Tadeusz Łobos, Zbigniew Leonowicz - BADANIA STANÓW AWARYJNYCH UKŁADÓW PRZEKSZTAŁTNIKOWYCH Z ZASTOSOWANIEM STATYSTYK WYŻSZYCH RZĘDÓW

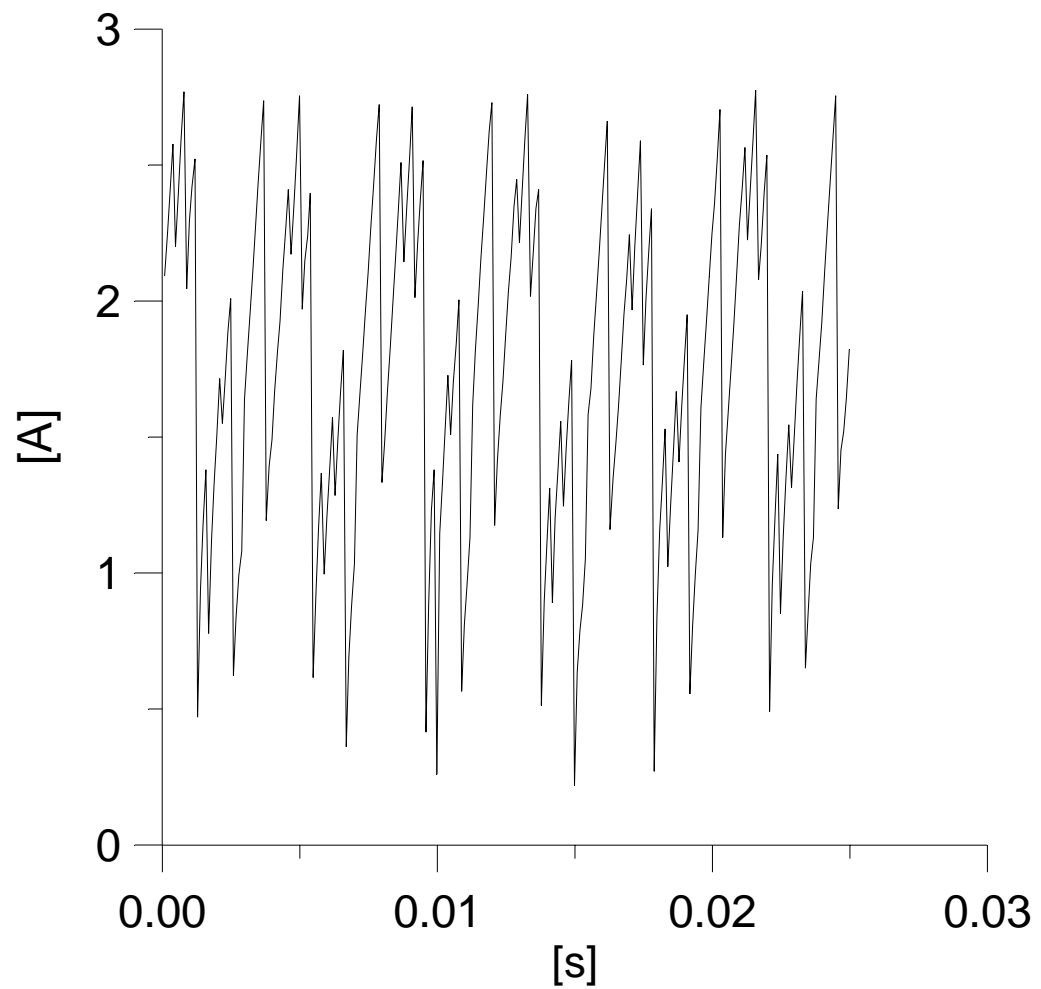
Spis ilustracji:

- Rys. 1. Schemat napędu przekształtnikowego:  $I_T$  - prąd wejściowy prostownika,  $I_1$  - prąd wejściowy falownika,  $I_p$  - prąd fazowy silnika.
- Rys. 2. Przebiegi prądu wejściowego falownika  $I_1$ : - stan bezawaryjny
- Rys. 3. Przebiegi prądu wejściowego falownika  $I_1$  – SF.
- Rys. 4. Przebiegi prądu wejściowego falownika  $I_1$  – OP.
- Rys. 5. Przebiegi prądu wejściowego falownika  $I_1$  - CF.
- Rys. 6. Estymaty widma wyższego rzędu prądu wejściowego falownika otrzymane metodą MUSIC: stan bezawaryjny
- Rys. 7. Estymaty widma wyższego rzędu prądu wejściowego falownika otrzymane metodą MUSIC: SF.
- Rys. 8. Estymaty widma wyższego rzędu prądu wejściowego falownika otrzymane metodą MUSIC: OP.
- Rys. 9. Estymaty widma wyższego rzędu prądu wejściowego falownika otrzymane metodą MUSIC: CF.

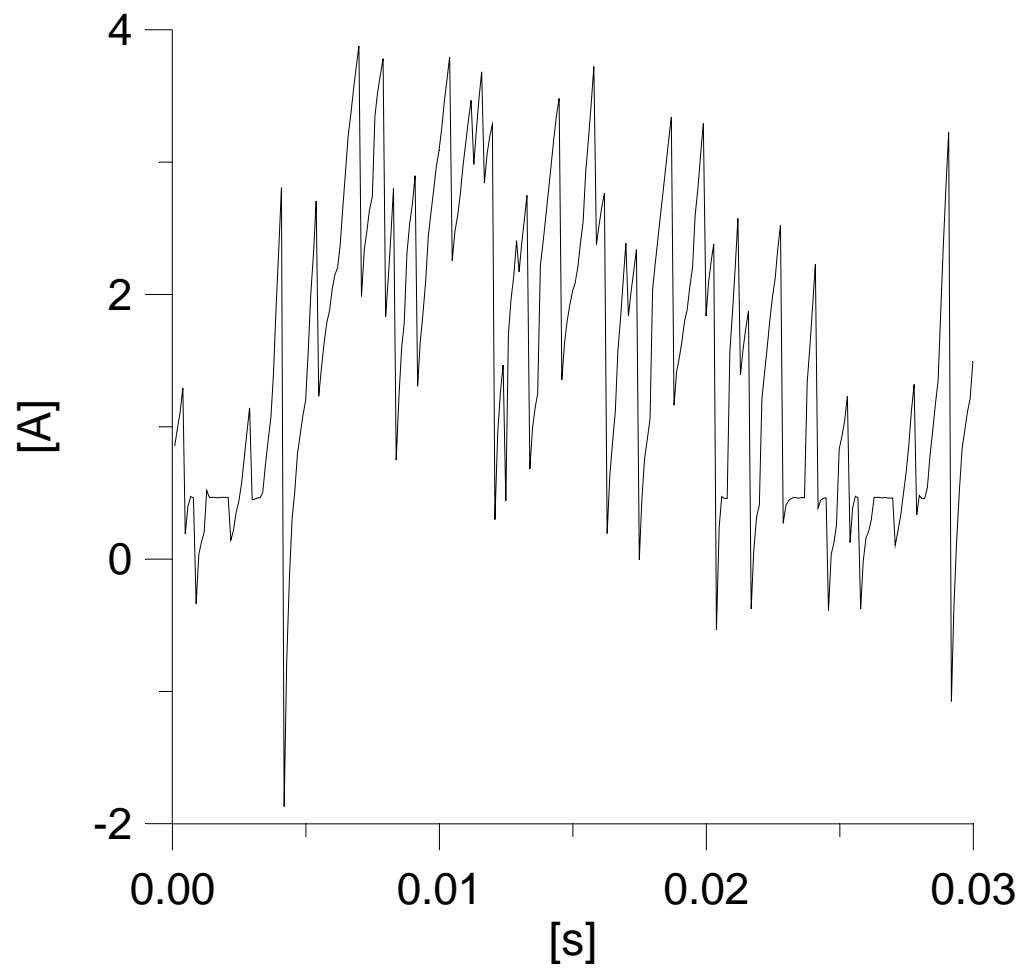
Rys. 1. Tadeusz Łobos, Zbigniew Leonowicz - BADANIA STANÓW AWARYJNYCH UKŁADÓW PRZEKSZTAŁTNIKOWYCH Z ZASTOSOWANIEM STATYSTYK WYŻSZYCH RZĘDÓW



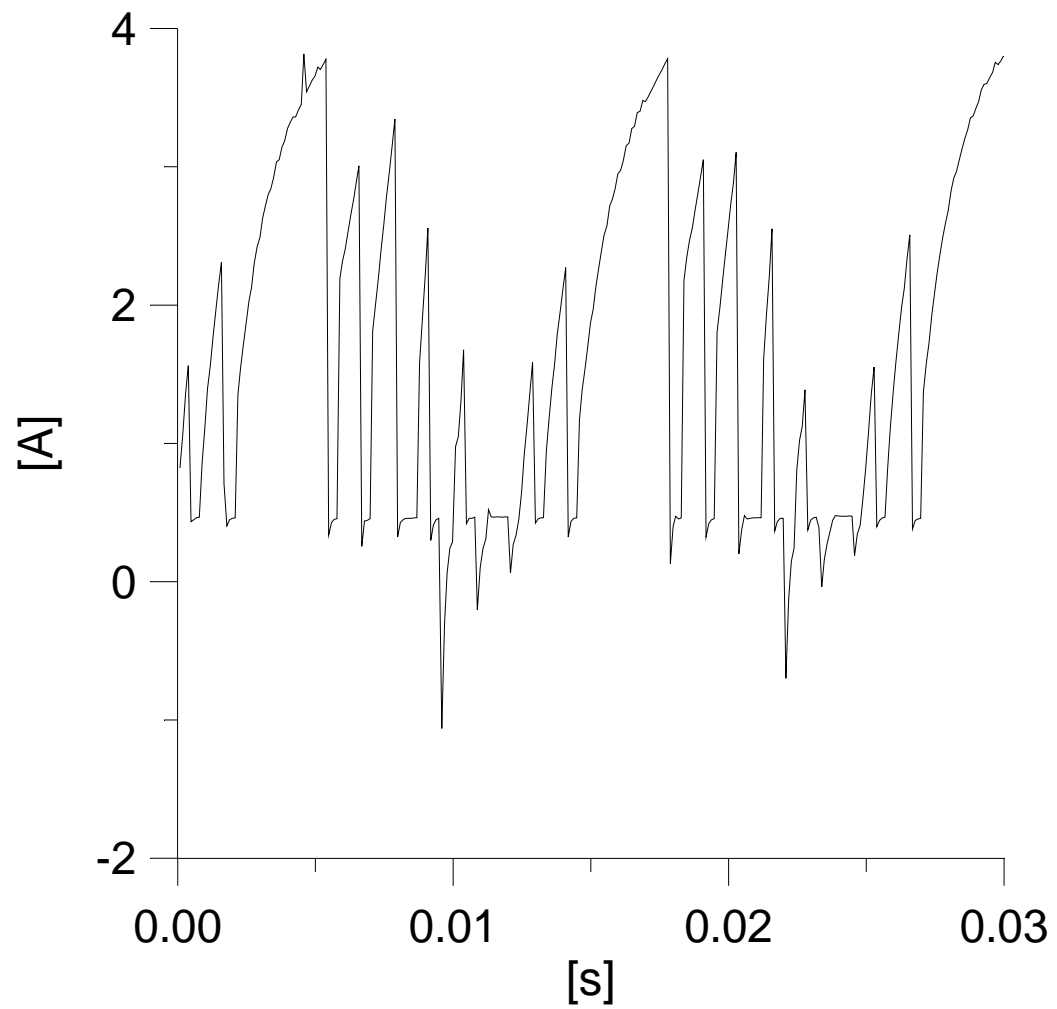
Rys. 2. Tadeusz Łobos, Zbigniew Leonowicz - BADANIA STANÓW AWARYJNYCH UKŁADÓW PRZEKSZTAŁTNIKOWYCH Z ZASTOSOWANIEM STATYSTYK WYŻSZYCH RZĘDÓW



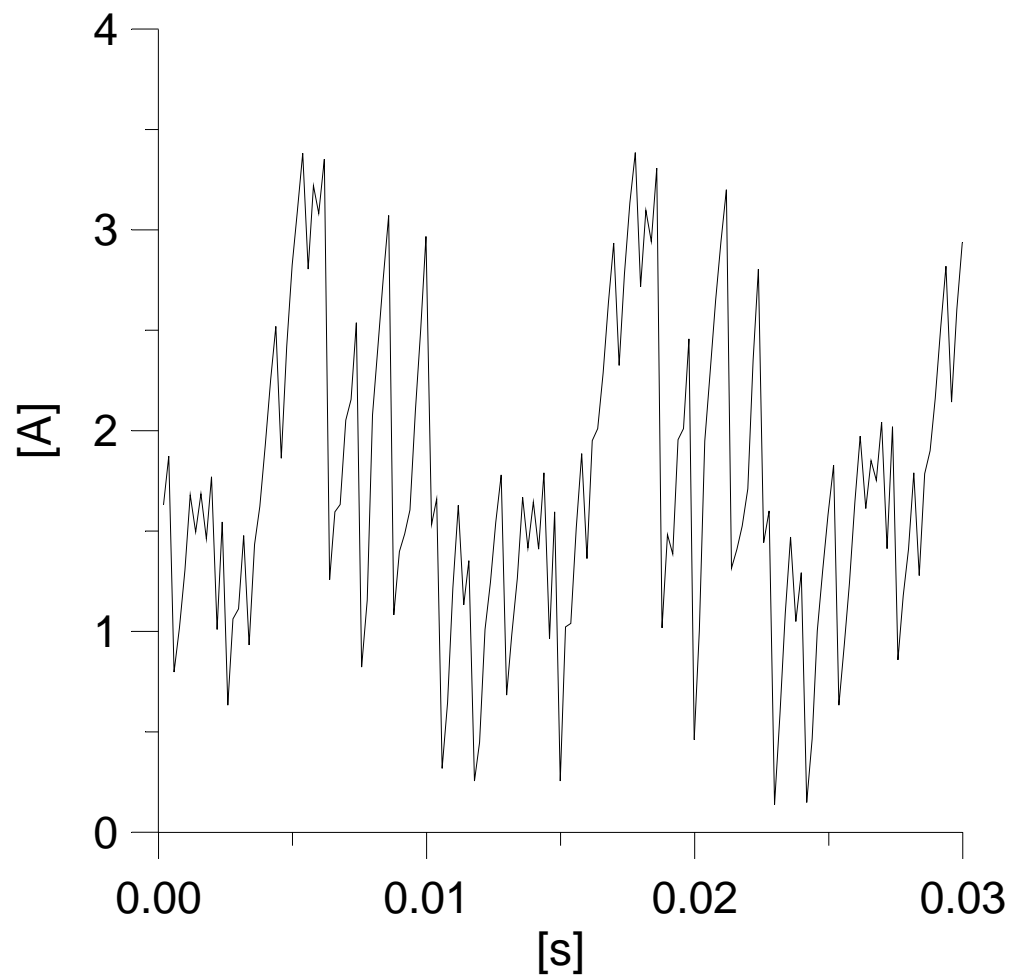
Rys. 3. Tadeusz Łobos, Zbigniew Leonowicz - BADANIA STANÓW AWARYJNYCH UKŁADÓW PRZEKSZTAŁTNIKOWYCH Z ZASTOSOWANIEM STATYSTYK WYŻSZYCH RZĘDÓW



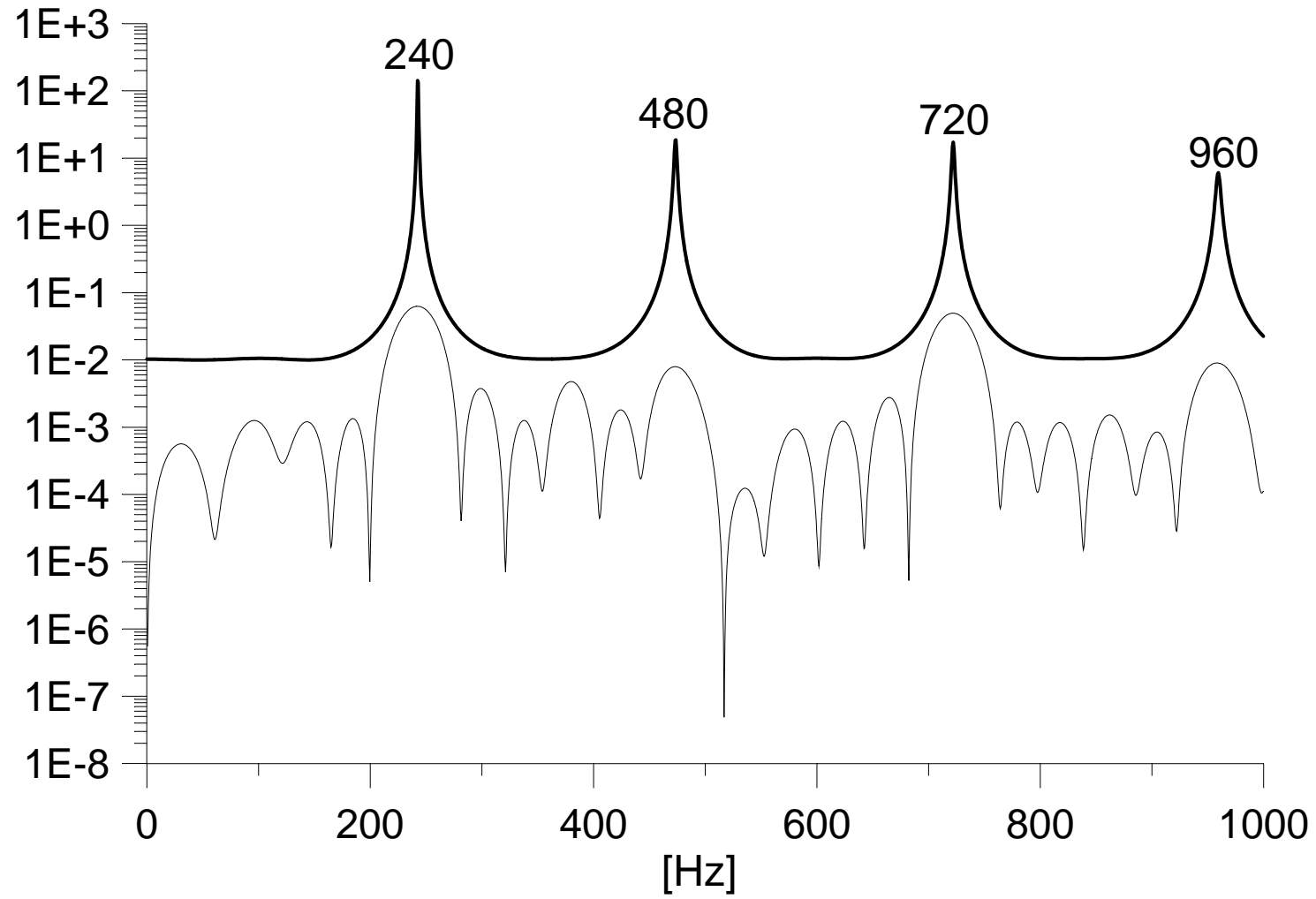
Rys. 4. Tadeusz Łobos, Zbigniew Leonowicz - BADANIA STANÓW AWARYJNYCH UKŁADÓW PRZEKSZTAŁTNIKOWYCH Z ZASTOSOWANIEM STATYSTYK WYŻSZYCH RZĘDÓW



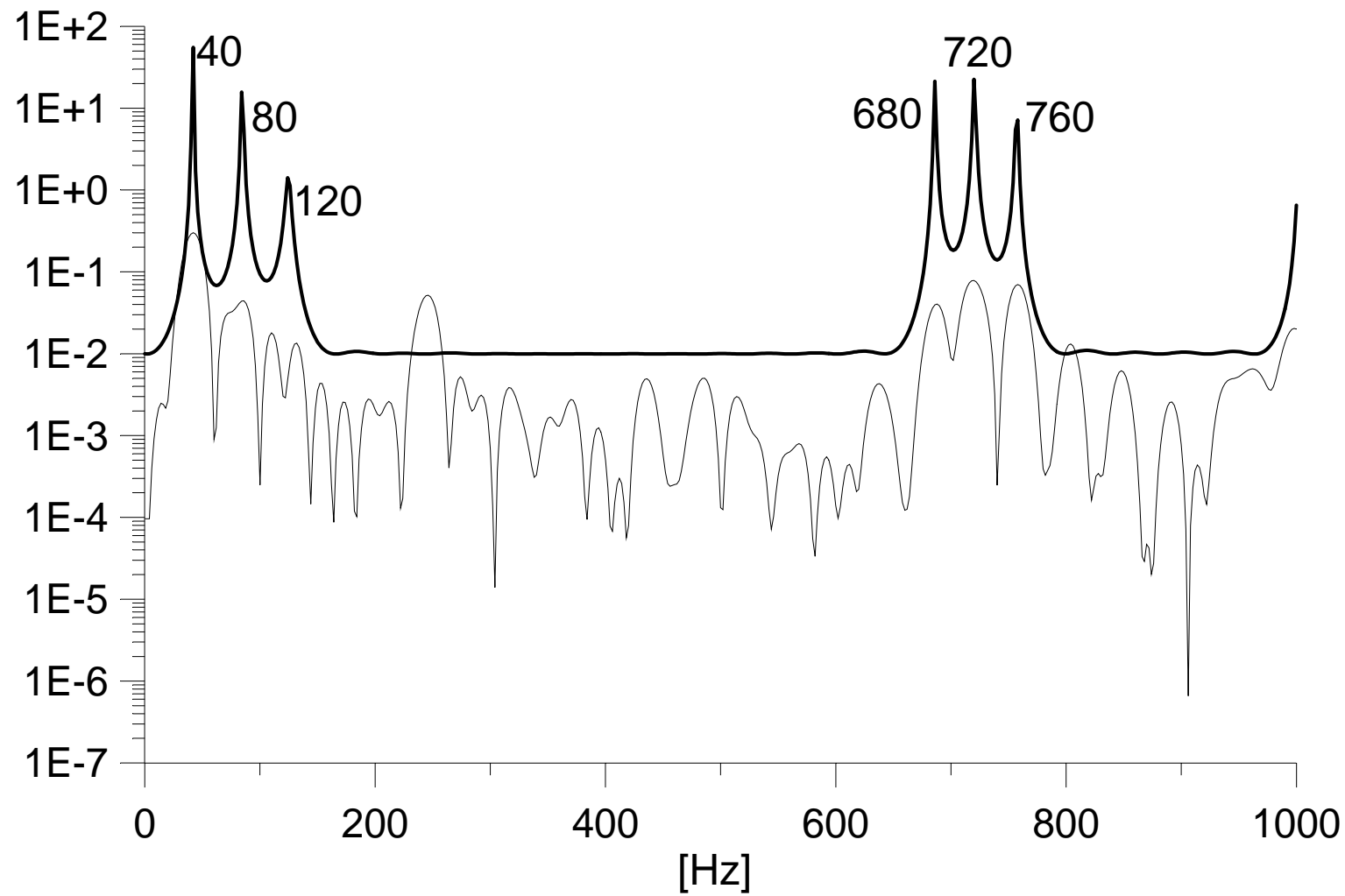
Rys. 5. Tadeusz Łobos, Zbigniew Leonowicz - BADANIA STANÓW AWARYJNYCH UKŁADÓW PRZEKSZTAŁTNIKOWYCH Z ZASTOSOWANIEM STATYSTYK WYŻSZYCH RZĘDÓW



Rys. 6. Tadeusz Łobos, Zbigniew Leonowicz - BADANIA STANÓW AWARYJNYCH UKŁADÓW PRZEKSZTAŁTNIKOWYCH Z ZASTOSOWANIEM STATYSTYK WYŻSZYCH RZĘDÓW

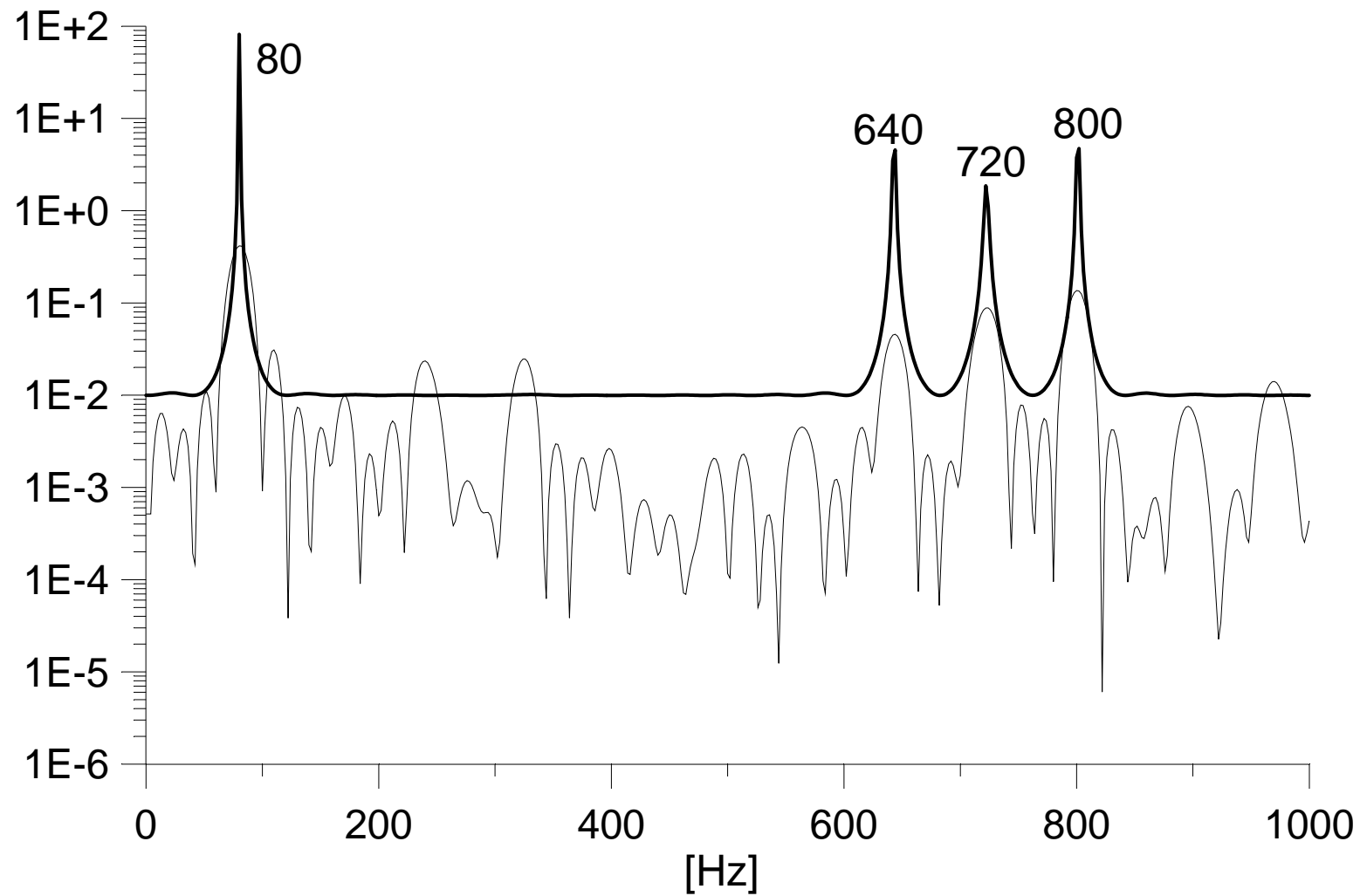


Rys. 7. Tadeusz Łobos, Zbigniew Leonowicz - BADANIA STANÓW AWARYJNYCH UKŁADÓW PRZEKSZTAŁTNIKOWYCH Z ZASTOSOWANIEM STATYSTYK WYŻSZYCH RZĘDÓW

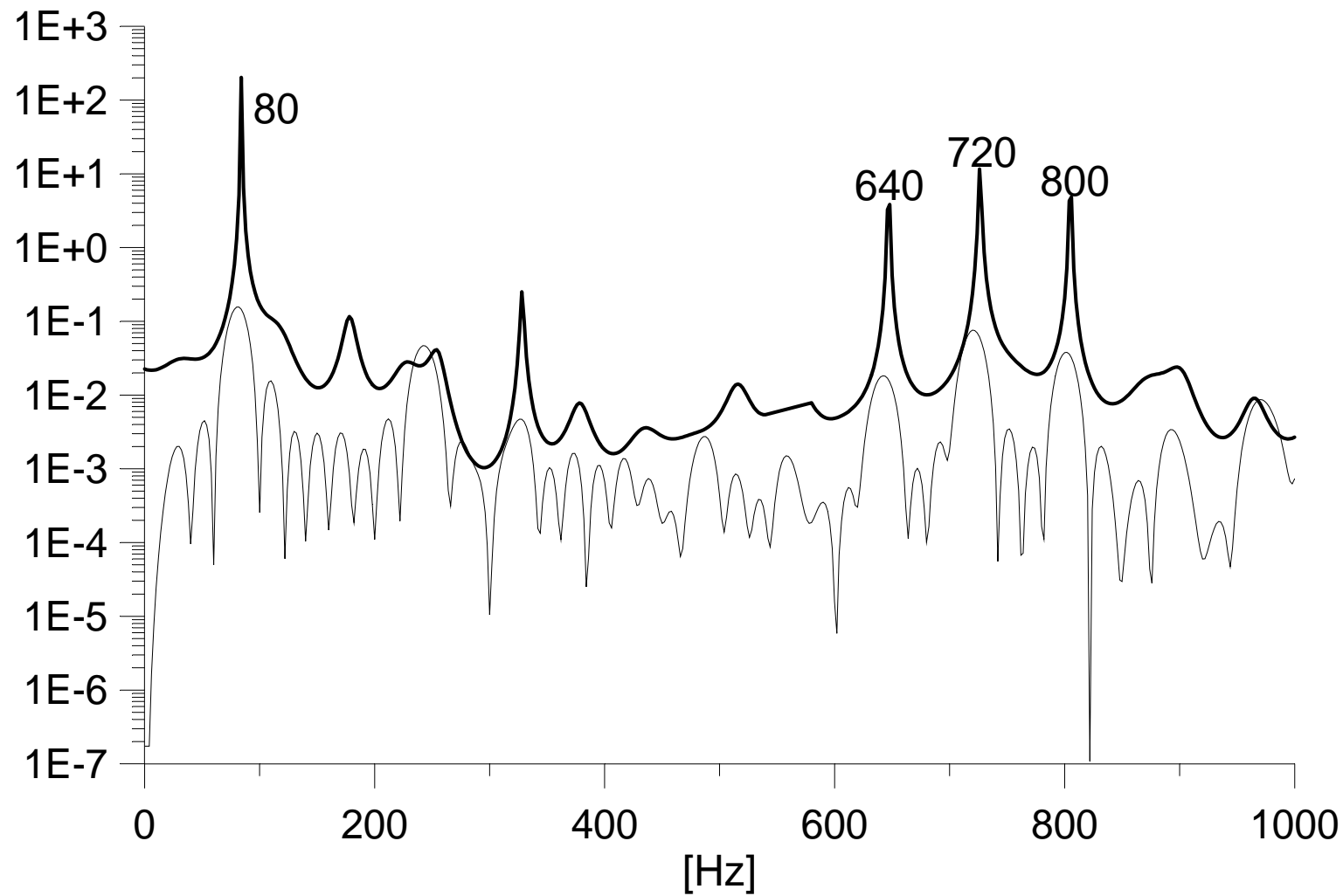




Rys. 8. Tadeusz Łobos, Zbigniew Leonowicz - BADANIA STANÓW AWARYJNYCH UKŁADÓW PRZEKSZTAŁTNIKOWYCH Z ZASTOSOWANIEM STATYSTYK WYŻSZYCH RZĘDÓW



Rys. 9. Tadeusz Łobos, Zbigniew Leonowicz - BADANIA STANÓW AWARYJNYCH UKŁADÓW PRZEKSZTAŁTNIKOWYCH Z ZASTOSOWANIEM STATYSTYK WYŻSZYCH RZĘDÓW





## BIOGRAFIE AUTORÓW

Mgr inż. Zbigniew Leonowicz

Asystent na Wydziale Elektrycznym Politechniki Wrocławskiej. W 1997 r. ukończył studia w Instytucie Podstaw Elektrotechniki i Elektrotechnologii. Pracuje w Zakładzie Elektrotechniki Teoretycznej. Zajmuje się metodami analizy widmowej sygnałów elektrycznych.

adres: Instytut Podstaw Elektrotechniki i Elektrotechnologii

POLITECHNIKA WROCLAWSKA

pl. Grunwaldzki 13

50-377 Wrocław

E-mail: [leon99@pwr.wroc.pl](mailto:leon99@pwr.wroc.pl)