

Eligiusz PASECKI

Instytut Metrologii Elektrycznej i Elektronicznej
Politechniki Śląskiej

ANALIZATOR HARMONICZNYCH Z DETEKTOREM HOMODYNOWYM

Streszczenie. Podano zależności umożliwiające wykorzystanie detektora homodynowego do analizy widmowej przebiegów okresowych. Przedstawiono układy analizatorów harmonicznycy napięcia o częstotliwości sieciowej.

1. Wstęp

Analizę harmonicznycy przebiegów okresowych małej częstotliwości zwykle przeprowadza się za pomocą filtra przełączanego lub zespołu filtrów selektywnycy albo w układzie z podwójną przemianą częstotliwości. W układach pomiarowycy tego typu pomiar faz początkowycy harmonicznycy jest trudny i dlatego najczęściej analizę przebiegu odkształconego ogranicza się do pomiaru wartości skutecznycy harmonicznycy tego przebiegu. W przypadku analizy widmowej drgań maszyn i urządzeń konieczny jest pomiar zarówno amplitud jak i faz początkowycy harmonicznycy. Także przy analizie widmowej napięcia lub prądu o częstotliwości sieciowej często konieczny jest pomiar faz początkowycy harmonicznycy.

Wykorzystanie właściwościc detektora homodynowego do analizy widmowej przebiegów okresowycy umożliwia pomiar dwóchw składowycy przebiegu harmonicznego przesuniętychw względem siebie o kąt $\frac{\pi}{2}$, a na tej podstawie określenie wartości skutecznycy i fazy początkowycy badanej harmonicznycy.

2. Detekcja homodynowa przebiegu odkształconego

Detekcja homodynowa oparta jest na zasadzie modulacji amplitudy. Dla sygnału modulowanego o przebiegu sinusoidalnym

$$u_s(t) = U_{ms} \sin(s\omega t + \psi_s)$$

i dla sygnału modulującego o przebiegu sinusoidalnym

$$u_k(t) = U_{mk} \sin(k\omega t + \psi_k)$$

sygnał zmodulowany określony jest zależnością

$$u(t) = [U_{ms} + p u_k(t)] \sin(s\omega t + \psi_s) = U_{ms} \sin(s\omega t + \psi_s) +$$

$$\begin{aligned}
 & + \frac{1}{2} pU_{mk} \cos \left[(s - k) \omega t + \psi_s - \varphi_k \right] + \\
 & - \frac{1}{2} pU_{mk} \sin \left[(s + k) \omega t + \psi_s + \varphi_k \right], \quad (1)
 \end{aligned}$$

gdzie: $s = 1, 2, 3, \dots$

$k = 1, 2, 3, \dots$

p - współczynnik proporcjonalności (dla modulacji liniowej).

Z zależności tej wynika, że wartość średnia sygnału zmodulowanego jest różna od zera tylko dla $s = k$ i przyjmuje wartość

$$\bar{u}_k = \frac{1}{2} pU_{mk} \cos (\psi_s - \varphi_k) \quad (2)$$

Przyjmując fazę początkową sygnału modulowanego równą zero $\psi_s = 0$, otrzymamy

$$\bar{u}_{Ak} = \frac{1}{2} pU_{mk} \cos \varphi_k, \quad (3)$$

a dla fazy początkowej sygnału modulowanego równej $\psi_s = \frac{\pi}{2}$ otrzymamy

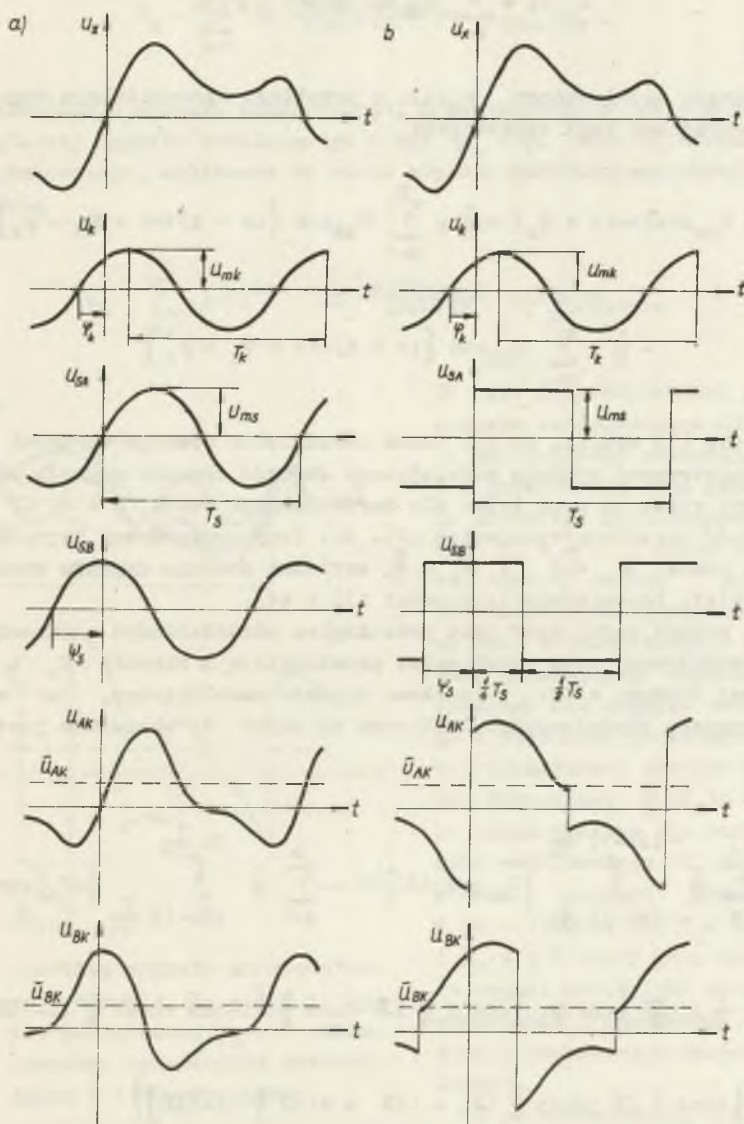
$$\bar{u}_{Bk} = \frac{1}{2} pU_{mk} \sin \varphi_k \quad (4)$$

Natomiast dla sygnału modulowanego $u_s(t)$ o przebiegu prostokątnym, okresie $T_s = T_k$ i zerowej fazie początkowej $\psi_s = 0$ oraz fazie początkowej równej $\psi_s = \frac{\pi}{2}$, wartości średnie sygnału zmodulowanego wynoszą:

$$\begin{aligned}
 \bar{u}_{Ak} &= \frac{1}{T_k} \int_0^{\frac{T_k}{2}} [U_{ms} + pu_k(t)] dt - \frac{1}{T_k} \int_{\frac{T_k}{2}}^{T_k} [-U_{ms} + pu_k(t)] dt = \\
 &= 2p \frac{U_{mk}}{T_k} \cos \varphi_k \quad (5)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \bar{u}_{Bk} &= \frac{1}{T_k} \int_{-\frac{T_k}{4}}^{\frac{T_k}{4}} [U_{ms} + pu_k(t)] dt - \frac{1}{T_k} \int_{\frac{T_k}{4}}^{\frac{3T_k}{4}} [-U_{ms} + pu_k(t)] dt = \\
 &= 2p \frac{U_{mk}}{T_k} \sin \varphi_k \quad (6)
 \end{aligned}$$

Przebiegi sygnału zmodulowanego dla sygnału modułowanego o przebiegu sinusoidalnym i o przebiegu prostokątnym przedstawiono na rys. 1.



Rys. 1. Przebiegi sygnału zmodulowanego amplitudowo dla sygnału modułowanego: a) o przebiegu sinusoidalnym, b) o przebiegu prostokątnym

Jeżeli sygnał modulujący jest przebiegiem odkształconym

$$u_x(t) = \sum_{k=1}^n U_{mk} \sin(k\omega t + \varphi_k),$$

to dla sygnału modulowanego $u_s(t)$, o przebiegu sinusoidalnym sygnał zmodulowany określony jest zależnością

$$u(t) = U_{ms} \sin(s\omega t + \psi_s) + \frac{1}{2} p \sum_{k=1}^n U_{mk} \cos[(s-k)\omega t + \psi_s - \varphi_k] + \\ - \frac{1}{2} p \sum_{k=1}^n U_{mk} \cos[(s+k)\omega t + \psi_s + \varphi_k] \quad (7)$$

Z zależności (7) wynika, że dla czasu uśrednienia równego okresowi harmonicznej podstawowej sygnału modulującego wartość średnia sygnału zmodulowanego jest różna od zera tylko dla harmonicznych rzędu $k = s$ i przyjmuje wartość określoną wyrażeniem (2). Dla fazy początkowej sygnału modulowanego, równej $\psi_s = 0$ i $\psi_s = \frac{\pi}{2}$, wartości średnie sygnału zmodulowanego określają odpowiednio zależności (3) i (4).

Jeżeli sygnał modulujący jest przebiegiem odkształconym o okresie T , a sygnał modulowany jest przebiegiem prostokątnym o okresie T_s i fazie początkowej zgodnej z fazą początkową sygnału modulującego, to wartość średnia sygnału zmodulowanego obliczona za okres T określona jest zależnością

$$\bar{u}_A = \sum_{i=1}^s \frac{1}{T} \int_{\frac{(2i-1)T}{2s}}^{\frac{2i-1}{2s}T} [U_{ms} + pu_x(t)] dt - \sum_{i=1}^s \frac{1}{T} \int_{\frac{(2i-1)T}{2s}}^{\frac{2i}{2s}T} [-U_{ms} + pu_x(t)] dt = \\ = \sum_{i=1}^s \sum_{k=1}^n \frac{1}{2} p \frac{U_{mk}}{k} \left\{ \cos \varphi_k \left[\cos 2 \frac{k}{s} i\pi - 2 \cos \frac{k}{s} (2i-1)\pi + \cos 2 \frac{k}{s} (i-1)\pi \right] + \right. \\ \left. - \sin \varphi_k \left[\sin 2 \frac{k}{s} i\pi - 2 \sin \frac{k}{s} (2i-1)\pi + \sin 2 \frac{k}{s} (i-1)\pi \right] \right\} \quad (8)$$

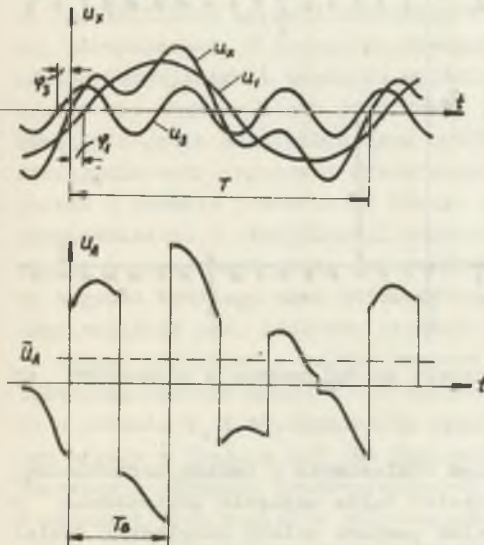
Z zależności (8) wynika, że niezależnie od rzędu k i s suma składników wyrażenia z sinusami jest równa zero, natomiast suma składników wyrażenia z cosinusami jest równa $4s$ dla harmonicznych rzędu $(2k-1)s$ i jest równa zero dla pozostałych harmonicznych.

Zatem wartość średnia sygnału zmodulowanego określona jest zależnością

$$\bar{u}_A = \sum_{k=1}^n 2p \frac{U_m(2k-1)^s}{(2k-1)\pi} \cos \varphi(2k-1)s \tag{9}$$

Dla prostokątnego sygnału zmodulowanego, przesuniętego w fazie względem fazy początkowej sygnału modulującego o kąt $\psi_s = \frac{\pi}{2}$, wartość średnia sygnału zmodulowanego, obliczona za okres sygnału modulującego, określona jest zależnością

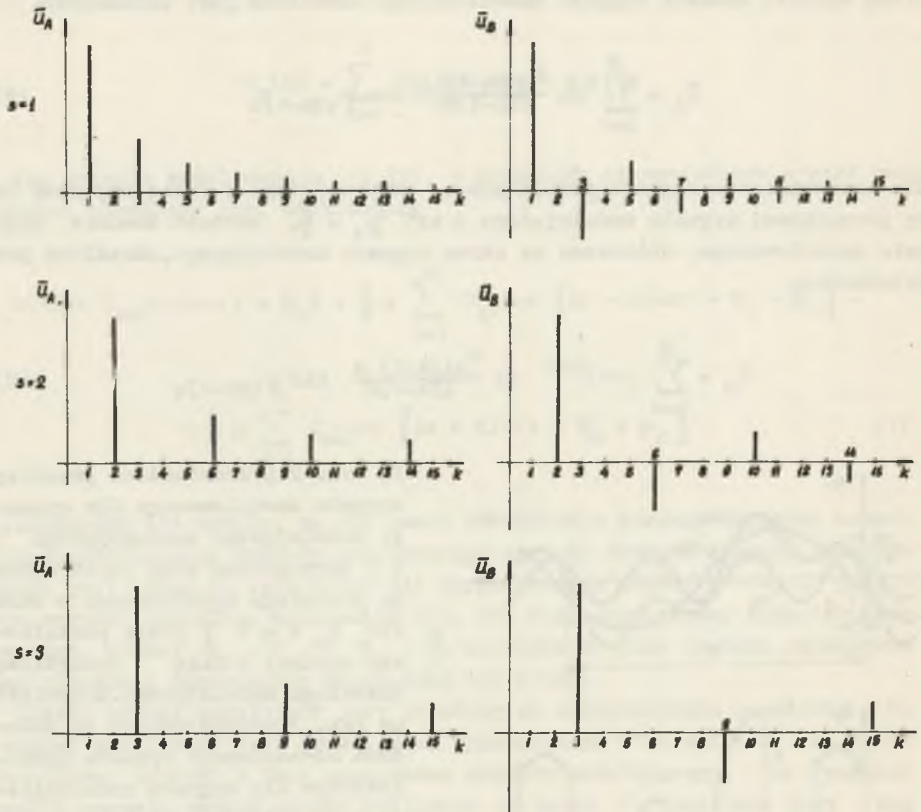
$$\bar{u}_B = \sum_{k=1}^n (-1)^{k+1} 2p \frac{U_m(2k-1)^s}{(2k-1)\pi} \sin \varphi(2k-1)s \tag{10}$$



Rys. 2. Przebieg sygnału prostokątnego o okresie $T_s = \frac{1}{3} T$ i fazie początkowej $\psi_s = 0$ zmodulowanego przebiegiem zawierającym 1 i 3 harmoniczną

Na rys. 2 przedstawiono przebieg sygnału zmodulowanego dla sygnału modulującego zawierającego 1 i 3 harmoniczną oraz prostokątnego przebiegu zmodulowanego o okresie $T_s = \frac{1}{3} T$ i fazie początkowej zgodnej z fazą początkową przebiegu modulującego. Natomiast na rys. 3 przedstawione są składowe uśrednione sygnały zmodulowanego dla sygnału modulującego o przebiegu prostokątnym i fazie początkowej zerowej (\bar{u}_A) oraz wynoszącej $\frac{\pi}{2}$ (\bar{u}_B). Składowe są przedstawione dla okresu sygnału zmodulowanego T_s równego okresowi sygnału modulującego T ($s = 1$) oraz dla $T_s = \frac{1}{2} T$ ($s = 2$) i $T_s = \frac{1}{3} T$ ($s = 3$) przy założeniu, że sygnał modulujący zawiera harmoniczne o jednakowych amplitudach i jednakowych fazach początkowych.

Z przeprowadzonej analizy wynika, że detektor homodynowy może być wykorzystany do pomiaru harmonicznych przebiegu okresowego. Jeżeli sygnałem zmodulowanym będzie napięcie odniesienia o przebiegu sinusoidalnym i o częstotliwości równej częstotliwości badanej harmonicznej, to wartość średnia napięcia wyjściowego z detektora jest proporcjonalna do amplitudy badanej harmonicznej i zależy od



Rys. 3. Składowe wartości średniej sygnału zmodulowanego w zależności od okresu sygnału modulowanego

kąta przesunięcia fazy między napięciem odniesienia i badaną harmoniczną. Do analizy harmonicznyc można wykorzystać także napięcie odniesienia o przebiegu prostokątnym. Wówczas w wyniku pomiaru należy uwzględnić udział harmonicznyc nieparzystyc względem badanej harmonicznyc.

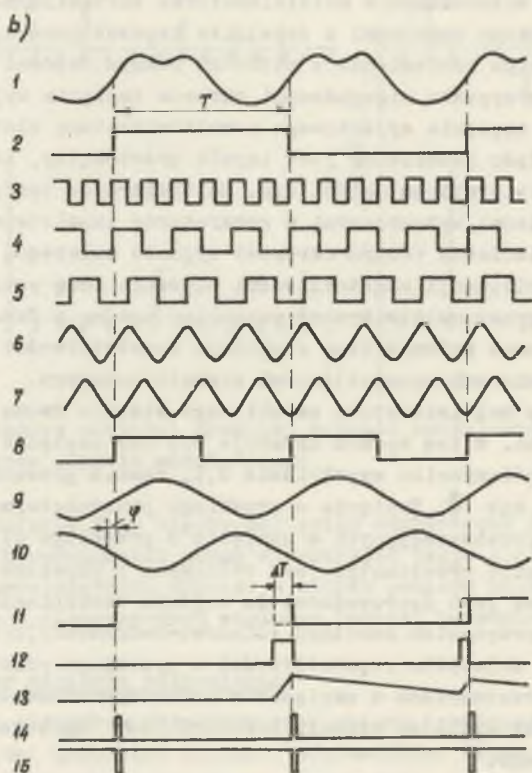
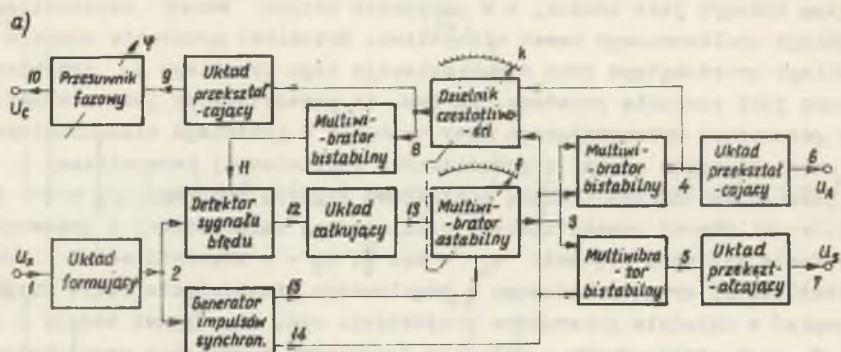
3. Generator napięcia odniesienia

Istotnym elementem składowym analizatora harmonicznyc z detektorem homodynowym jest generator napięcia odniesienia. Zadaniem generatora jest wytworzenie napięcia o przebiegu sinusoidalnym i o częstotliwości równej częstotliwości analizowanej harmonicznyc oraz o fazie początkowej zgodnej z fazą początkową sygnału badanego lub przesuniętego w fazie względem sygnału badanego o kąt $\psi_k = \frac{\omega T}{4k}$. Natomiast amplituda napięcia odniesienia nie jest istotna. Jedynym koniecznym do spełnienia warunkiem jest zapewnienie takiej amplitudy tego napięcia, aby modulacja była liniowa i nie nastąpiło przemodulowanie.

Bezpośrednia generacja sygnału sinusoidalnego synchronizowanego przebiegiem badanym jest trudna, a w przypadku dużych wahań częstotliwości przebiegu analizowanego nawet niemożliwa. Natomiast generacja sygnału o przebiegu prostokątnym oraz synchronizacja tego przebiegu z przebiegiem badanym jest znacznie prostsza. Na rys. 4a przedstawiony jest schemat blokowy generatora wytwarzającego trzy napięcia o przebiegu sinusoidalnym: u_A - o częstotliwości równej częstotliwości analizowanej harmonicznej i fazie początkowej zgodnej z fazą początkową sygnału badanego, u_B - o częstotliwości równej częstotliwości analizowanej harmonicznej i przesuniętego w fazie względem napięcia u_A o kąt $\frac{\pi}{2}$, u_C - o częstotliwości równej częstotliwości sygnału badanego i regulowanym przesunięciu fazy. Przebiegi napięć w układzie generatora przedstawia rys. 4b. Sygnał badany o okresie T jest przetworzony w układzie formującym w napięcie prostokątne o okresie $2T$. Napięcie to jest porównywane w detektorze sygnału błędu z napięciem prostokątnym wytworzonym w multiwibracrze bistabilnym. Multiwibrator ten jest sterowany impulsami z dzielnika częstotliwości, który dzieli częstotliwość sygnału odniesienia w stosunku równym rzędowi analizowanej harmonicznej. W przypadku niezgodności okresów napięcia wyjściowego z układu formującego i napięcia wyjściowego z multiwibratora bistabilnego, w detektorze sygnału błędu generowany jest impuls prostokątny, który po scałkowaniu steruje multiwibratorem astabilnym. Multiwibrator ten ponadto jest synchronizowany impulsami wytwarzanymi w generatorze impulsów synchronizujących o okresie powtarzania równym okresowi sygnału badanego. Taki układ synchronizacji i stabilizacji częstotliwości zapewnia fazę początkową napięcia generowanego przez multiwibrator astabilny zgodną z fazą początkową sygnału badanego oraz automatyczną regulację częstotliwości generowanego napięcia przy zmianach częstotliwości sygnału badanego.

Sygnał wyjściowy z multiwibratora astabilnego steruje dwoma multiwibratoremi bistabilnymi. W ten sposób uzyskuje się dwa napięcia prostokątne o okresie T i współczynniku wypełnienia 0,5, zawsze przesunięte względem siebie w fazie o kąt $\frac{\pi}{2}$. Napięcia o przebiegu prostokątnym są przetwarzane w układach przetwarzających w napięcia o przebiegu sinusoidalnym. W układach tych napięcie prostokątne jest całkowane i uzyskane w ten sposób napięcie trójkątne jest doprowadzone do wejścia wzmacniacza operacyjnego z nieliniowym sprzężeniem zwrotnym (diodowo-rezystancyjnym). Ponadto napięcie wyjściowe z dzielnika częstotliwości o przebiegu prostokątnym i o okresie T jest przetwarzane w napięcie o przebiegu sinusoidalnym, którego przesunięcie fazy względem sygnału badanego jest regulowane za pomocą przesuwnika fazowego.

Wyboru analizowanej harmonicznej dokonuje się przez skokowe przełączenie częstotliwości multiwibratora astabilnego. Uproszczony schemat generatora napięcia odniesienia o przebiegu prostokątnym przedstawia rys. 5. Jest to układ multiwibratora astabilnego ze sprzężeniem emiterowym oraz zasilaniem ze źródeł prądowych, zrealizowany na tranzystorach T_1 do T_4 .



Rys. 4. Generator napięcia odniesienia: a) układ generatora, b) przebiegi napięć w układzie

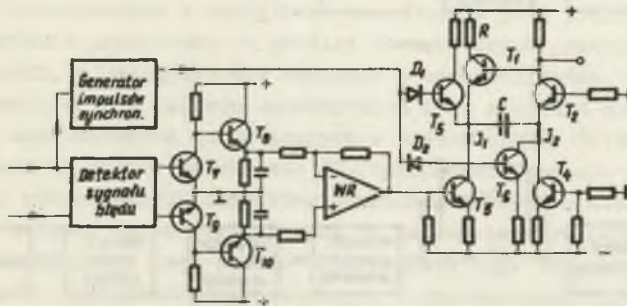
Okres generowanego napięcia przez taki multiwibrator określa przybliżona zależność

$$T_G = CR \frac{(1+N)^2}{N} \left(1 - \frac{2U_{BEO}}{IR}\right), \quad (11)$$

gdzie: $N = \frac{I_1}{I_2}$

$I = I_1 + I_2$

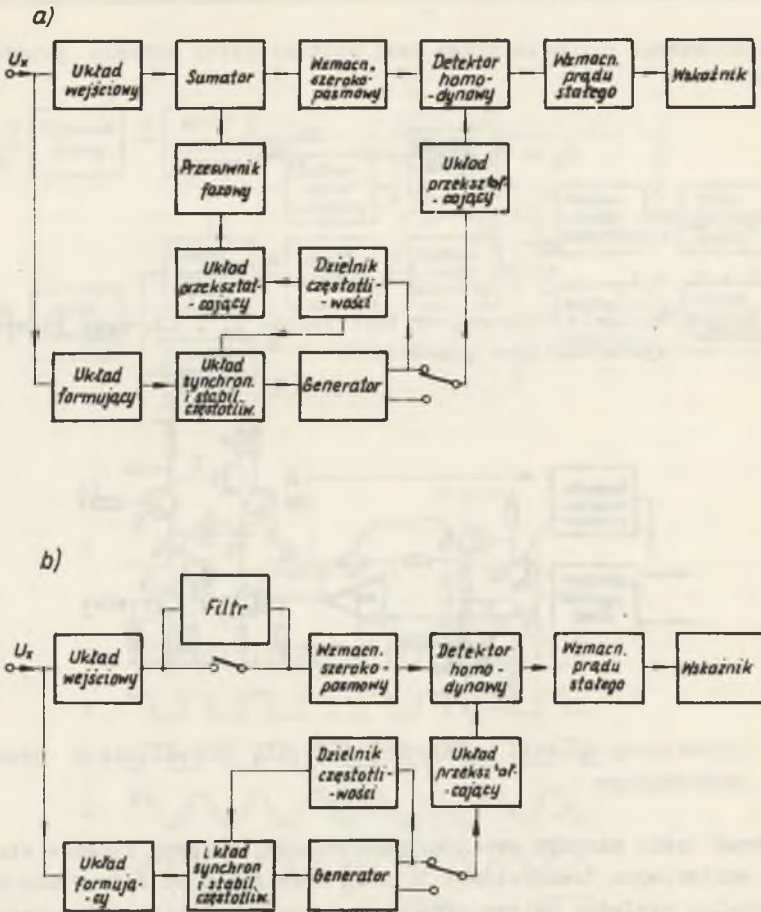
U_{BEO} - napięcie baza-emiter tranzystora T_1 i T_2 , przy którym tranzystor zaczyna przewodzić.



Rys. 5. Uproszczony schemat generatora napięcia odniesienia o przebiegu prostokątnym

Można dobrać takie warunki pracy multiwibratora, że przy zmianie stosunku N prądów emiterowych tranzystorów T_1 i T_2 w zakresie od 2 do 3 uzyska się proporcjonalną względną zmianę okresu generowanego napięcia w zakresie od 0,9 do 1,1. Regulację okresu generowanego napięcia uzyskuje się przez zmianę napięcia bazy tranzystora T_3 . Napięcie to w zależności od wartości I_1 i znaku sygnału błędów zmienia wartość prądu I_1 . Napięcie uzyskane z detektora sygnału błędów jest proporcjonalne do różnicy między okresem sygnału badanego i podzielonego 2-krotnie okresem napięcia generowanego przez multiwibrator. Krótkie impulsy z detektora sygnału błędów są wzmacniane (tranzystory T_7 do T_{10}), całkowane i poprzez wzmacniacz różnicowy WR doprowadzone do bazy tranzystora T_3 . W celu synchronizacji napięcia generowanego przez multiwibrator z napięciem badanym multiwibrator jest kluczowany za pomocą układu złożonego z diod D_1 i D_2 oraz tranzystorów T_5 i T_6 impulsami szpilkowymi wytwarzanymi w generatorze impulsów synchronizujących. Niezależnie od stanu w jakim znajduje się multiwibrator, impuls synchronizujący powoduje rozpoczęcie generacji nowego cyklu.

Generator napięcia odniesienia przedstawiony na rys. 4 wymaga równoczesnego przełączania częstotliwości multiwibratora astabilnego, stosunku podziału dzielnika częstotliwości oraz stałej czasowej układu przekształ-



Rys. 6. Generator napięcia odniesienia ze stałym podziałem częstotliwości:
 a) układ generatora, b) przebiegi napięć w układzie

cającego. Układ generatora napięcia odniesienia o przebiegu prostokątnym, w którym dokonuje się przełączanie tylko częstotliwości generatora przedstawia rys. 6. W układzie tym częstotliwość impulsów z generatora G jest dzielona w stałym stosunku n przez dzielnik częstotliwości DCz. Impulsy z dzielnika częstotliwości, przechodzące przez bramkę elektroniczną B, otwieraną na czas T napięciem prostokątnym uformowanym z przebiegu będącego w układzie formującym UF, sterują pracą dwóch przerzutników P_A i P_B . W ten sposób uzyskuje się dwa napięcia odniesienia o przebiegu prostokątnym, przesunięte względem siebie o kąt $\frac{\pi}{2}$ i o częstotliwości $2n$ -krotnie mniejszej od częstotliwości impulsów wytwarzanych w generatorze G. Stabilność częstotliwości napięcia odniesienia jest równa stabilności częstotli-

wości impulsów wytwarzanych w generatorze, a błąd przesunięcia fazy wynosi

$$\Delta\varphi_s = \frac{2}{T_s} T_G = \frac{\pi}{n} \quad (12)$$

A celu uzyskania małego błędu pomiaru należy zastosować generator impulsów o dużej stabilności częstotliwości, a częstotliwość generowanych impulsów powinna wielokrotnie przewyższać częstotliwość przebiegu badanego. Ponadto zastosowanie układu bramkującego zwiększa dwukrotnie czas pomiaru.

4. Analizator harmonicznych napięcia o częstotliwości sieciowej

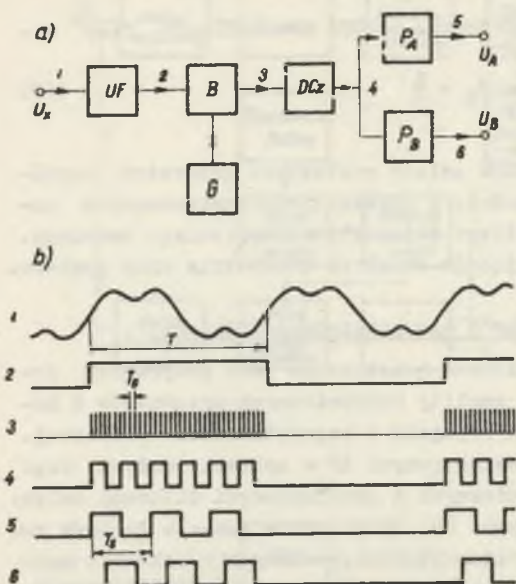
Analizator harmonicznych z detektorem homodynowym jest przyrządem pomiarowym szczególnie przydatnym do analizy harmonicznych przebiegów o małej częstotliwości, w szczególności napięcia o częstotliwości sieciowej. Ze względu na małą dobroć filtrów selektywnych LC w zakresie małych częstotliwości, w analizatorach harmonicznych z przełączanymi filtrami selektywnymi stosowane są układy selektywne RC. Opracowanie zespołu filtrów selektywnych RC o równomiernych charakterystykach pasmowych w zakresie zmian częstotliwości harmonicznych wynikających ze zmiany częstotliwości napięcia sieci jest trudne i z tego powodu błąd pomiaru tego typu analizatorów jest duży. Ponadto analizatory harmonicznych z przełączanym filtrem selektywnym lub z przemianą częstotliwości umożliwiają pomiar amplitud harmonicznych bez pomiaru faz początkowych tych harmonicznych. Schematy blokowe analizatorów harmonicznych napięcia o częstotliwości sieciowej z detektorem homodynowym przedstawicne na rys. 7 nie posiadają filtrów selektywnych. Na podstawie dwóch pomiarów wybranej harmonicznej oblicza się wartość skuteczną napięcia tej harmonicznej z zależności

$$U_k = c \sqrt{\bar{u}_{Ak}^2 + \bar{u}_{Bk}^2} \quad (13)$$

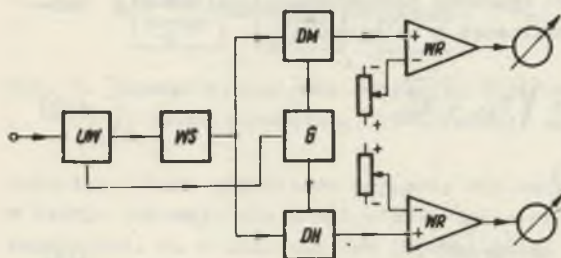
oraz fazę początkową z zależności

$$\varphi_k = \arctg \frac{\bar{u}_{Bk}}{\bar{u}_{Ak}} \quad (14)$$

W przebiegu badanym zwykle udział harmonicznej podstawowej jest największy. Bezpośredni pomiar napięcia harmonicznej rzędu k , zwykle o wartości znacznie mniejszej od napięcia harmonicznej podstawowej, wymaga zastosowania wzmacniacza szerokopasmowego i detektora homodynowego o charakterystyce liniowej w bardzo szerokim zakresie zmienności wartości sygnału wejściowego. Dlatego w układach analizatorów przedstawionych na rys. 7, przy pomiarze harmonicznych wyższego rzędu, dokonuje się eliminacji napięcia harmonicznej podstawowej z sygnału badanego. W tym celu w układzie a-



Rys. 7. Analizator harmonicznych napięcia o częstotliwości sieciowej: a) z układem odejmującym harmoniczną podstawową, b) z filtrem dolnoprzepięciowym



Rys. 8. Analizator harmonicznych napięcia o częstotliwości sieciowej z napięciem odniesienia o przebiegu prostokątnym

nienia w wyniku pomiaru $\frac{1}{3}$ napięcia harmonicznego rzędu $3k$, dla harmonicznym rzędu $\frac{n}{7} > k \leq \frac{n}{5}$ należy uwzględnić $\frac{1}{3}$ harmonicznym rzędu $3k$ i $\frac{1}{5}$ harmonicznym rzędu $5k$ itd. Wynika stąd, że przeprowadzając analizę sygnału badanego od harmonicznym rzędu n -tego, kolejno do harmonicznym rzędu drugiego w wyniku pomiaru można uwzględnić składniki spowodowane har-

malizatora, przedstawionym na rys. 7a, wytworzone w generatorze napięcie sinusoidalne o częstotliwości równej częstotliwości sygnału badanego jest sumowane z napięciem badanym. Natomiast w układzie analizatora, przedstawionym na rys. 7b, napięcie harmonicznym podstawowe jest tłumione za pomocą filtra dolnoprzepięciowego.

Układ analizatora harmonicznym z detektorem homodynowym może ulec znacznemu uproszczeniu, jeżeli zastosuje się napięcie odniesienia o przebiegu prostokątnym. Jednak wówczas wartość średnia napięcia wyjściowego z detektora homodynowego jest proporcjonalna do amplitudy badanej k -tej harmonicznym oraz amplitud harmonicznym nieparzystych rzędu $3k$, $5k$ itd. Jeżeli w układzie analizatora zastosuje się wzmacniacz szerokopasmowy o ograniczonym paśmie przenoszonych częstotliwości tak, aby harmonicznym rzędu wyższego od n -tego oraz harmonicznym podstawowa były tłumione, to dla harmonicznym rzędu $k > \frac{n}{3}$ pomiar nie będzie obciążony błędem metody. Natomiast pomiar harmonicznym rzędu $\frac{n}{5} > k \leq \frac{n}{3}$ wymaga uwzględ-

monicznymi nieparzystymi względem harmonicznej badanej. Układ analizatora pracującego według wyżej omówionej zasady przedstawia rys. 8. Napięcia wyjściowe z detektorów homodynowych DH są doprowadzone do wejść nieodwracalnych fazy wzmacniaczy różnicowych WR. Do wejść odwracających fazę tych wzmacniaczy doprowadzone są napięcia stałe służące do kompensacji harmonicznych rzędu $(2i+1) k \leq n$. Wartości średnie napięć wyjściowych wzmacniaczy różnicowych wskazują mierniki magnetoelektryczne. Pomiar składowych \bar{u}_A i \bar{u}_B k-tej harmonicznej polega na wstępnym ustawieniu napięć kompensujących o takich wartościach, aby wskazania mierników wynosiły:

$$\alpha_0 = \sum_{i=1} \frac{\alpha_{(2i+1)k}}{2i+1} \quad (15)$$

Następnie, po doprowadzeniu do wejść detektorów homodynowych sygnału badanego i odwróceniu polaryzacji napięć kompensujących, odczytuje się wskazania mierników i oblicza wartość skuteczną oraz fazę początkową analizowanej harmonicznej.

LITERATURA

- [1] Mirski G.J.: Miernictwo elektroniczne, WKiŁ, Warszawa 1973.
- [2] Jellonek A., Karkowski Z.: Miernictwo radio-techniczne, WNT, Warszawa 1972.
- [3] Zimmermann R.: Przyrządy do rejestracji i analizy, WKiŁ, Warszawa 1971.
- [4] Pałczyński B., Stefański W.: Półprzewodnikowe układy i urządzenia techniki impulsowej, WKiŁ, Warszawa 1973.
- [5] Pasecki E., Gruca M.: Halotronowy analizator harmonicznych napięcia o częstotliwości sieciowej. Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej "Elektryka" z.51, Gliwice 1976.
- [6] Dykła Z.: Analizator harmonicznych napięcia o częstotliwości sieciowej. Praca dyplomowa, Instytut Metrologii Elektrycznej i Elektronicznej, Gliwice 1975.

АНАЛИЗАТОР ГАРМОНИК С ГОМОДИНОВЫМ ДЕТЕКТОРОМ

Резюме

В статье поданы зависимости дающие возможность использования гомодинового детектора в спектральном анализе периодических кривых. Представлены системы анализаторов гармоник напряжения сетевой частоты.

ANALYSER OF HARMONICS WITH HOMODYNE DETECTOR

Summary

The relations making possible the use of homodyne detector for spectral analyse of periodic courses possible have been given. Some systems of analysers of harmonic net frequency voltage have been presented.