

Eligiusz PASECKI

BŁĄD CZĘSTOTLIWOŚCIOWY ANALIZATORÓW WIDMA

Streszczenie. W artykule przeprowadzona jest analiza błędu częstotliwościowego analizatorów do bezpośredniej analizy widmowej napięcia odkształconego. W analizatorach tego typu napięcie badane jest mnożone z sinusoidalnym lub prostokątnym napięciem odniesienia. Wynik mnożenia jest uśredniany. W artykule wykazano, że błąd pomiaru składowych widma spowodowany różnicą częstotliwości napięcia odniesienia i badanego jest duży. Błąd ten zależy od kąta przesunięcia fazy między tymi napięciami. Zmniejszenie błędu częstotliwościowego analizatorów z sinusoidalnym napięciem odniesienia jest trudne, jeżeli pomiaru składowych widma dokonuje się w czasie rzeczywistym. Generacja i synchronizacja prostokątnego napięcia odniesienia jest prosta. Dlatego błąd częstotliwościowy analizatorów widma z prostokątnym napięciem odniesienia może być mały. Analizatory tego typu mogą być stosowane do analizy widmowej sygnałów w czasie rzeczywistym.

Pomiarowe wyznaczenie składowych widma za pomocą analizatora realizującego bezpośrednio ciągłą transformatę Fouriera [1, 2, 3] polega na mnożeniu sygnału badanego z sygnałem o przebiegu sinusoidalnym oraz uśrednieniu iloczynu tych sygnałów (rys. 1a). Jeżeli założy się, że funkcje mnożenia i uśredniania realizowane są bezbłędnie, sinusoidalne napięcie odniesienia jest niezniekształcone, pulsacja napięcia odniesienia ω_s jest równa pulsacji k-tej harmonicznej sygnału badanego oraz czas uśredniania T jest równy całkowitej wielokrotności okresu T_x pierwszej harmonicznej sygnału badanego, wówczas napięcie wyjściowe układu uśredniającego wynosi:

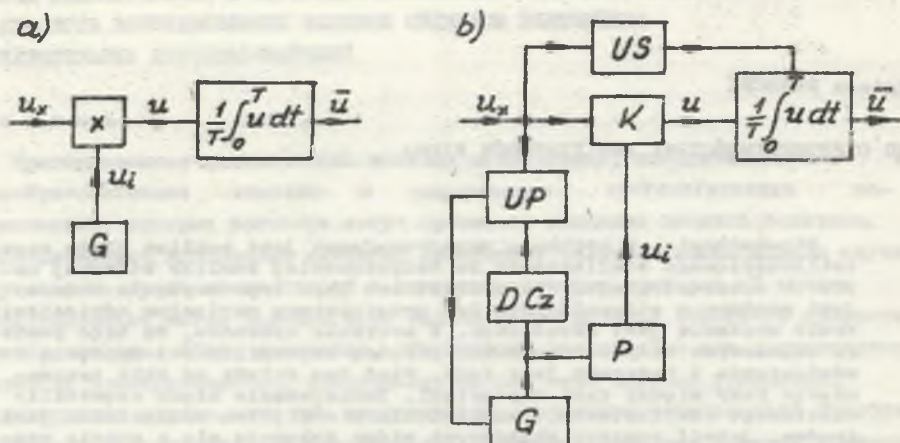
$$U_k = p U_s U_k \cos \varphi_k, \quad (1)$$

gdzie:

p - współczynnik proporcjonalności,

 U_s - wartość skuteczna napięcia odniesienia U_k - wartość skuteczna napięcia k-tej harmonicznej sygnału badanego, φ_k - kąt przesunięcia fazy między napięciem odniesienia i k-tą harmoniczną napięcia badanego.

Jeżeli zamiast układu mnożącego zastosuje się detektor homodynamiczny [2], wówczas wynik uśredniania nie zależy od amplitudy napięcia odniesienia.



Rys. 1. Układ analizatora widma:

a) z sinusoidalnym napięciem odniesienia, b) z prostokątnym napięciem odniesienia

Fig. 1. Spectrum analyser system:

a) with sinusoidal reference voltage, b) with rectangular reference voltage

Przy analizie widma stałego w czasie spełnienie powyższych warunków nie jest trudne i błąd pomiaru składowych widma może być mały. W tym przypadku czas uśredniania może być dowolnie długi, a generator napięcia odniesienia może być synchronizowany napięciem badanym lub pulsacja generatora może być regulowana tak długo, aż sygnał wyjściowy będzie zawierał tylko składową stałą. W analizatorze takim funkcję układu uśredniającego, może spełniać filtr dolnoprzepustowy [3]. Natomiast przy analizie widma bieżącego czas pomiaru składowej widma skraca się do czasu trwania jednego lub kilku okresów pierwszej harmonicznej napięcia badanego, a częstotliwość napięcia odniesienia jest ustalona i przełączana skokowo (w analizatorze o działaniu szeregowym). W tym przypadku pomiar składowych widma może być obarczony znacznym błędem nawet wówczas, gdy do budowy analizatora zastosuje się układ mnożący i uśredniający o małym błędzie przetwarzania. Błąd ten spowodowany jest różnicą między pulsacją napięcia odniesienia i pulsacją k -tej harmonicznej napięcia badanego oraz różnicą między czasem uśredniania i czasem trwania N okresów pierwszej harmonicznej napięcia badanego. Na przykład przy analizie widma bieżącego napięcia o częstotliwości sieciowej, czas uśredniania T jest równy wielokrotności 20 ms, a częstotliwość napięcia odniesienia jest równa wielokrotności 50 Hz. Ze względu na zmiany częstotliwości w sieci energetycznej nie jest możliwe utrzymanie w czasie pomiaru ścisłej zależności między czasem uśredniania, częstotliwością napięcia odniesienia i częstotliwością napięcia badanego.

Załóżmy, że za pomocą analizatora realizującego funkcję mnożenia i uśredniania dokonuje się pomiaru składowych widma bieżącego napięcia

$$u_x = \sum_{k=1}^n \sqrt{2} U_k \sin(k\omega_x t + \varphi_k), \quad (2)$$

a napięcie odniesienia wynosi:

$$u_i = \sqrt{2} U_s \sin i \omega_s t,$$

gdzie $i = 1, 2, \dots, n$

Jeżeli $\frac{\omega_x}{\omega_s} = \alpha$ oraz $T = N \frac{2\pi}{\omega_s}$ ($N = 1, 2, \dots$), to obliczając wartość średnią iloczynu $\bar{u} = p u_x u_i$ w czasie T , otrzymuje się

$$\bar{u}_i = p U_s \sum_{k=1}^n U_k \left\{ \frac{\cos \varphi_k \sin 2N(k\alpha - 1)\pi + \sin \varphi_k [\cos 2N(k\alpha - 1)\pi - 1]}{2N(k\alpha - 1)\pi} - \frac{\cos \varphi_k \sin 2N(k\alpha + 1)\pi + \sin \varphi_k [\cos 2N(k\alpha + 1)\pi - 1]}{2N(k\alpha + 1)\pi} \right\}. \quad (3)$$

Dla $\alpha \approx 1$ we wzorze (3) można pominąć wszystkie składniki sumy z wyjątkiem składników zawierających wyrażenie $k\alpha - 1$ dla $k = i$. Obliczając na podstawie wzoru (3) oraz wzoru (1) błąd pomiaru, otrzymuje się

$$\delta_i = \left\{ \frac{\sin 2N(\alpha - 1)i\pi + \operatorname{tg} \varphi_i [\cos 2N(\alpha - 1)i\pi - 1]}{2N(\alpha - 1)i\pi} - 1 \right\} 100\%. \quad (4)$$

Ze wzoru (3) i (4) wynika, że przy pomiarze składowych widma bieżącego za pomocą analizatora realizującego funkcje mnożenia i uśredniania może wystąpić duży błąd pomiaru spowodowany różnicą częstotliwości napięcia odniesienia i mierzonej harmonicznej. Błąd ten zależy od rzędu mierzonej harmonicznej oraz od kąta przesunięcia fazy między tą harmoniczną i napięciem odniesienia. Błędu tego nie można zmniejszyć przez wydłużanie czasu uśredniania. Na rys. 2 przedstawiona jest zależność błędu pomiaru pierwszej harmonicznej w funkcji stosunku α częstotliwości napięcia badanego i odniesienia dla $N=1$ i różnych kątów przesunięcia fazy.

Przeprowadzona analiza wykazuje, że analizator realizujący funkcję mnożenia i uśredniania z sinusoidalnym napięciem odniesienia jest mało przydatny do analizy widmowej sygnałów w czasie rzeczywistym. Znacznie bardziej nadaje się do tego celu analizator, którego układ przedstawiony jest na rys. 1b. W analizatorze tym zastosowane jest łatwe do wytworzenia i synchronizacji prostokątne napięcie odniesienia, a układ mnożący

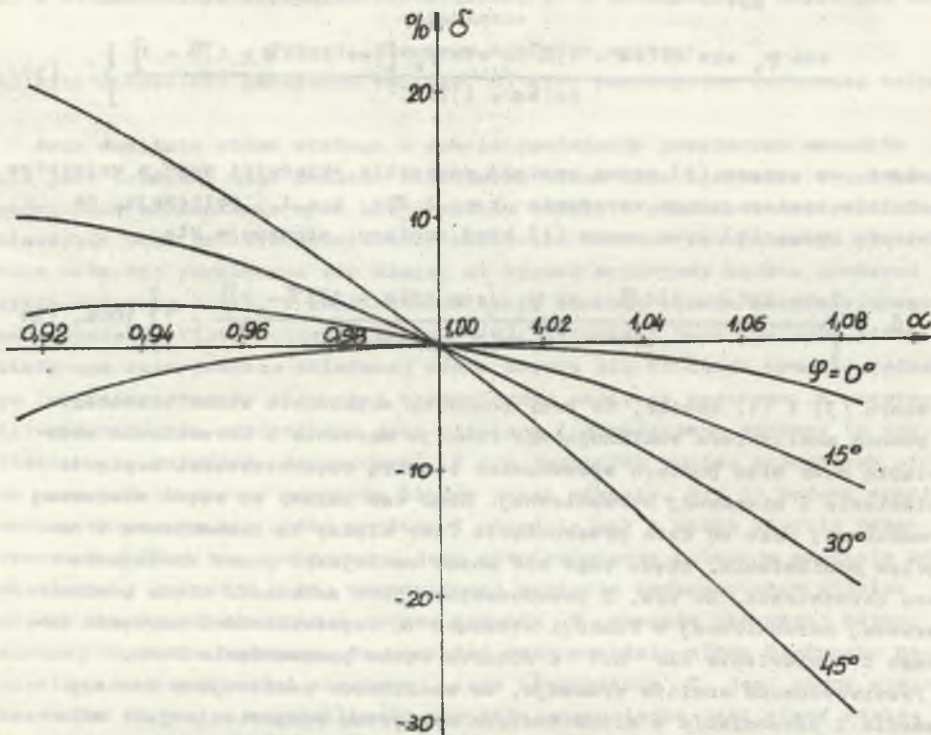
zastąpiony jest prostym w konstrukcji przełącznikiem elektronicznym K. Jeżeli jako układ uśredniający zastosuje się całujący przetwornik analogowo-cyfrowy, to błąd pomiaru składowych widma może być mały. Jeżeli założy się, że przełącznik elektroniczny oraz układ uśredniający nie powodują błędów pomiaru, prostokątne napięcie odniesienia jest symetryczne oraz jego okres T_1 jest równy okresowi i -tej harmonicznej napięcia badanego, czas uśredniania T jest równy całkowitej wielokrotności okresu pierwszej harmonicznej tego napięcia, to dla analizowanego napięcia określonego wzorem (2) napięcie wyjściowe układu uśredniającego wynosi:

$$\bar{u}_i = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \sum_{j=1}^m \frac{U_{(2j-1)i}}{(2j-1)} \cos \varphi_{(2j-1)i}, \quad (5)$$

gdzie:

i - rząd mierzonej harmonicznej,

m - część całkowita liczby obliczonej z zależności $\frac{1}{2} \left(\frac{n}{i} + 1 \right)$.



Rys. 2. Błąd częstotliwościowy pomiaru pierwszej harmonicznej w funkcji stosunku częstotliwości napięcia badanego i odniesienia

Fig. 2. Frequency error of the first harmonic measurement as a function of frequency ratio of the tested voltage and reference one

W analizatorze tym błąd pomiaru spowodowany różnicą częstotliwości mierzonej harmonicznej i napięcia odniesienia oraz różnicą czasu uśredniania i czasu trwania N okresów pierwszej harmonicznej napięcia badanego jest sumą błędów określonych wzorem (4) dla wszystkich nieparzystych harmonicznych względem harmonicznej mierzonej. Jest więc większy niż w analizatorze z sinusoidalnym napięciem odniesienia. Jednak w tym przypadku konstrukcja układu doprowadzającego różnicę częstotliwości napięcia odniesienia i mierzonej harmonicznej do minimum bliskiego zeru w krótkim okresie czasu jest prosta. Można także zapewnić pełną symetrię napięcia odniesienia. W układzie przedstawionym na rys. 1b podzielona 2i-krotnie w dzielniku częstotliwości DCz częstotliwość napięcia wyjściowego generatora G jest porównywana w układzie porównującym UP z częstotliwością analizowanego napięcia, a sygnał błędu wytworzony w tym układzie tak zmienia częstotliwość generatora, aby różnica częstotliwości była równa zeru. Przerzutnik P dzieli 2-krotnie częstotliwość napięcia wyjściowego generatora, zapewniając symetrię prostokątnego napięcia odniesienia o częstotliwości f_1 . Układ sterujący US ustala czas uśredniania $T=N T_x$. Wadą analizatora widma z prostokątnym napięciem odniesienia jest to, że w wyniku pomiaru nie uzyskuje się bezpośrednio składowych widma, lecz należy je obliczać po zakończeniu pomiarów. W analizatorze dokonującym pomiaru widma bieżącego należy zastosować analogowy lub cyfrowy układ obliczający.

LITERATURA

- [1] Fuliński W., Sawicki J.: Model matematyczny analizatora harmonicznych przebiegów odkształconych napięcia i prądu w obwodach elektroenergetycznych. Archiwum Elektrotechniki, z. 1/2-1982.
- [2] Pasecki E.: Analizator harmonicznych z detektorem homodynamicznym. Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej "Elektryka" z.53, Gliwice 1976.
- [3] Pasecki E.: Układy analizatorów harmonicznych napięcia o częstotliwości sieciowej. Konferencja naukowa "Metrologia elektryczna w służbie przemysłu", Gliwice 1984.

Recenzent: Doc. dr hab. inż. Zygmunt Kuśmierk

Wpłynęło do Redakcji 20 czerwca 1987 r.

ЧАСТОТНАЯ ПОГРЕШНОСТЬ СПЕКТРАЛЬНЫХ АНАЛИЗАТОРОВ

Резюме

В статье проведен анализ частотной погрешности анализаторов для непосредственного спектрального анализа деформированного напряжения. В этих анализаторах испытуемое напряжение умножается на синусоидальное исходное напряжение. Результат умножения усредняется.

В статье доказано, что погрешность измерения слагаемых спектра, вызванная разницей частот исходного и испытуемого напряжения большая. Эта погрешность зависит от угла передвижения фазы между этими напряжениями.

Ограничение частотной погрешности анализаторов с синусоидальным исходным напряжением труднее если измерение слагаемых спектра производится в реальном времени. Генерация и синхронизация прямоугольного исходного напряжения производится легче, поэтому частотная погрешность анализаторов спектра с прямоугольным исходным напряжением может быть небольшая. Эти анализаторы могут быть применены для спектрального анализа в реальном времени.

FREQUENCY ERROR OF SPECTRUM ANALYSERS

Summary

A frequency error analysis of spectrum analysers for direct spectrum analysis of deformed voltage has been carried out in the paper. In the analysers of this type the tested voltage is multiplied by sinusoidal or rectangular reference voltage. The result of multiplication is averaged.

It has been proved that the error of spectrum components measurement caused by the difference between the reference voltage and tested voltage frequencies is big. The error depends on a phase shift angle between these two voltages.

It is difficult to reduce the frequency error of spectrum analysers with sinusoidal reference voltage if spectrum components measurement is made in real time generation and synchronization of rectangular reference voltage is simple.

Therefore the frequency error of spectrum analysers with rectangular reference voltage may be small. Analysers of this type can be used for signal spectrum analysis in real time.