

Marian PASKO

MINIMALIZACJA WARTOŚCI SKUTECZNEJ PRĄDU ŹRÓDŁA ZASILAJĄCEGO ODBIORNIK DWUZACISKOWY NAPIĘCIEM ODKSZTAŁCONYM

Streszczenie W pracy wykorzystuje się jedną z licznych teorii mocy dla układów z przebiegami odkształconymi okresowymi bazującą na ortogonalnym rozłożeniu prądu źródła na wzajemnie ortogonalne składowe. W oparciu o tę teorię rozważono problem minimalizacji wartości skutecznej źródła poprzez kompensację niepożądanych składowych prądu źródła, które nie uczestniczą w przekazywaniu mocy czynnej do odbiornika, a mianowicie:

- składowej rozproszenia,
- składowej reaktancyjnej.

W artykule opisano problem syntezy dwójników aktywnych służących do kompensacji składowej rozproszenia prądu źródła, jak również problem syntezy dwójników LC służących do kompensacji składowej reaktancyjnej prądu źródła.

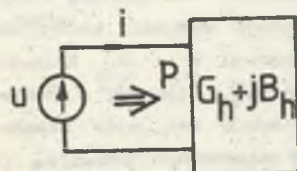
Przedstawione rozważania zilustrowano przykładami.

1. Wstęp

W artykule, opierając się na teorii mocy dla układów z przebiegami odkształconymi, bazującej na rozkładach prądu odbiornika na składowe wzajemnie ortogonalne w sensie przyjętego iloczynu skalarnego oraz wykorzystując wyniki zawarte w pracy [10], przeanalizowano problem syntezy układów kompensacji. Dołączenie omawianych układów kompensacji na zaciski odbiornika umożliwiła minimalizację prądu źródła zasilającego odbiornik.

Jeden ze znanych i stosowanych rozkładów prądu idealnego źródła zasilającego odbiornik przedstawiony na rys.1 opisuje wzór [2]

$$i = i_a + i_r + i_s \quad (1)$$



Rys.1.

gdzie:

- i - całkowity prąd źródła,
- i_a - składowa czynna (aktywna) prądu źródła,
- i_r - składowa reaktancyjna prądu źródła,
- i_s - składowa rozproszenia prądu źródła.

Jeżeli

$$u(t) = \sqrt{2} \operatorname{Re} \sum_{h=1}^{\infty} U_h \exp jh\omega t, \quad (2)$$

$$Y_h = G_h + jB_h, \quad h \in \{1, 2, \dots, n\}, \quad (3)$$

a ponadto do odbiornika przedstawionego na rys.1 przekazywana jest moc czynna P , to poszczególne prądy (i) zdefiniowane są następująco:

$$i_a(t) = \sqrt{2} \operatorname{Re} \sum_{h=1}^{\infty} G_h U_h \exp jh\omega t, \quad (4)$$

$$i_r(t) = \sqrt{2} \operatorname{Re} \sum_{h=1}^{\infty} j B_h U_h \exp jh\omega t, \quad (5)$$

$$i_s(t) = \sqrt{2} \operatorname{Re} \sum_{h=1}^{\infty} (G_h - G_h^*) U_h \exp jh\omega t, \quad (6)$$

gdzie:

U_h - wartość skuteczna h -tej harmonicznej napięcia zasilającego,

G_h - konduktancja odbiornika dla h -tej harmonicznej,

B_h - susceptancja odbiornika h -tej harmonicznej,

G_h^* - konduktancja równoważna odbiornika, określona wzorem

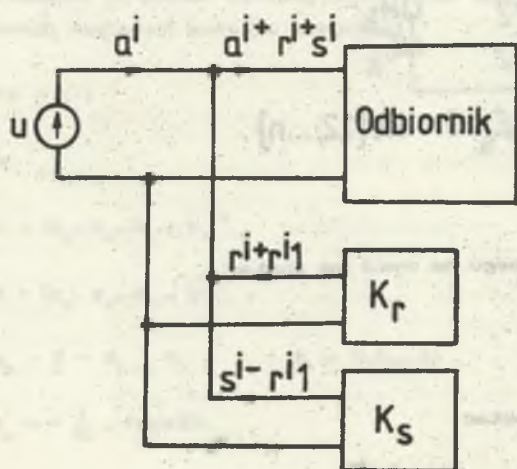
$$G_h^* = \frac{P}{|U_h|^2} = \frac{\frac{1}{T} \int_0^T u(t) i(t) dt}{\frac{1}{T} \int_0^T u^2(t) dt} \quad (7)$$

Z przedstawionych składowych prądu źródła, tylko składowa czynna i_a i odpowiedzialna jest za całkowite doprowadzenie do odbiornika zadanej mocy czynnej P . Pozostałe składowe określone wzorami (5), (6) są niepożądane i niepotrzebnie zwiększają wartość skuteczną prądu źródła ponad wartość niezbędną do przekazywania mocy czynnej ze źródła do odbiornika, należy więc je wyeliminować.

Składową reaktancyjną, jak pokazano w pracach [8], [9], można kompensować z dowolną dokładnością dla skończonej liczby harmonicznych za pomocą dwójników LC. Składową rozproszenia prądu źródła kompensuje dwójnik, który dla wybranych częstotliwości przyjmuje wartości konduktancji $G_h - G_h^*$. Konduktancje te mogą przyjmować zarówno wartości dodatnie jak i ujemne, a ponieważ dwójnik pasywny o takich właściwościach nie istnieje [4], więc składowej tej nie można kompensować za pomocą dwójników pasywnych. Składową tę można kompensować za pomocą dwójników aktywnych i pewien sposób takiej

kompensacji omawianej składowej przedstawiono w pracy [10].

Całkowita kompensacja składowych rozproszenia i reaktancyjnej wymaga użycia dwóch kompensatorów K_r i K_s włączonych na zaciski odbiornika jak to ilustruje rys.2.



Rys.2.

Z przyczyn omawianych w dalszej części artykułu synteza układów kompensacji umożliwiającej minimalizację wartości skutecznej prądu źródła winna być przeprowadzona dwuetapowo. W pierwszym etapie należy zbadać możliwość realizacji układu kompensacji składowej rozproszenia prądu, a w następnym etapie dopiero przeprowadzić syntezę układu kompensacji składowej reaktancyjnej prądu źródła według sposobu przedstawionego w pracach [7], [8], [9].

2. Kompensacja składowej prądu rozproszenia źródła

Analizując wzór (6) można zauważyć, że kompensacja skończonej liczby harmonicznych składowej prądu rozproszenia źródła jest możliwa poprzez włączenie na zaciski źródła (rys.2, kompensator K_s) dwójnika o admitancji $Y(s)$ takiej, że

$$\bigwedge_{h \in N-n} \operatorname{Re} \left\{ Y_{ve}(j\omega_h) \right\} \Big|_{\omega_h = h\omega} = G_0 - G_h, \quad (8)$$

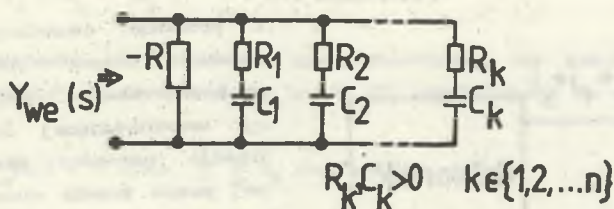
gdzie:

$$\omega = \frac{2\pi}{T}, \quad G_0 \in R^+, \quad G_h \in R^+,$$

n - liczba kompensowalnych harmonicznych.

Prawa strona zależności (8) może przyjmować wartości zarówno dodatnie, jak i ujemne więc użyty dwójnik do kompensacji musi być aktywny. W artykule

problem syntezy dwójników kompensujących rozpatrywano w jednym z podzbiorów $\mathcal{X} \subset (RC, -R^1) \subset (RLC, -R^1)$ dwójników o strukturze kanonicznej Fostera przedstawionych na rys.3.



Rys.3.

Admitancja dwójnika przedstawionego na rys.3 ma postać:

$$Y_{we}(s) = k_0 + \sum_{i=1}^n \frac{k_i s}{s + \delta_i} \quad (9)$$

Dla $s = j\omega$ wzór (9) przyjmuje postać

$$Y_{we}(j\omega) = k_0 + \sum_{i=1}^n \frac{\omega^2 k_i}{\omega^2 + \delta_i^2} + j \sum_{i=1}^n \frac{k_i \delta_i \omega}{\omega^2 + \delta_i^2}, \quad (10)$$

zatem

$$\operatorname{Re} \{ Y_{we}(j\omega) \} = k_0 + \sum_{i=1}^n \frac{\omega^2 k_i}{\omega^2 + \delta_i^2}, \quad (11)$$

$$\operatorname{Im} \{ Y_{we}(j\omega) \} = \sum_{i=1}^n \frac{k_i \delta_i \omega}{\omega^2 + \delta_i^2}, \quad (12)$$

gdzie

$$k_0 = -\frac{1}{R} < 0, \quad k_i = \frac{1}{R_i}, \quad C_i = \frac{k_i}{\delta_i}, \quad i \in \{1, 2, \dots, n\}, \quad (13)$$

δ_i - biegun realizowanej admitancji.

Układ kompensacyjny winien spełniać zależności dla skończonej liczby harmonicznych

$$\bigwedge_{h \in \{1, 2, \dots, n\}} \sum_{i=1}^n \frac{\omega_h^2 k_i}{\omega_h^2 + \delta_i^2} = g_0 - g_h - k_0 \quad (14)$$

Należy wyznaczyć współczynniki k_i , $i \in \{1, 2, \dots, n\}$, gdy zadane są wartości g_0 , g_h oraz zbiór biegunów δ_i , $\delta_i \in \mathbb{R}^+$.

Rozwiązanie problemu syntezy sprowadza się do rozwiązywania układu równań liniowych względem wektora k postaci

$$Vk = g, \quad (15)$$

gdzie

$$k = [k_1, k_2, \dots, k_n]^T,$$

$$g = [g_1, g_2, \dots, g_n]^T, \quad (16)$$

$$g_h = g_0 - g_h - k_h, \quad h \in \{1, 2, \dots, n\},$$

$$k_0 = -\frac{1}{R}, \quad (\text{rys.3}),$$

$$V = \begin{bmatrix} \frac{\omega_1^2}{\omega_1^2 + \delta_1^2} & \frac{\omega_1^2}{\omega_1^2 + \delta_2^2} & \dots & \frac{\omega_1^2}{\omega_1^2 + \delta_n^2} \\ \frac{\omega_n^2}{\omega_n^2 + \delta_1^2} & \frac{\omega_n^2}{\omega_n^2 + \delta_2^2} & \dots & \frac{\omega_n^2}{\omega_n^2 + \delta_n^2} \end{bmatrix} = [V]_{pr} \quad (17)$$

$$p, r \in \{1, 2, \dots, n\}.$$

Zakładając, że bieguny δ_i oraz ω_i tworzą ciągi rosnące to wówczas macierz V jest uogólnioną macierzą Vandermonde'a, zatem jest nieosobliwa [5].

Układ równań (15) jest układem Cramera i posiada rozwiązania niezerowe [5]. Warunkiem koniecznym i wystarczającym realizowalności dwójników klasy \mathcal{X} jest aby wszystkie współrzędne wektora k były ściśle dodatnie.

Niestety dla arbitralnie dobranych wektorów g (wzór (16)) i zbioru $\{\delta_i\}$, $i \in \{1, 2, \dots, n\}$ nie zawsze istnieje ściśle dodatnie rozwiązanie układu równań (15). Jeżeli istnieje możliwość modyfikacji wektora g poprzez dobór współczynnika k_0 , tak by

$$\xi \in V K^{*n}, \quad (18)$$

gdzie

$$V : K^{*n} \subset \mathbb{R}^n \longrightarrow V K^{*n} \subset \mathbb{R}^n, \quad (19)$$

$$K^{*n} = \left\{ (k_1, k_2, \dots, k_n) \in \mathbb{R}^n : \bigwedge_{i \in \{1, 2, \dots, n\}} k_i > 0 \right\}, \quad (20)$$

to wektor k stanowiący rozwiązanie układu równań (15) posiada zawsze wszystkie składowe ściśle dodatnie. Zatem analizowany problem syntezy posiada rozwiązanie w klasie \mathcal{R} . We wzorze (19) symbolem V oznaczono skończenie wymierową operację na przestrzeni \mathbb{R}^n opisaną macierzą V (wzór 17). Rozważmy ten problem na prostym przykładzie.

Niech źródło zawiera tylko dwie harmoniczne podstawową (pierwszą) i n -tą. Znałe są ponadto wartości G i G_n . Należy znaleźć maksymalny klin VK^{*2} do którego należy wektor ξ , aby równanie (15) miało rozwiązanie ściśle dodatnie przy założonych wartościach biegunów δ_1 i δ_2 . Równanie (15) ma postać

$$\begin{bmatrix} \frac{\omega_1^2}{\omega_1^2 + \delta_1^2} & \frac{\omega_1^2}{\omega_1^2 + \delta_2^2} \\ \frac{\omega_n^2}{\omega_n^2 + \delta_1^2} & \frac{\omega_n^2}{\omega_n^2 + \delta_2^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} k_1 \\ k_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \xi_1 \\ \xi_2 \end{bmatrix}, \quad (21)$$

gdzie

$$\xi_1 = G - G_1 - k_0, \quad \xi_2 = G - G_n - k_0.$$

Niech $k_1 = 0$ wówczas

$$\xi_2 = \frac{(1 + \delta_2^2) n^2}{n^2 + \delta_2^2} \xi_1. \quad (22)$$

Jeśli $\delta_2 = 0$ to $\xi_2 = \xi_1$, natomiast jeśli $\delta_2 = \infty$ to $\xi_2 = n^2 \xi_1$. Podobnie dla $k_2 = 0$ wówczas

$$\epsilon_2 = \frac{(1 + \delta_1^2) n^2}{n^2 + \delta_1^2} \epsilon_1 \quad (23)$$

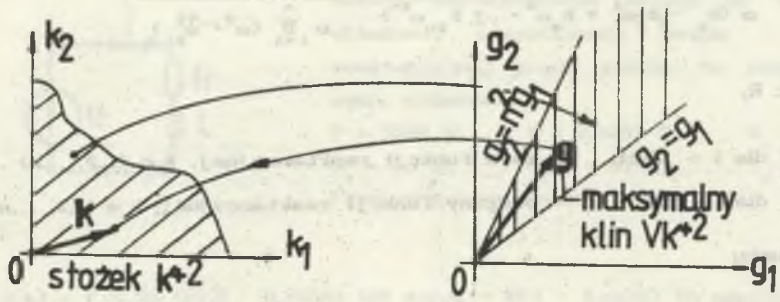
Jeśli $\delta_1 = 0$ to $\epsilon_2 = \epsilon_1$, natomiast dla $\delta_1 = \infty$, $\epsilon_2 = n^2 \epsilon_1$.
 Ponieważ musi być spełniony warunek

$$0 < \delta_1 < \delta_2 < \delta_3 \dots < \delta_n < \infty, \quad (24)$$

wiec maksymalny klin do którego należy wektor g zawarty jest w pierwszej ćwiartce układu współrzędnych pomiędzy prostymi

$$\epsilon_1 \leq \epsilon_2 \leq m^2 \epsilon_1, \quad (25)$$

gwarantujący ściśle dodatnie wartości współrzędnych wektora k . W przeciwnym przypadku nie jest możliwa synteza w rozpatrywanej podklasie \mathcal{K} .
 Maksymalny klin przedstawiono na rys.4.



Rys.4.

Na podstawie przedstawionego prostego przykładu należy stwierdzić, że identyfikację warunków rozwiązania oraz rozwiązanie przedstawionego problemu dla wielowymiarowych przypadków należy przeprowadzić z wykorzystaniem algorytmu numerycznego. Część urojona admitancji opisanej zależnością (10) powoduje wprowadzenie do układu odbiornik-kompensator dodatkowej składowej reaktancyjnej prądu r_{r1}^i (rys.2). Składową r_{r1}^i należy kompensować łącznie ze składową r_r^i prądu źródła za pomocą dwójników LC (rys.2). Zatem, przystępując do kompensacji obu niepożądanych składowych prądu źródła należy w pierwszym rzędzie skompensować prąd rozproszenia a następnie prąd reaktancyjny.

3. Kompensacja za pomocą dwójników LC

Za pomocą dwójników LC w omawianym artykule należy skompensować składową reaktancyjną prądu postaci

$$i(t) = \sqrt{2} \operatorname{Re} \sum_{h=1}^{\infty} j B_h U_h \exp j h \omega t,$$

oraz część urojoną admittancji opisanej wzorem (10)

$$\operatorname{Im} \{ Y_{ve}(j\omega) \} = \sum_{i=1}^n \frac{k_i \delta_i \omega}{\omega^2 + \delta_i^2},$$

dla wybranej skończonej liczby harmoniczych h .

Wiadomo, że każdy dwójnik LC jest opisany funkcją reaktancyjną $B_r(\omega)$ określoną za pomocą wzoru [6]

$$B_r(\omega) = \frac{a_0 - a_2 \omega^2 + a_4 \omega^4 - \dots + a_{2n} \omega^{2n}}{\omega (b_0 - b_2 \omega^2 + b_4 \omega^4 - \dots + b_{2n} \omega^{2n})} = \frac{A \prod_{i=1}^n (\omega^2 - \omega_{2i-1}^2)}{\omega \prod_{i=1}^n (\omega^2 - \omega_{2i}^2)}, \quad (26)$$

gdzie $A \in \mathbb{R}$.

$$\omega_i^* = \begin{cases} \text{dla } i = 2k+1, & - \text{zera funkcji reaktancyjnej, } k \in \{1, 2, \dots, n\}, \\ \text{dla } i = 2k, & - \text{bieguny funkcji reaktancyjnej, } k \in \{1, 2, \dots, n\} \end{cases}$$

przy warunku

$$0 \leq \omega_1^* < \omega_2^* < \dots < \omega_{2n}^*, \quad (27)$$

lub

$$0 \leq \omega_1^* \omega_2^* < \dots < \omega_{2n+1}^* \quad (28)$$

Problem syntezy sprowadza się do wyznaczania funkcji (susceptancji) $B_r(\omega)$ określonej wzorem (26) i spełniającej warunki określone wzorami (27) lub (28) przy założeniu, że dane są wartości susceptancji odbiornika B_h w skończonej liczbie punktów $\omega_h \in \mathbb{R}^+$, $\omega_h = h\omega = h \frac{2\pi}{T}$, $h \in \mathbb{N}$ oraz spełniony jest warunek

$$\frac{A (\omega_h^2 - \omega_1^{*2}) (\omega_h^2 - \omega_3^{*2}) \dots}{\omega_h (\omega_h^2 - \omega_2^{*2}) (\omega_h^2 - \omega_4^{*2}) \dots} = - \left[B_h + \operatorname{Im} \{ Y_{ve}(j\omega_h) \} \right], \quad (29)$$

gdzie

- B_h - susceptancja odbiornika dla h -tej harmonicznej,
 $\text{Im} \{Y_{ve}(j\omega_h)\}$ - susceptancja dwójnika kompensującego składową prądu rozproszenia dla h -tej harmonicznej.

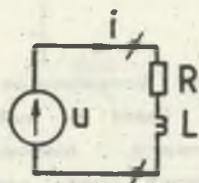
Przedstawiony powyżej problem syntezy sprowadza się do rozwiązania układów równań liniowych i został szczegółowo przedstawiony w pracach [7], [8], [9] a tutaj będzie tylko wykorzystany do rozwiązania przykładu ilustracyjnego.

4. Przykład ilustrujący omawianą kompensację

Dla układu przedstawionego na rys.5, o danych

$$u(t) = 100 \sqrt{2} \cos \omega t + 30 \sqrt{2} \cos 3\omega t,$$

$$R = 1 \Omega, \quad L = 1 \text{ H}, \quad \omega = 1 \frac{\text{rad}}{\text{s}},$$



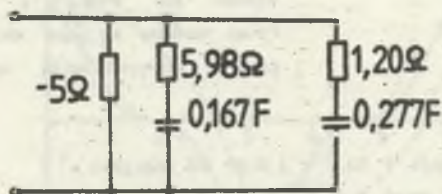
należy zaprojektować układy do kompensacji składowej rozproszenia prądu i składowej reaktancyjnej prądu źródła. Na podstawie danych, obliczono:

$$P = 5090 \text{ W}, \quad G_0 = 0,4669 \text{ S}, \quad G_1 = 0,5 \text{ S}, \\ G_3 = 0,1 \text{ S}, \quad B_1 = -0,5 \text{ S}, \quad B_3 = -0,3 \text{ S}.$$

Prąd rozproszenia ma postać:

Rys.5.

$$i(t) = \sqrt{2} \text{Re} \{ (0,5 - 0,4669) 100 \exp jt + (0,1 - 0,4669) 30 \exp j3t \}.$$



Rys.6.

Założono wartości biegunów

$$s_1 = 1 \frac{\text{S}}{\text{r}}, \quad s_2 = \frac{\text{S}}{\text{r}},$$

wówczas klin zawarty jest w pierwszej ćwiartce pomiędzy prostymi

$$\epsilon_2 = 1,8 \epsilon_1, \quad \text{i} \quad \epsilon_2 = 5 \epsilon_1.$$

Należy dobrać tak k_0 aby wektor g należał do klina (rys.4). Taką wartością jest np. $k_0 = -0,2 \text{ S}$. Dla tak przyjętej wartości k_0 rozwiązanie układu równań postaci (15) daje:

$$k_1 = 0,16725 \text{ S}, \quad k_2 = 0,8327 \text{ S}.$$

$$R_1 = 5,988 \Omega,$$

$$C_1 = 0,1672 \text{ F},$$

$$R_2 = 1,20 \Omega,$$

$$C_2 = 0,277 \text{ F}.$$

Strukturę dwójnika kompensacyjnego składową rozproszenia prądu źródła przedstawiono na rys.6. Należy podkreślić, że przedstawiony dwójnik nie pobiera żadnej mocy czynnej. Część urojona omawianego dwójnika zgodnie z wzorem (12) dla rozpatrywanych harmonicznych przyjmuje wartości

$$\text{Im} \{ Y_{v_0} (j1) \} = 0,33345 \text{ S},$$

$$\text{Im} \{ Y_{v_0} (j3) \} = 0,4665 \text{ S}.$$

Ponieważ $B_1 = -0,55 \text{ S}$, $B_2 = -0,3 \text{ S}$ więc wartości susceptancji dwójnika kompensacyjnego winny mieć dla poszczególnych harmonicznych wartości

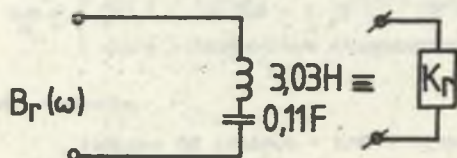
$$B_{k_1} = 0,1665 \text{ S},$$

$$B_{k_2} = -0,1665 \text{ S}.$$

Jeden z możliwych dwójników reaktancyjnych spełniający powyższe zależności dla wybranych harmonicznych opisany jest funkcją reaktancyjną

$$B_r(\omega) = \frac{0,33 \omega}{3 - \omega^2},$$

którego struktura przedstawiona jest na rys.7 (por. kompensator K_r z



rys.2). Układ do całkowitej kompensacji niepożądanych składowych prądu przedstawiono na rys.2, gdzie w miejsce odpowiednich kompensatorów K_r , K_s należy włączyć dwójniki przedstawione na rys.6 i rys.7. Prąd źródła i jego składowe przed kompensacją opisane

Rys.7.

są zależnościami:

- całkowity prąd źródła

$$i(t) = \sqrt{2} \text{Re} [(0,5 - j 0,5) 100 \exp jt + (0,1 - j 0,3) 30 \exp j3t] = \sqrt{2} (50 \cos t + 50 \sin t + 3 \cos 3t + 9 \sin 3t).$$

Wartość skuteczna tego prądu $\|i\| = 71,34 \text{ A}$.

- składowa aktywna (czynna) prądu źródła

$$i_a(t) = \sqrt{2} (46,69 \cos t + 14 \cos 3t).$$

Wartość skuteczna prądu czynnego $\|i_a\| = 48,74 \text{ A}$.

- składowa rozproszenia prądu źródła

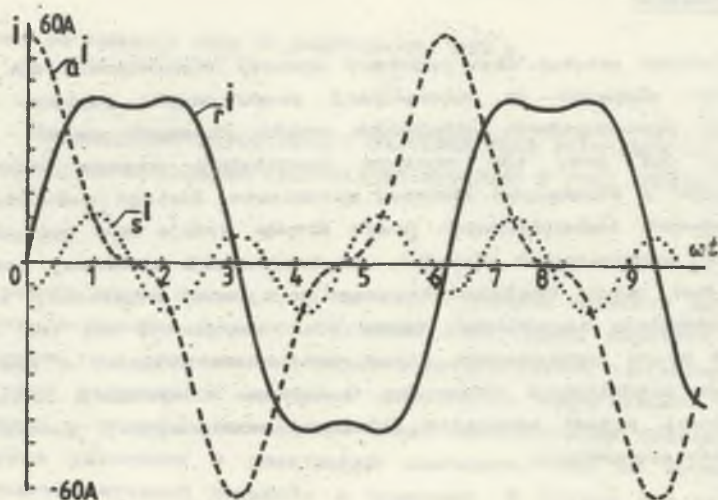
$$i_s(t) = \sqrt{2} (3,37 \cos t - 11 \cos 3t).$$

Wartość skuteczna prądu rozproszenia $\|i_s\| = 11,51 \text{ A}$.

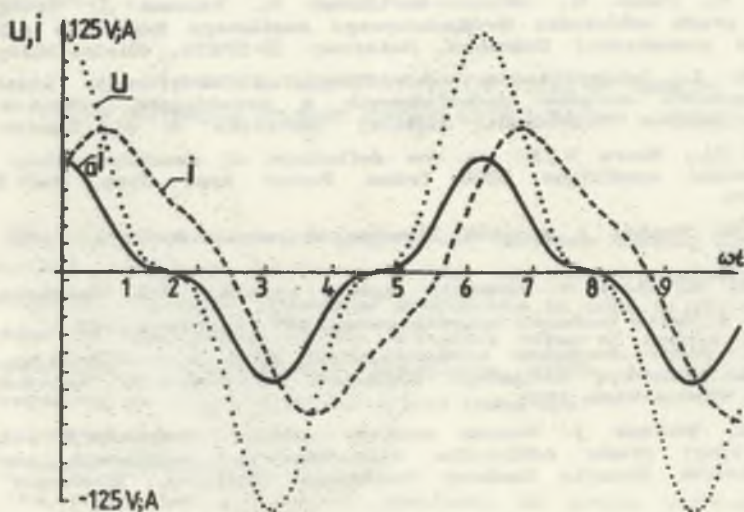
- składowa reaktancyjna prądu źródła

$$i_r(t) = \sqrt{2} (50 \sin t + 9 \sin 3t).$$

Wartość skuteczzna prądu reaktancyjnego $\|i_r\| = 50,8 \text{ A}$.



Rys.8.



Rys.9.

Na rys.8 przedstawiono poszczególne składowe prądu dla rozpatrywanego

obwodu, natomiast na rys.9 przedstawiono przebieg napięcia źródła, prądu źródła przed kompensacją i prądu źródła po kompensacji składowej reaktancyjnej i składowej rozproszenia (czyli a).

4. Zakończenie

Przedstawiony artykuł daje podstawy syntezy (teoretyczne dla konstrukcji) obwodów służących do minimalizacji prądu źródła poprzez niezależną kompensację poszczególnych składowych prądu. Pokazany sposób całkowitej kompensacji już przy tak prostym przykładzie wymaga użycia dwóch kompensatorów o stosunkowo złożonej strukturze. Dlatego całkowita kompensacja składowych bezużytecznych prądu źródła wydaje się być celowa, dla małej liczby harmonicznych. Ponadto, do kompensacji składowej rozproszenia konieczne jest użycie dwójnika aktywnego o ujemnej rezystancji co jeszcze bardziej komplikuje zagadnienie. Należy więc zastanowić się nad celowością kompensacji prądu rozproszenia, który jest ściśle związany z częstotliwościową zmianą konduktancji odbiornika. O wyborze kompensacji całkowitej czy też częściowej, przede wszystkim składowej reaktancyjnej, zdecydować powinny aspekty ekonomiczne.

LITERATURA

- [1] Brodzki M., Pasko M., Umińska-Bortliczek M., Walczak J.: Ortogonalny rozkład prądu odbiornika dwuzaciskowego zasilanego napięciem odkształconym w przestrzeni Sobolewa. Materiały XI-SPETO, Gliwice-Wiśła 1988.
- [2] Czarnecki L.: Interpretacja, identyfikacja i modyfikacja właściwości energetycznych obwodów jednofazowych z przebiegami odkształconymi. Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej "Elektryka" z. 91, Gliwice 1984.
- [3] Kusters N.L., Moore W.J.M.: On the definition of reactive power under nonsinusoidal conditions. IEEE Trans. Power Appl. Syst. Vol Pas-99. Sept. 1980.
- [4] Mitra S.K.: Analiza i synteza układów aktywnych liniowych. WNT, Warszawa 1974.
- [5] Mostowski A., Stark M.: Elementy algebry wyższej. PWN, Warszawa 1970.
- [6] Osiowski J.: Zarys rachunku operatorowego. WNT, Warszawa 1965.
- [7] Pasko M.: Dobór dwójników kompensujących składową reaktancyjną prądu odbiornika liniowego zasilanego napięciem odkształconym. Materiały XII - SPETO. Gliwice-Wiśła 1989.
- [8] Pasko M., Walczak J.: Metoda syntezy układów kompensacji składowej reaktancyjnej prądu odbiornika dwuzaciskowego zasilanego napięciem odkształconym. Zeszyty Naukowe Politechnik Śląskiej, "Elektryka" z.113 (druku).
- [9] Pasko M., Walczak J.: A synthesis of a current reactance component of two-terminal receiver with deformed voltage supply. XIV Int. Conf. "Math. Opt-theory and Appl." Eisenach, Dec. 1989.

- [10] Walczak J., Pasko M.: O pewnym zastosowaniu operatorów dodatnich w syntezie dwójników aktywnych. Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej "Elektryka" z. 120, (w druku).

Recenzent: doc. dr hab. inż. Jan Chojčan

Wpłynęło do redakcji dnia 10 października 1990 r.

МИНИМИЗАЦИЯ ЭФФЕКТИВНОГО ЗНАЧЕНИЯ ТОКА ИСТОЧНИКА ПИТАЮЩЕГО НЕСИНУСОИДАЛЬНЫМ НАПРЯЖЕНИЕМ ПРИЕМНИК В ВИДЕ ДВУХПОЛЮСНИКА

Резюме

В работе использована одна из многих теории мощности для потребителей с несинусоидальным питанием. Базисом этой теории является ортогональное разложение тока источника на взаимно ортогональные слагаемые. Опираясь на эту теорию рассмотрена проблема минимизации эффективного значения тока источника с помощью компенсации таких нежелательных слагаемых тока как: слагаемая рассеяния и реактивная слагаемая. Они не принимают участия в передаче активной мощности в приемник. В статье дан синтез активных двухполюсников служащих для компенсации слагаемой рассеяния тока источника. Представлена также проблема синтеза LC-двухполюсников служащих компенсации реактивной слагаемой тока приемника. Теория пояснена примерами.

MINIMIZATION OF EFFECTIVE VALUE OF CURRENT FOR DISTORSED VOLTAGE SOURCE SUPPLYING TWO - TERMINAL LOAD

Summary

In the paper one of the many power theories allowing for systems with distorted periodical functions basing on the decomposition of source current into mutually orthogonal components is used in order to solve the problem of minimization of the effective value of source current by the compensating of undesirable components which do not take part in transporting of active power to a load those are:

- scattered component,
- reactive component.

In the paper the problem of synthesis of active two-terminal circuits allowing to compensate the scattered component of source current as well as the problem of synthesis of two-terminal reactive circuits enabling compensation of the reactive component of source current is described. Some examples are given illustrating the presented considerations.