ZESZYTY NAUKOWE POLITECHNIKI ŚLĄSKIEJ 1974

Seria: Elektryka z. 48 Nr kol. 431

Ryszard Hagel

Instytut Metrologii i Maszyn Elektrycznych
Politechniki Śląskiej

# OKREŚLENIE CZĘSTOTLIWOŚCI GRANICZNEJ SYGNAŁÓW

Streszczenie. Zdefiniowano pulsację graniczną sygnału. Podano kilka praktycznych sposobów wyznaczania pulsacji granicznej sygnałów wejściowych przetworników pomiarowych.

## 1. Pulsacja graniczna

Rzeczywiste sygnały są ograniczone w czasie i opisują je funkcje określone w skończonym przedziale czasu T. Transformaty Fouriera sygnałów ograniczonych w czasie są określone w nieograniczonym przedziale częstotliwości. W celu wiernego przeniesienia przez przetworniki pomiarowe czasowo ograniczonych sygnałów, należałoby teoretycznie żądać odtwarzania bez zniekształceń amplitudowych i fazowych nieograniczonego widma częstotliwości tych sygnałów. W rzeczywistości można wymagania stawiane przetwornikom pomiarowym ograniczyć, ponieważ widma częstotliwości rzeczywistych sygnałów maleją ze wzrostem częstotliwości. W praktyce pomiarowej wystarczy więc uwzględnienie ograniczonego pasma częstotliwości widma sygnałów ograniczonych w czasie.

Celowe jest wprowadzenie i posługiwanie się pojęciem częstotliwości granicznej $f_{gs}$ lub pulsacji granicznej $\omega_{gs}$ sygnałów. Pulsacja graniczna $\omega_{gs}$ sygnału x(t) określa widmo częstotliwości, które praktycznie powinno być przenoszone przez przetworniki pomiarowe bez zniekształceń. Dla adekwatnego odtworzenia sygnału wejściowego x(t) przetwornik pomiarowy musi spełniać warunek $\omega_g \geqslant \omega_{gs}$ (przy czym: $\omega_g$ - pulsacja graniczna przetwornika pomiarowego). Pominięcie części widma sygnału odpowiadającej pulsacjom $\omega > \omega_{gs}$ nie może powodować istotnych błędów dynamicznych.

Sygnał ograniczony w czasie nie spełnia założeń wynikających ze sformułowania twierdzenia o próbkowaniu. W przypadku próbkowania sygnał x(t) zostanie odtworzony, na podstawie swych dyskretnych wartości $x(n T_p)$, w przybliżeniu (przy czym: $T_p \leqslant \pi/\omega_{gs}$ - okres próbkowania).

Przyjęcie pulsacji granicznej umożliwia tylko zgrubne oszacowanie wymaganego pasma przenoszenia przetwornika, ale postępowanie takie jest praktycznie celowe i uzasadnione, ponieważ dokładny przebieg sygnału nie jest przed pomiarem znany. Dzięki takiemu podejściu można postawić przetwornikom i układom pomiarowym realne wymagania: wystarczy mianowicie, aby prze-

tworniki posiadały właściwości przetworników niezniekształcających ($|G(j\omega)|$ = const; $\varphi(\omega)$ = const.$\omega$) w określonym,skończonym przedziale pulsacji, wynikającym z przebiegu widma częstotliwości sygnałów wejściowych przetworników.

W praktyce pomiarowej określa się często częstotliwość graniczną na podstawie doświadczenia; np. w większości pomiarów wielkości mechanicznych częstotliwość graniczna nie przekracza 1 ... 1,5 kHz . W Pomiarach drgań mechanicznych można przyjąć $f_{gs} \approx$ 12 ... 15 kHz. Dla ilustracji podano częstotliwości graniczne $f_{gs}$ zaobserwowane przy pomiarach momentu walcowania i nacisku walców:

| | |
|---|---|
| walcowanie gorące metalu | 10 ... 25 Hz |
| walcownie blachy | 20 ... 40(85)Hz |
| walcownie zimnego metalu | 5 ... 40 Hz. |

Istnieje szereg innych sposobów oszacowania częstotliwości granicznych sygnałów pomiarowych [1, 2, 3, 4]; niektóre z nich zostaną opisane w dalszych rozdziałach.

## 2. Określenie pulsacji granicznej sygnałów na podstawie widma częstotliwości

Pasmo częstotliwości przenoszone bez zniekształceń przez przetworniki pomiarowe jest ograniczone. Oznacza to w praktyce zmniejszenie dokładności przetwarzania dynamicznego i ograniczenie zastosowania konkretnych przetworników pomiarowych.

Szybkie zmiany wielkości mierzonej lub jej pochodnej, uwidaczniające się na wykresach w postaci nieciągłości, świadczą w przypadku przebiegów okresowych o istnieniu składowych harmonicznych o wielkich częstotliwościach, a w przypadku przebiegów nieokresowych o dużej gęstości widma częstotliwości w zakresie wielkich częstotliwości. Przy pomiarze takich przebiegów zawsze istnieje obawa, że krzywe niegładkie zostaną zaokrąglone. Jedyną gwarancją,że pomiar zostanie przeprowadzony prawidłowo, jest odpowiedni dobór pasma przenoszenia przetworników pomiarowych.

Dla każdego rzeczywistego sygnału można znaleźć taką wartość pulsacji $\omega_{gs}$, począwszy od której widmo częstotliwości $F(j\omega)$ praktycznie jest równe zeru

$$F(j\omega)\Big|_{\omega > gs} \approx 0$$

W wielu przypadkach przyjmuje się jako pulsację graniczną sygnału pulsację odpowiadającą pierwszej wartości zerowej obwiedni widma częstotliwości.

W przypadku impulsów prostokątnych o okresie T, przebieg można przedstawić w postaci szeregu nieskończonego

$$x(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} A_n e^{jn\omega_1 t} \tag{1}$$

przy czym:

$$A_n = \frac{\alpha A}{T} si\left(\frac{n\alpha\pi}{T}\right) = A_0 si\left(\frac{n\alpha\pi}{T}\right); \tag{2}$$

$\omega_1 = 2\pi/T$; $\alpha$ – szerokość impulsu.

Z zależności (2) wynika, że pierwsza wartość zerowa widma odpowiada liczbie porządkowej n

$$\frac{n\alpha\pi}{T} = \pi \quad \text{czyli} \quad n = T/\alpha$$

Zatem pulsację graniczną w tym przypadku można oznaczać z zależności

$$\omega_{gs} = n\,\omega_1 = 2\pi/\alpha \tag{3}$$

Po pierwszym przejściu przez zero amplituda obwiedni wynosi 22% wartości największej amplitudy $A_0$.

Pulsację graniczną oblicza się niekiedy z warunku

$$\frac{|A_n|}{A_0} < \varepsilon \tag{4}$$

W przypadku impulsów prostokątnych jest

$$\frac{A_n}{A_0} = si\left(\frac{n\alpha\pi}{T}\right) = si(x)$$

Z wykresu funkcji si(x) odczytuje się, że dla $\varepsilon = 0{,}1$ warunek (4) jest spełniony dla $x \geqslant 3$, czyli dla $n \geqslant 3\,T/\alpha$. Stąd pulsacja graniczna

$$\omega_{gs} = 2\pi n/T = 6\,\pi/\alpha$$

oraz częstotliwość graniczna (5)

$$f_{gs} = 3/\alpha$$

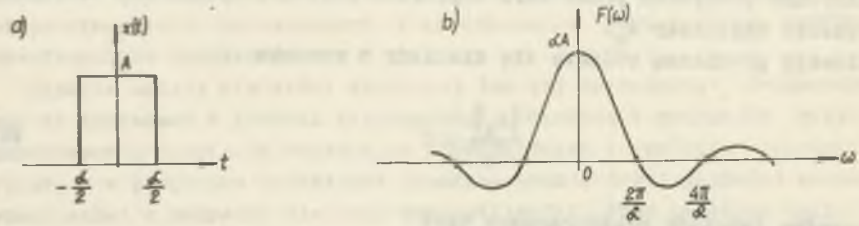
W przypadku impulsów o kształcie różniącym się od impulsów prostokątnych, np. dla impulsów trapezoidalnych lub sinusoidalnych otrzymuje się z warunku (4) wartości mniejsze od wartości obliczonych z zależności (5). Dlatego też wzorem (5) można się posługiwać niezależnie od kształtu impulsów, otrzymując wartości graniczne oszacowane z rezerwą.

W celu zilustrowania wpływu ograniczenia widma częstotliwości na przebiegi sygnałów wyjściowych czujników, rozpatrzono przypadek przenoszenia jednorazowego impulsu prostokątnego przez idealny filtr dolnoprzepustowy o zmiennej szerokości pasma przepustowego. Przyjęto, że pasmo przepustowe idealnego filtru jest ograniczone do przedziału $\langle 0, \omega_g \rangle$ oraz że wartości pulsacji granicznej $\omega_g$ są równe kolejnym wartościom zerowym widma częstotliwości impulsu prostokątnego. Funkcja widmowa impulsu prostokątnego o szerokości $\alpha$ jest opisana równaniem

$$F(\omega) = \int_{-\alpha/2}^{\alpha/2} A e^{-j\omega t}\, dt = \alpha A \, si\left(\frac{\alpha\omega}{2}\right) \tag{6}$$

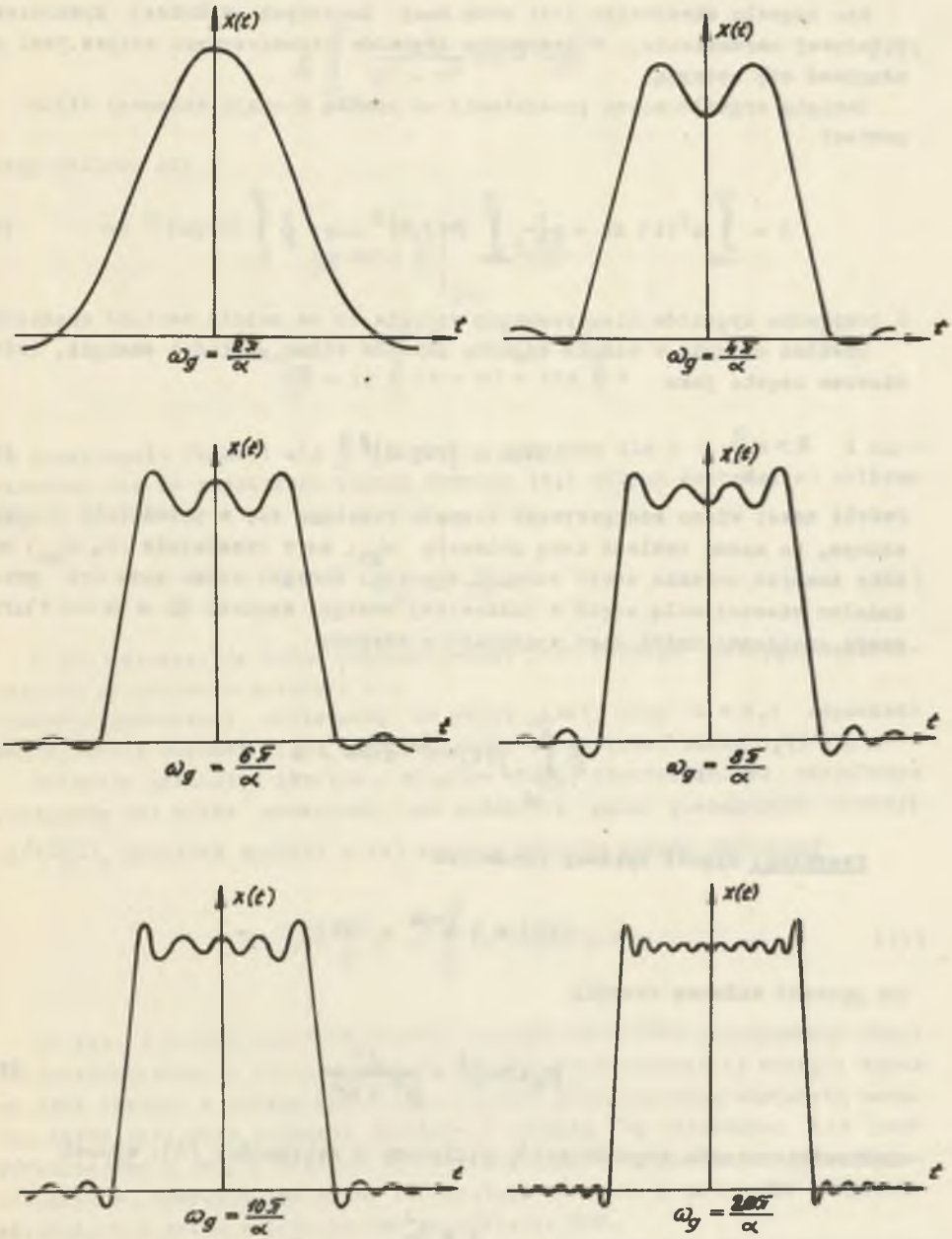
Stąd oblicza się wartości pulsacji granicznej

$$\omega_g = \frac{2k\pi}{\alpha} \quad (k = 1,2,3 \ldots) \tag{7}$$




Rys. 1. Impuls prostokątny a) i wykres jego widma częstotliwości b)

Na rys. 1a przedstawiono rozpatrywany przebieg impulsowy, a na rys. 1b wykres funkcji $F(\omega)$. Rysunek 2 przedstawia przebiegi odpowiedzi dla kilku częstotliwości granicznych $\omega_g$ filtru, obliczonych z zależności (7). Przebiegi odpowiedzi filtru dolnoprzepustowego na wymuszenie impulsowe dobrze ilustrują wpływ ograniczonego pasma przepustowego przetworników pomiarowych na zniekształcenie sygnałów wyjściowych.




Rys. 2. Przebiegi odpowiedzi na wyjściu filtru dolnoprzepustowego

## 3. Określenie pulsacji granicznej na podstawie widma gęstości energii

Moc sygnału okresowego jest sumą mocy zawartych w każdej dyskretnej składowej harmonicznej. W przypadku sygnałów nieokresowych celowe jest posługiwać się energią.

Energię sygnału można przedstawić za pomocą funkcji widmowej $F(j\omega)$ w postaci

$$E = \int_{-\infty}^{\infty} x^2(t)\,dt = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} |F(j\omega)|^2\,d\omega = \frac{1}{\pi}\int_{0}^{\infty} |F(j\omega)|^2\,d\omega \tag{8}$$

W przypadku sygnałów nieokresowych energia ta ma zwykle wartość skończoną.

Rozkład energii w widmie sygnału określa widmo gęstości energii, definiowane często jako

$$S(\omega) = |F(j\omega)|^2 \tag{9}$$

Jeżeli nawet widmo energetyczne sygnału rozciąga się w przedziale nieskończonym, to można znaleźć taką pulsację $\omega_{gs}$, że w przedziale $(0, \omega_{gs})$ będzie zawarta znaczna część energii sygnału. Energia widma poza tym przedziałem stanowi małą część a całkowitej energii sygnału $(0 < a << 1)$. Pulsację graniczną można więc wyznaczyć z warunku

$$\frac{1}{\pi}\int_{\omega_{gs}}^{\infty} |F(j\omega)|^2\,d\omega = a\,E \tag{10}$$

**Przykład:** Sygnał opisany równaniem

$$x(t) = A\,e^{-\beta t}\cdot 1(t)$$

ma gęstość widmową energii

$$|F_x(j\omega)|^2 = \frac{A^2}{\beta^2 + \omega^2} \tag{11}$$

Całkowita energia sygnału $x(t)$, obliczona z zależności (8), wynosi

$$E = \frac{A^2}{2\beta} \tag{12}$$

Pulsację graniczną dla zadanej wartości a oblicza się z równania (10), podstawiając zależności (11) i (12)

$$\frac{1}{\pi}\int_{\omega_{gs}}^{\infty}\frac{A^2}{\beta^2+\omega^2}\,d\omega = \frac{a\,A^2}{2\beta} \tag{13}$$

Stąd oblicza się

$$\frac{A^2}{\beta\pi}\,\mathrm{artg}\,\frac{\omega}{\beta}\Big|_{\omega_{gs}}^{\infty} = \frac{a\,A^2}{2\beta}$$

$$\frac{\omega_{gs}}{\beta} = \mathrm{tg}\,\frac{\pi}{2}(1-a) = \mathrm{ctg}\,\frac{\pi}{2}a$$

Po rozwinięciu funkcji $\mathrm{ctg}\,\frac{\pi}{2}a$ w szereg potęgowy dla $0 < \frac{\pi}{2}a < \pi$ i ograniczając się do pierwszego wyrazu szeregu (dla małych wartości a) oblicza się

$$\omega_{gs} \approx \frac{2}{a\pi}\beta \tag{14}$$

Z (11) wynika, że widmo częstotliwości jest funkcją malejącą monotonicznie ze wzrostem pulsacji $\omega$.
Pulsacji granicznej obliczonej ze wzoru (14) przy $a = 0{,}1$ odpowiada zmniejszenie rzędnej widma częstotliwości do wartości około 0,15 F(0).

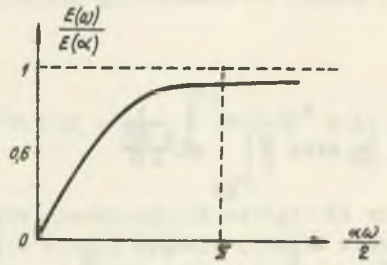
Pulsację graniczną impulsu o ciągłym widmie częstotliwości określonym równaniem (6) można oszacować na podstawie pola powierzchni funkcji $\mathrm{si}^2(\frac{\alpha\omega}{2})$, ponieważ zgodnie z (8) energię impulsu wyraża zależność

$$E = \frac{1}{\pi}\alpha^2 A^2\int_0^{\infty}\mathrm{si}^2\left(\frac{\alpha\omega}{2}\right)d\omega \tag{15}$$

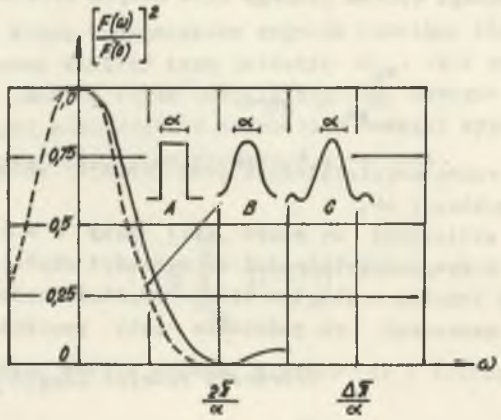
Na rys. 3 podano wykres względnej energii $E(\omega)/E(\infty)$ pojedynczego impulsu prostokątnego. Z wykresu wynika, że około 90% całkowitej energii impulsu jest zawarte w paśmie widma ograniczonym jego pierwszą wartością zerową. Zatem przyjęcie pulsacji granicznej sygnału wg zależności (3) jest równoznaczne z uwzględnieniem 90% energii sygnału w postaci impulsu prostokątnego. Wykresem tym można się posługiwać także w przypadku impulsów okresowych o małym współczynniku zapełnienia $\alpha/T$.

Na rys. 4 przedstawiono wykresy względnej gęstości widmowej mocy dla trzech charakterystycznych przebiegów impulsowych. Względną gęstość widmo-

wą energii teoretycznego impulsu prostokątnego A przedstawia linia ciągła Impulsowi B o zaokrąglonych krawędziach, odpowiada na wykresie linia przerywana. Kształt impulsu C odpowiada części widma ograniczonej pulsacją $2\pi/\alpha$.




Rys. 3. Wykres względnej energii impulsu prostokątnego




Rys. 4. Wykresy względnej energii dla trzech impulsów

## 4. Określenie $\omega_g$ na podstawie transmitancji obiektu pomiaru

Wartości transmitancji obiektów pomiaru maleją ze wzrostem częstotliwości, tak że w pewnym przybliżeniu można je przedstawić jako filtry dolnoprzepustowe. Na wyjściu takich obiektów występują sygnały o ograniczonych pulsacjach.

Jako pulsację graniczną sygnałów wyjściowych obiektu o transmitancji $G(j\omega)$ można przyjąć pulsację, przy której amplituda tych sygnałów jest równa progowi pobudliwości czujnika pomiarowego. Sygnały wyjściowe o wię-

kszych częstotliwościach nie będą wykrywane przez czujniki pomiarowe. Pulsację graniczną można więc oszacować z warunku

$$\left|G(j\omega_{gs})\right| = \frac{\Delta_y}{X_m} \tag{16}$$

przy czym:

$\Delta_y$ – próg pobudliwości czujnika,

$X_m$ – amplituda sygnału wejściowego.

W przypadku obiektu pierwszego rzędu o module transmitancji

$$\left|G(j\omega)\right| = \frac{k}{\sqrt{1 + (\omega T)^2}} \tag{17}$$

otrzymuje się

$$\left|G(j\omega_{gs})\right| \approx \frac{k}{\omega_{gs} T} = \frac{\Delta_y}{X_m} \tag{18}$$

Pulsację graniczną sygnału wyjściowego obiektu można również oszacować na podstawie widma energetycznego i transmitancji obiektu. Gęstość widmowa energii sygnału wyjściowego $S_y(\omega)$ jest związana z widmem ciągłym sygnału wejściowego $S_x(\omega)$ zależnością

$$S_y(\omega) = \left|G(j\omega)\right|^2 S_x(\omega) \tag{19}$$

Przyjmując najbardziej niekorzystny przypadek sygnału wejściowego w postaci białego szumu o widmie

$$S_x(\omega) = S_B$$

otrzymuje się, dla obiektu pierwszego rzędu o module transmitancji określonym przez (17), gęstość widmową sygnału wyjściowego w postaci

$$S_y(\omega) = \frac{k^2}{1 + (\omega T)^2} S_B \tag{20}$$

Dla gęstości widmowych energii, równanie (10) można przepisać w postaci

$$\frac{1}{\pi}\int_{\omega_{gs}}^{\infty} S_y(\omega)\, d\omega = a\,\frac{1}{\pi}\int_{0}^{\infty} S_y(\omega)\, d\omega \tag{21}$$

Po podstawieniu (20) do (21) otrzymuje się po scałkowaniu i po przekształceniach

$$\omega_{gs} = \frac{1}{T} \operatorname{ctg} \frac{\pi}{2} a \tag{22a}$$

Uwzględniając uproszczenia jak w przykładzie, można pulsację graniczną wyrazić w przybliżeniu zależnością

$$\omega_{gs} = \frac{2}{a \pi T} \tag{22b}$$

5. Określenie $\omega_{gs}$ na podstawie funkcji autokorelacji sygnału

Na podstawie twierdzenia Wienera-Chinczyna gęstość widmową $S(\omega)$ określa się jako przekształcenie Fouriera funkcji autokorelacji $R(\tau)$ sygnału

$$S(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} R(\tau)\, e^{-j\omega\tau}\, d\tau = 2 \int_{0}^{\infty} R(\tau) \cos\omega\tau\, d\tau \tag{23}$$

Znaczenie tej zależności polega przede wszystkim na tym, że pozwala ona określić funkcję gęstości widmowej $S(\omega)$ na podstawie funkcji autokorelacji $R(\tau)$ danej analitycznie lub w postaci wykresu. Znając $S(\omega)$ można określić $\omega_{gs}$ np. z zależności (23). Metoda ta odgrywa szczególnie ważną rolę w przypadku stacjonarnych procesów przypadkowych. Tak np. z przybliżeniem dostatecznym dla oszacowania pulsacji granicznej $\omega_{gs}$ można przyjąć, że funkcje autokorelacji procesów stochastycznych mają przebiegi zbliżone do funkcji określonych równaniami

$$R(\tau) = e^{-\beta|\tau|} \tag{24}$$

lub

$$R(\tau) = e^{-(a\tau)^2} \tag{25}$$

Podstawiając do równania (23) kolejno wyrażenia (24) i (25) oblicza się

$$S(\omega) = \frac{2\beta}{\omega^2 + \beta^2} \tag{26}$$

oraz

$$S(\omega) = \frac{\sqrt{\pi}}{a} \exp\left(-\frac{\omega^2}{4a^2}\right) \tag{27}$$

Z ogólnych właściwości przekształcenia Fouriera wynikają związki między przebiegami funkcji autokorelacji sygnału i gęstości widmowej mocy.

Jeżeli funkcja $R(\tau)$ jest monotonicznie malejącą funkcją zmiennej $\tau$, to $S(\omega)$ jest również monotonicznie malejącą funkcją zmiennej $\omega$.

Jeżeli ze wzrostem $\tau$ wartości funkcji autokorelacji sygnału szybko maleją (wykres $R(\tau)$ jest ograniczony do małych wartości $\tau$), wówczas przebieg $S(\omega)$ jest płaski, wolno malejący ze wzrostem $\omega$. Taki przebieg świadczy o zawartości składowych o dużej zmienności w sygnale. W przypadku gdy $R(\tau)$ maleje praktycznie do zera w przeciągu krótkiego czasu $\Delta\tau$, wtedy $S(\omega)$ zachowuje prawie stałą wartość aż do wartości określonej zależnością [5]

$$f_{gs} = 2\pi/\Delta\tau$$

W granicznym przypadku, gdy $S(\omega)$ = const dla wszystkich wartości $\omega$, zanika wszelka korelacja między wartościami $x(t)$ i proces jest całkowicie przypadkowy.

Często stosuje się model procesu stochastycznego (praktycznie nierealizowalny) o widmie ograniczonym częstotliwościami granicznymi $+f_{gs}$ i $-f_{gs}$ i stałej w tym zakresie częstotliwości, wartości gęstości widmowej $S(\omega) = S_0$ = const. Posługując się transformatą Fouriera funkcji o przebiegu prostokątnym, oblicza się funkcję autokorelacji procesu

$$R(\tau) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} S(\omega)\, e^{j\omega\tau}\, d\omega = 2\, S_0\, f_{gs}\, si(\omega_{gs}\tau) \qquad (28)$$

Miejsca zerowe funkcji (28) występują dla $\omega_{gs}\tau = n\pi$ $(n = 1,2,3, \ldots)$, a więc dla $\tau_n = n\pi/\omega_{gs} = n/2\, f_{gs}$. Istnieje zatem możliwość oszacowania pulsacji granicznej na podstawie zależności

$$\omega_{gs} = \frac{n\pi}{\tau_n} \qquad (29)$$

Jeżeli uwzględnić, że $R(\tau) = 0$ oznacza statystyczną niezależność wartości chwilowych procesu $x(t)$, wówczas istnieje możliwość przedstawienia tego procesu za pomocą statystycznie niezależnych wartości mierzonych w odstępach czasu $\Delta t = \tau_1 = 1/2f_{gs}$. Otrzymany wynik jest zgodny z twierdzeniem o próbkowaniu sygnału o częstotliwości granicznej $f_{gs}$.

W teorii funkcji korelacji udowadnia się, że funkcje autokorelacji sygnałów okresowych są również funkcjami okresowymi o tym samym okresie. Funkcja korelacji wzajemnej dwóch sygnałów okresowych o różnych okresach równa się zeru. Zależności te wykorzystuje się przede wszystkim do wykrywania sygnałów okresowych przy występowaniu szumów. Technika korelacji po-

że być również zastosowana do określania pulsacji $\omega_{gs}$. Należy przy tym uwzględnić, że poszerzenie pasma przenoszenia układu pomiarowgo poza niezbędne minimum potrzebne do przeniesienia sygnału powoduje podwyższenie poziomu szumów na wyjściu, a więc zwiększa niedokładność. Z tego powodu oszacowanie pulsacji granicznej sygnału użytecznego przy występowaniu szumów jest bardzo ważne.

Rozpatrując sygnał okresowy u(t) zmieszany z szumem s(t)

$$x(t) = u(t) + s(t)$$

o funkcjach autokorelacji $R_x(\tau)$; $R_u(\tau)$ i $R_s(\tau)$ oblicza się

$$R_x(\tau) = R_u(\tau) + R_s(\tau)$$

Ponieważ funkcja $R_s(\tau)$ dla dostatecznie dużych wartości $\tau$ dąży do zera, zatem $R_x(\tau) \approx R_u(\tau)$. Podane zależności obowiązują przy dostatecznie długim czasie całkowania T (teoretycznie w przedziale nieograniczonym). W przypadku skończonej wartości T występuje błąd o wartości równej wartości funkcji korelacji wzajemnej $R_{uz}(\tau)$ i $R_{zu}(\tau)$.

## Wnioski

Przedstawiono kilka sposobów wyznaczania częstotliwości granicznej sygnałów. Częstotliwość graniczna $f_{gs}$ jest wielkością umowną, charakteryzującą pewne właściwości sygnału w dziedzinie częstotliwości. Przyjęcie częstotliwości granicznej umożliwia tylko zgrubne oznaczenie zmienności sygnału i wymaganego pasma przenoszenia przetworników. W praktyce postępowanie takie jest jednak celowe i uzasadnione, ponieważ dokładny przebieg sygnału przed pomiarem nie jest znany, a pasmo przenoszenia przetworników pomiarowych powinno być przyjmowane z zapasem. Z tego punktu widzenia za najlepszą należałoby uważać tę metodę oznaczania częstotliwości granicznej sygnałów, która najszybciej prowadzi do wyniku.

LITERATURA

[1] Krauss M., Woschni E.G.: Messinformations-systeme. VEB Verlag Technik, Berlin 1972.

[2] Lange F.H.: Signale und Systeme. VEB Verlag 1965.

[3] Lathi B.P.: Systemy telekomunikacyjne. WNT Warszawa 1972.

[4] Mańczak K.: Metody identyfikacji wielowymiarowych obiektów sterowania WNT Warszawa 1971.

[5] Sołodownikow W.W.: Dynamika statystyczna liniowych układów sterowania automatycznego. WNT Warszawa 1964.

Przyjęto do druku w maju 1974 r.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПРЕДЕЛЬНОЙ ЧАСТОТЫ СИГНАЛОВ

Р е з ю м е

Дано определение предельной пульсации сигнала. Излагается несколько способов определения граничной пульсации входных сигналов измерительных преобразователей.

DETERMINATION OF LIMITING SIGNAL FREQUENCY

S u m m a r y

The limiting signal pulsation is defined. Some practical methods of determination of the limiting pulsation of input signals of the measuring converters are given.