ZESZYTY NAUKOWE POLITECHNIKI ŚLĄSKIEJ 1991

Seria: ELEKTRYKA z. 117 Nr kol. 1061

Marian PASKO

Instytut Elektrotechniki
Teoretycznej i Przemysłowej
Politechniki Śląskiej

DOBÓR DWÓJNIKÓW KOMPENSUJĄCYCH SKŁADOWĄ REAKTANCYJNĄ PRĄDU ODBIORNIKA LINIOWEGO ZASILANEGO NAPIĘCIEM ODKSZTAŁCONYM

Streszczenie. W pracy przedstawiono zasady syntezy dwójników LC służących do kompensacji składowej reaktancyjnej prądu odbiornika dwuzaciskowego zasilanego napięciem odkształconym przy założeniu, że znane są wartości susceptancji odbiornika podlegające kompensacji, dla wybranej skończonej liczby harmonicznych.

W artykule pokazano, że w zależności od charakteru jakościowego zmian susceptancji odbiornika w funkcji częstotliwości możliwa jest:
- kompensacja za pomocą jednego dwójnika reaktancyjnego należącego do jednej z wybranych klas D1 - D4 włączonego na zaciski odbiornika,
- kompensacja za pomocą dwóch połączonych równolegle dwójników reaktancyjnych.

Omawiane sposoby doboru dwójnika poparte są przykładami.

1. Wprowadzenie

Odkształcenie krzywej napięcia i prądu względem sinusoidy w układach elektroenergetycznych jest zjawiskiem niepożądanym, powodującym zmniejszenie wykorzystania źródeł energii. Jednym ze wskaźników pozwalających na ocenę pracy takiego układu jest współczynnik mocy źródła, który może być podobnie zdefiniowany jak dla przebiegów sinusoidalnych

$$\lambda = \frac{P}{|S|}$$

gdzie:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T u\, i\, dt ,$$

$$|S| = \|u\|\ \|i\| ,$$

który określa stopień wykorzystania całkowitej mocy źródła.

Zwiększenie współczynnika mocy źródła, przy zadanej mocy czynnej doprowadzanej do odbiornika, może odbywać się poprzez minimalizację wartości skutecznej prądu źródła. Częściowe zmniejszenie wartości skutecznej prądu źródła można osiągnąć różnymi sposobami, między innymi poprzez zastosowanie układów LC.

Konieczność stosowania filtrów wyższych harmonicznych w postaci układów LC do minimalizacji wartości skutecznej prądu źródła zasilającego odbiornik napięciem odkształconym, celem lepszego wykorzystania źródła energii, jest od dawna proponowana w literaturze, np. [2], [6], [7], [9], [10].

W pracach [2], [3], [6] omawia się zasady poprawy współczynnika mocy poprzez kompensację mocy biernej indywidualnych harmonicznych oraz zagadnienie syntezy dwójników kompensujących. W pracach [3], [4] wykazano, że całkowity prąd odbiornika jednofazowego o admitancji odbiornika dla poszczególnych harmonicznych postaci:

$$Y_h = G_h + j\,B_h\,, \qquad h \in \{0,1,2,\ldots,n\} \tag{1}$$

zasilanego napięciem odkształconym

$$u(t) = U_0 + \sqrt{2}\ \mathrm{Re} \sum_{h=1}^{\infty} U_h \exp j\,h\omega t \tag{2}$$

można przedstawić w postaci sumy trzech wzajemnie ortogonalnych składników

$$i = {}_a i + {}_r i + {}_s i\,, \tag{3}$$

gdzie:

$$u,\ i,\ {}_a i,\ {}_r i,\ {}_s i \in L^2(0;\,T).$$

Interesujący nas składnik ${}_r i$ prądu odbiornika, nazywany reaktancyjnym, określony jest wzorem:

$$ {}_r i = \sqrt{2}\ \mathrm{Re} \sum_{h=1}^{\infty} j\,B_h\,U_h \exp j\,h\omega t \qquad \omega = \frac{2\pi}{T}\,; \quad h \in \{0,1,\ldots,n\} \tag{4}$$

gdzie:

U_h - wartość skuteczna zespolona funkcji napięcia h-tej harmonicznej,

B_h - susceptancja odbiornika dla h-tej harmonicznej.

Postać składowej reaktencyjnej prądu (4) oraz prace, w których podano przykłady syntezy dwójników LC [2], [3], [5],[6] pozwalały sądzić, że istnieje możliwość kompensacji tego prądu dla dowolnej skończonej liczby harmonicznych i dowolnego przebiegu admitancji częstotliwościowej odbiornika z dowolną dokładnością w sensie normy w przestrzeni $L^2(0;T)$.

Powyższe stwierdzenie wymagało jednak dowodu. Próbę takiego dowodu dla wybranej klasy dwójników reaktancyjnych podjęto w pracy [12]. W pracy [14] udowodniono twierdzenie dotyczące realizowalności dwójników LC w dowolnej klasie umożliwiających kompensację składowej reaktancyjnej prądu.

Celem niniejszego artykułu jest dobór dwójników kompensujących składową reaktancyjną prądu odbiornika przy wykorzystaniu twierdzenia zawartego w pracach [12], [14] oraz niektórych wyników zamieszczonych w pracy [1].

2. Zagadnienie wyboru klas układów kompensujących składową reaktancyjną prądu

Każdy dwójnik LC jest opisywany funkcją reaktancyją $B_r(\omega)$ określoną za pomocą wzoru [11]

$$B_r(\omega) = \frac{A(\omega^2 - \overset{*}{\omega}{}_1^2)(\omega^2 - \overset{*}{\omega}{}_3^2)\dots(\omega^2 - \overset{*}{\omega}{}_{2n+1})}{(\omega^2 - \overset{*}{\omega}{}_2^2)(\omega^2 - \overset{*}{\omega}{}_4^2)\dots(\omega^2 - \overset{*}{\omega}{}_{2n}^2)} = \frac{A\prod_{i=1}^{n}(\omega^2 - \overset{*}{\omega}{}_{2i+1}^2)}{\omega\prod_{i=1}^{n}(\omega^2 - \overset{*}{\omega}{}_{2i}^2)} \tag{5}$$

gdzie: $A \in R$

$$\overset{*}{\omega}_i = \begin{cases} \text{dla } i = 2k \pm 1, & k \in N, \text{ zera funkcji reaktancyjnej} \\ \text{dla } i = 2k, & k \in N, \text{ bieguny funkcji reaktancyjnej} \end{cases} \tag{6}$$

przy warunku:

$$0 \leqslant \overset{*}{\omega}_1 < \overset{*}{\omega}_2 < \dots < \overset{*}{\omega}_{2n}, \tag{7}$$

lub

$$0 \leqslant \overset{*}{\omega}_2 < \overset{*}{\omega}_2 < \dots < \overset{*}{\omega}_{2n+1}. \tag{8}$$

Zbiór dwójników LC opisanych wzorem (5) można podzielić na następujące cztery klasy (D1-D4), charakteryzujące się różnymi własnościami przy dążeniu ω do zera i nieskończoności:

Klasa D1, gdy $\overset{*}{\omega}_1 \neq 0$; $A > 0$, wówczas

$$\lim_{\omega \to 0^+} B_r(\omega) = -\infty \; ; \qquad \lim_{\omega \to \infty} B_r(\omega) = \infty$$

Klasa D2, gdy $\overset{*}{\omega}_1 \neq 0$; $A < 0$, wówczas

$$\lim_{\omega \to 0^+} B_r(\omega) = -\infty \; ; \qquad \lim_{\omega \to \infty} B_r(\omega) = 0.$$

Klasa D3, gdy $\overset{*}{\omega}_1 = 0$; $A > 0$, wówczas

$$\lim_{\omega \to 0^+} B_r(\omega) = 0; \qquad \lim_{\omega \to \infty} B_r(\omega) = \infty$$

Klasy D4, gdy $\overset{*}{\omega}_1 = 0$; $A < 0$, wówczas

$$\lim_{\omega \to 0^+} B_r(\omega) = 0; \qquad \lim_{\omega \to \infty} B_r(\omega) = 0.$$

Z uwagi na różne własności asymptotyczne funkcji $B_r(\omega)$ dwójników należących do klas (D1 - D4), przy $\omega \to \infty$, kompensacja składowej reaktancyjnej prądu z dowolną dokładnością jest możliwa przy narzuceniu odpowiednich założeń odnośnie do widma częstotliwościowego napięcia zasilającego odbiornik. Z analizy rozkładu ortogonalnego prądu w przestrzeni $L^2(0;T)$ wynika przynależność ${}_ri \in L^2(0;T)$. Równocześnie zachodzi bijekcja pomiędzy elementami przestrzeni $L^2(0;T)$ a przestrzenią l^2 (danej funkcji prądu w sposób wzajemnie jednoznaczny przyporządkowany jest ciąg współczynników szeregu Fouriera tej funkcji). Warunek zbieżności szeregu Fouriera funkcji ${}_ri \in L^2(0;T)$ jest określony wzorem

$$\sum_{h=1}^{\infty} \left| {}_rI_h \right|^2 < \infty \qquad \text{czyli} \qquad \sum_{h=1}^{\infty} \left| B_h U_h \right|^2 < \infty \tag{9}$$

Susceptancje kompensujących dwójników dla poszczególnych harmonicznych składowej reaktancyjnej prądu odbiornika spełniają nierówności

- dla klas D2 i D4 $\quad B_h \leq \frac{1}{h}$, przy $h \to \infty$, tzn. $B_h \leq 0$, (10)
- dla klas D1 i D3 $\quad B_h \leq h$, przy $h \to \infty$, tzn. $B_h \leq \infty$, (11)

Założenie zbieżności szeregu (9) pociąga za sobą następujące nierówności słuszne dla klasy D2 i D4 dwójników

$$\sum_h \left| B_h U_h \right|^2 \leq \sum_h \frac{1}{h^2} \left| U_h \right|^2 \leq \sum_h \frac{C}{h^{\alpha}} \; ; \quad \alpha > 1. \tag{12}$$

Warunek określony wzorem (12) będzie spełniony, gdy

$$\left| U_h \right| < h^{\beta} \quad \text{przy} \quad \beta < 0{,}5. \tag{12a}$$

Prowadząc podobne rozumowanie dla klas dwójników D1 i D3 z wykorzystaniem wzoru (11) dochodzimy do warunku

$$\sum_h \left|B_n U_h\right|^2 \leqslant \sum_h \left|B_n\right|\left|U_h\right|^2 \leqslant \sum_h h^2 \left|U_h\right|^2 \leqslant \sum_h \frac{c}{h^\alpha}, \quad \alpha > 1.$$

Z powyższego wzoru wynika, że

$$\left|U_h\right| < \frac{1}{h^\beta} \quad \text{przy} \quad \beta > 1{,}5. \tag{13}$$

3. Synteza dwójników kompensujących składową reaktancyjną

Problem ten, sprowadza się do wyznaczenia susceptancji $B_r(\omega)$ określonej wzorem (5) i spełniającej warunki określone wzorami (7) lub (8) przy założeniu, że dane są wartości susceptancji odbiornika B_h w skończonej liczbie punktów

$$\omega_h \in R^+, \quad \omega_h = h\omega = h\frac{2\pi}{T}, \quad h \in N_s \subset N.$$

Przy czym spełniony jest warunek

$$B_r(\omega_h) = -B_h(\omega_h), \quad h \in N_s. \tag{14}$$

Problem ten poruszany jest między innymi w pracach [3], [5]. Próba ogólnego rozwiązania tego problemu dla dowolnej zmiany B_h została podana w pracach [12], [14], gdzie omawiany problem sprowadza się między innymi do rozwiązywania układu równań liniowych, przedstawiając funkcję $B_r(\omega)$ w postaci

$$B_r(\omega) = \frac{H}{\omega} \cdot \frac{L(\omega^2)}{M(\omega^2)} \quad \text{lub} \quad B_r(\omega) = H\omega\,\frac{L(\omega^2)}{M(\omega^2)} \tag{15}$$

w zależności od przyjętej klasy. Na przykład dla klasy D2, $H = -1$

$$L(\omega^2) = (-1)^n \sum_{i=0}^{n} (-1)^i a_{2i}\omega^{2i}, \quad M(\omega^2) = (-1)^n \sum_{i=0}^{n} (-1)^i a_{2i+1}\omega^{2i}$$

Wykorzystując twierdzenie [12], [14], które sprowadza omawiany problem syntezy do zagadnień wyznaczania współczynników macierzy $\mathbf{a}$ równań liniowych w postaci

(16)

gdzie:

$$\mathbf{V} = \begin{bmatrix} 1, & \omega_1^2 \ldots & \omega_1^{2n-4}, & \omega_1^{2n-2}, & \omega_1^{2n} \\ \vdots & & & & \\ 1 & \omega_n^2 \ldots & \ldots & \ldots & \omega_n^{2n} \\ \vdots & & & & \\ 1 & \omega_p^2 \ldots & \ldots & \ldots & \omega_p^{2n} \end{bmatrix} \tag{17}$$

$$\mathbf{a} = \left[a_0, -a_2, a_4, \ldots -a_{2n-2}, a_{2n}\right]^T, \qquad \bigwedge_{k \in \{0,1,\ldots,n\}} a_{2k} > 0, \tag{18}$$

$$\mathbf{b} = \left[B_1\, \omega_1 M(\omega_1^2), \ldots B_h\, \omega_h\, M(\omega_h^2) \ldots B_p\, \omega_p\, M(\omega_p^2)\right]^T, \quad h \in N_s. \tag{19}$$

Zadaniem naszym jest znalezienie współczynników macierzy $\mathbf{a}$, przy zadanej macierzy $\mathbf{b}$ (przyjęto bieguny $M(\omega^2)$). Aby współczynniki macierzy $\mathbf{a}$ spełniały warunek przeplatania znaków, musi zachodzić zgodność znaków odpowiadających sobie składowych wektorów $\mathbf{a}$, $\mathbf{b}$ ponadto częstotliwości przyporządkowane susceptancjom odbiornika wykorzystywane do konstrukcji macierzy $\mathbf{V}$ są w postaci ciągu rosnącego. Zgodność znaków wektorów $\mathbf{a}$, $\mathbf{b}$ dla poszczególnych klas dwojników zachodzi, gdy spełnione są warunki:

1. Dla dwójników klasy D1:

$$0 < \overset{*}{\omega}_1 < \overset{*}{\omega}_2 < \overset{*}{\omega}_2 \tag{20}$$

$$\bigwedge_{\substack{h \in N_s \\ h > 2}} \overset{*}{\omega}_{2k-2} < \omega_h < \overset{*}{\omega}_{2k}, \quad k \in \{2,\ldots,n\} \tag{21}$$

$$B_1 > 0 \quad \text{dla } \omega = \omega_1, \quad B_2 < 0 \quad \text{dla } \omega = \omega_2$$

$$\bigwedge_{\substack{h \in N_s \\ h > 2}} B_h < 0. \tag{22}$$

2. Dla dwójników klasy D2:

$$\bigwedge_{h \in N_s} \overset{*}{\omega}_{2k-2} < \omega_h < \overset{*}{\omega}_{2k}, \qquad k \in \{1,\ldots,n\} \tag{23}$$

$$\bigwedge_{h \in N_s} B_h > 0. \tag{24}$$

3. Dla dwójników klasy D3:

$$\bigwedge_{h \in N_s} \overset{*}{\omega}_{2k-2} < \omega_h < \overset{*}{\omega}_{2k}, \qquad k \in \{1,\dots,n\} \tag{25}$$

$$\bigwedge_{h \in N_s} B_h < 0. \tag{26}$$

4. Dla dwójników klasy D4:

$$\bigwedge_{h \in N_s} \overset{*}{\omega}_{2k-2} < \omega_h < \overset{*}{\omega}_{2k}, \qquad k \in \{1,\dots,n\} \tag{27}$$

$$\bigwedge_{h \in N_s} B_h < 0. \tag{28}$$

We wzorach (20)-(28) wielkości $\overset{*}{\omega}_{2k}$, $k \in \{1,\dots,n\}$ oznaczają częstotliwości przyporządkowane biegunom funkcji reaktancyjnej danej klasy dwójników, a wielkości ω_h oznaczają częstotliwości przyporządkowane susceptancjom odbiornika B_h. Warunki opisane wzorami (20)-(28) dla poszczególnych klas dwójników zestawiono w tablicy 1 na przykładzie dwójnika posiadającego trzy skończone bieguny.

Traktując funkcję $j\,B_r(j\omega) = Y(j\omega)$ daną wzorem (5) jako admitancję dwójnika reaktancyjnego i rozwijając ją np. wg II procedury Fostera możemy przedstawić ją w postaci

$$Y(j\omega) = B_\infty j\omega + \frac{B_o}{j\omega} + \sum_{n=1}^{N} \frac{B_{2n} j\omega}{\omega_{2n}^2 - \omega^2} \tag{29}$$

gdzie:

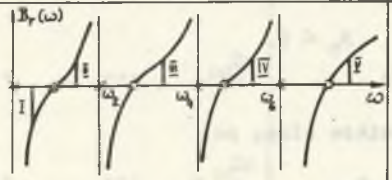
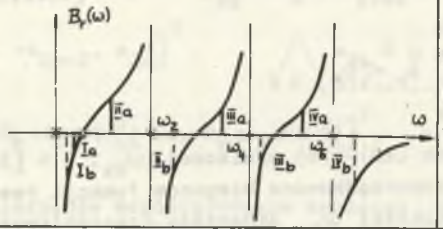
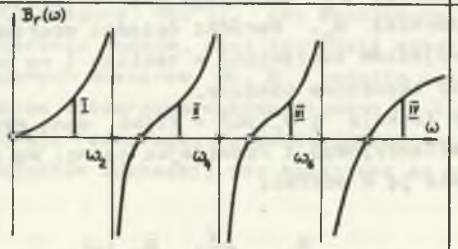
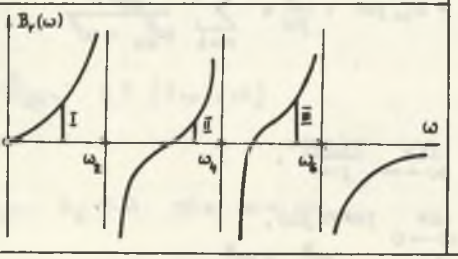
$$B_\infty = \lim_{\omega \to \infty} \frac{Y(j\omega)}{j\omega},$$

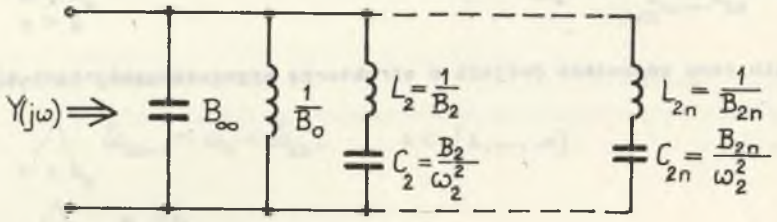
$$B_o = \lim_{\omega \to 0} j\omega Y(j\omega),$$

$$B_{2n} = \lim_{\omega^2 \to \omega_{2n}^2} \frac{\omega_{2n}^2 - \omega^2}{j\omega} Y(j\omega).$$

Rozwinięciu temu odpowiada dwójnik o strukturze przedstawionej na rys. 1.

Tablica 1

Klasa dwójnika	Postać analityczna $B_r(\omega)$	Przebieg funkcji B_r z zaznaczonymi warunkami	Uwagi
D1	$B_r(\omega) = \dfrac{a_8\omega^8 - a_6\omega^6 + a_4\omega^4 - a_2\omega^2 + a_0}{\omega(\omega^2-\omega_2^2)(\omega^2-\omega_4^2)(\omega^2-\omega_6^2)}$		
D2	$B_r(\omega) = \dfrac{-a_6\omega^6 + a_4\omega^4 - a_2\omega^2 + a_0}{\omega(\omega^2-\omega_2^2)(\omega^2-\omega_4^2)(\omega^2-\omega_6^2)}$		Dwa warianty wariant a ——— wariant b - - - -
D3	$B_r(\omega) = \dfrac{\omega(a_6\omega^6 - a_4\omega^4 + a_2\omega^2 - a_0)}{(\omega^2-\omega_2^2)(\omega^2-\omega_4^2)(\omega^2-\omega_6^2)}$		
D4	$B_r(\omega) = \dfrac{\omega(-a_4\omega^4 + a_2\omega^2 - a_0)}{(\omega^2-\omega_2^2)(\omega^2-\omega_4^2)(\omega^2-\omega_6^2)}$		



Rys. 1

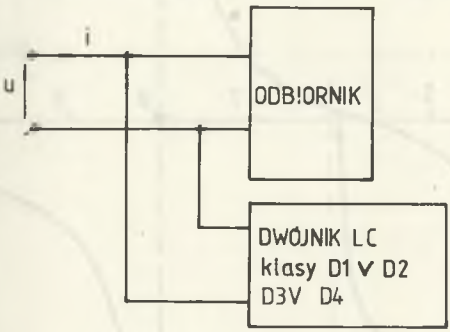
4. Propozycje struktur układów kompensacyjnych

W zależności od charakteru jakościowego zmian susceptancji odbiornika w funkcji częstotliwości możliwe są dwa przypadki:

a) susceptancje odbiornika spełniają warunki określone wzorami (20)-(28) dla poszczególnych klas (por. tablica 1),

b) susceptancje odbiornika nie spełniają żadnego ze wzorów (20)-(28).

Dla przypadku (a) istnieje zawsze możliwa synteza dwójnika LC należącego do jednej z klas D1 do D4 w zależności od tego, który z wymienionych wzorów (20)-(28) jest spełniony. Układ kompensacji składa się w tym przypadku z jednego dwójnika (rys. 2).



Rys. 2

Przykład 1

Przykładowo przeprowadźmy syntezę dwójnika LC, który powinien posiadać następujące wartości B_{rh}, $B_{r1} = -0{,}5$ S, $B_{r3} = 0{,}5$ S, $B_{r7} = 1$ S.

Warunki narzucone na B_{rh} spełnione są przez dwójniki klasy D2 (wg wariantu a por. tablica 1). Susceptancja szukanego dwójnika ma postać

$$B_r(\omega) = \frac{-a_4\omega^4 + a_2\omega^2 - a_0}{(\omega^2 - \overset{*}{\omega}{}_2^2)(\omega^2 - \overset{*}{\omega}{}_4^2)} \tag{30}$$

Przyjęto, że bieguny wynoszą $\overset{*}{\omega}_2 = 4$ rad/s, $\overset{*}{\omega}_4 = 8$ rad/s, a układ równań (16) ma postać

$$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 9 & 81 \\ 1 & 49 & 2401 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -a_0 \\ a_2 \\ -a_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -472{,}5 \\ 577{,}5 \\ -3465 \end{bmatrix}.$$

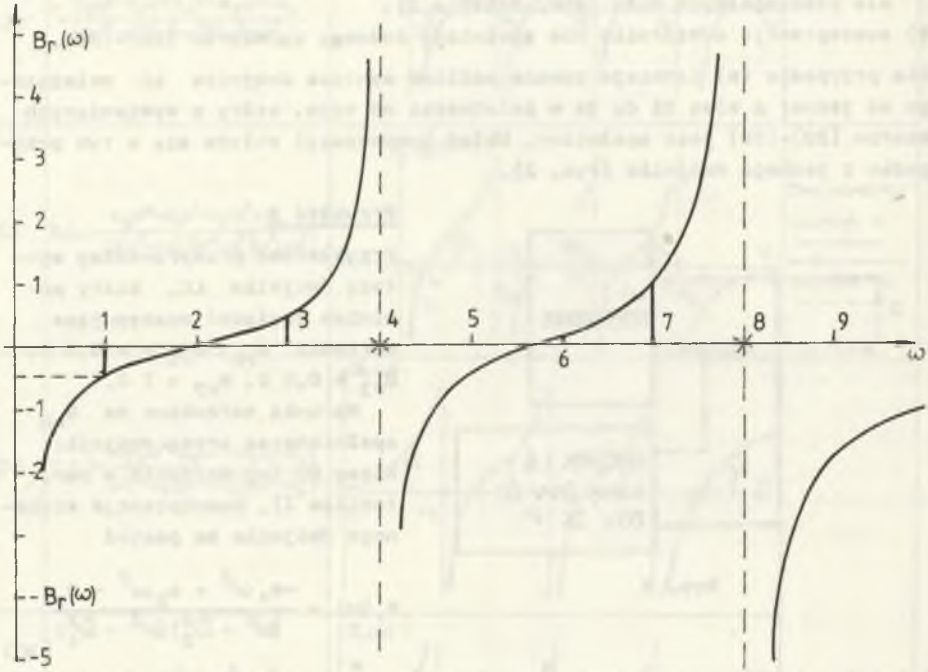
Szukane współczynniki funkcji (30) wynoszą:

$$-a_0 = -647{,}31; \quad a_2 = 179{,}65; \quad -a_4 = -4{,}84.$$

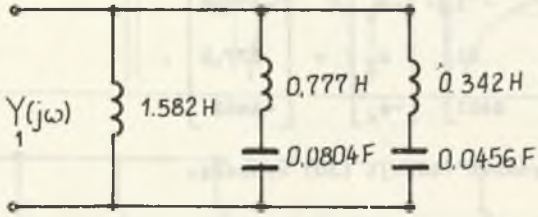
Przebieg funkcji $B_r(\omega)$ o postaci analitycznej określonej wzorem (31) przedstawiono na rys. 3.

$$B_r(\omega) = \frac{-4{,}84\,\omega^4 + 179{,}65\,\omega^2 - 647{,}31}{\omega(\omega^2 - 4^2)(\omega^2 - 8^2)} \tag{31}$$

Dwójnik reaktancyjny realizujący funkcję o przebiegu na rys. 3 jako admitancję dwójnika kompensacyjnego przedstawiony jest na rys. 4.



Rys. 3



Rys. 4

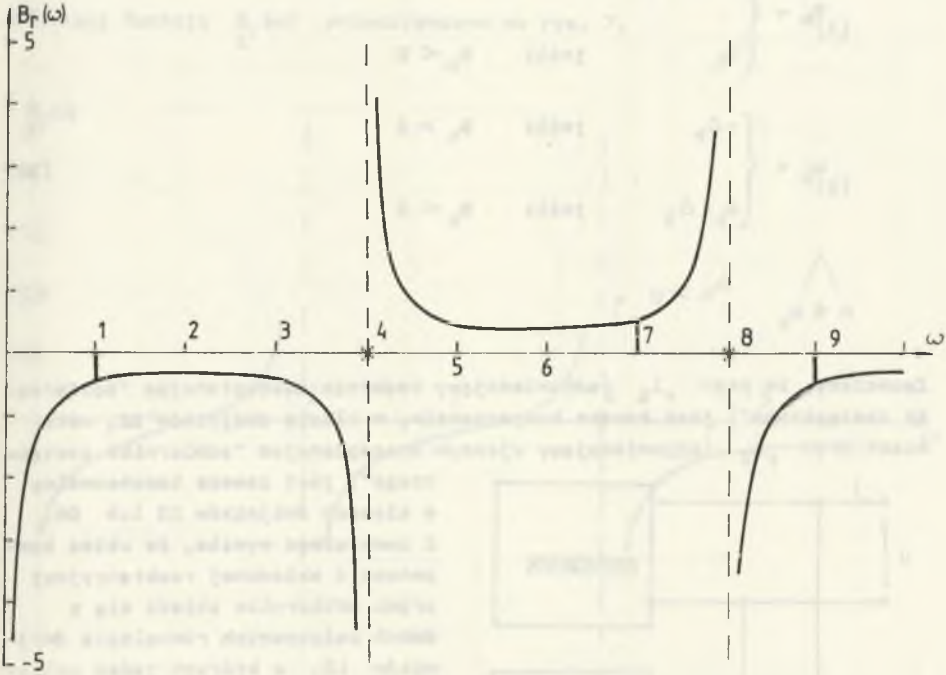
Dobór susceptancji B_{rh} niezgodnie z warunkami określonymi dla danej klasy dwójników może prowadzić do tego, że otrzymana funkcja nie jest funkcją reaktancyjną. Celem zilustrowania tego faktu posłużmy się przykładem.

Przykład 2

Niech $B_{r1} = -0{,}5$ S, $B_{r7} = 0{,}6$ S, $B_{r9} = -0{,}5$ S, przy tych samych biegunach $\omega_2 = 4$ rad s, $\omega_4 = 8$ rad s otrzymana funkcja ma postać:

$$B_r(\omega) = \frac{-0{,}712\,\omega^4 + 2{,}17\,\omega^2 - 473}{(\omega^2 - 16)(\omega^2 - 64)}$$

i nie jest funkcją reaktancyjną. Jej przebieg podano na rys. 5.



Rys. 5

W przypadku gdy wartości częstotliwościowej funkcji susceptancji odbiornika dla wybranych pulsacji są dowolne i nie odpowiadają warunkom dla żadnej z omawianych klas, istnieje możliwość kompensacji składowej reaktancyjnej za pomocą tak zwanego rozkładu delta.

Składową reaktancyjną podlegającą kompensacji można przedstawić wówczas w postaci:

$$ {}_r i = \sqrt{2}\ \mathrm{Re} \sum_{h=1}^{n} jB_h\, U_h \exp jh\omega t = {}_r i_1 + {}_r i_2 \tag{32} $$

przy czym

$$ {}_r i_1 = \sqrt{2}\ \mathrm{Re} \sum_{h=1}^{n} j\,{}_{(1)}B_h\, U_h \exp jh\omega t \tag{33} $$

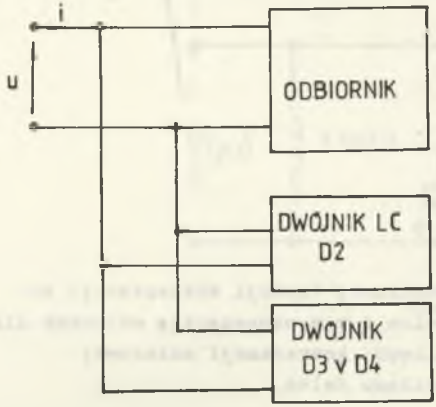
$$ {}_r i_2 = \sqrt{2}\ \mathrm{Re} \sum_{h=1}^{n} j\,{}_{(2)}B_h\, U_h \exp jh\omega t \tag{34} $$

$$ {}_{(1)}B_h = \begin{cases} B_h + \Delta_h & \text{jeśli} \quad B_h > 0 \\ \Delta_h & \text{jeśli} \quad B_h < 0 \end{cases} \tag{35} $$

$$ {}_{(2)}B_h = \begin{cases} -\Delta_h & \text{jeśli} \quad B_h > 0 \\ B_h - \Delta_h & \text{jeśli} \quad B_h < 0 \end{cases} \tag{36} $$

$$ \bigwedge_{h \in N_s} \Delta_h > 0 \ . $$

Zauważamy, że prąd ${}_r i_1$ (odpowiadający dodatnim susceptancjom "odbiornika zastępczego") jest zawsze kompensowalny w klasie dwójników D2, natomiast prąd ${}_r i_2$ (odpowiadający ujemnym susceptancjom "odbiornika zastępczego") jest zawsze komensowalny w klasach dwójników D3 lub D4. Z powyższego wynika, że układ kompensacji składowej reaktancyjnej prądu odbiornika składa się z dwóch połączonych równolegle dwójników LC, z których jeden należy do klasy D2, a drugi do klasy D3 lub D4 (rys. 6). Ten sposób syntezy poparto przykładem.



Rys. 6

Przykład 3

Niech odbiornik posiada dla interesujących nas częstotliwości następujące susceptancje: $B_1 = -0{,}5S$,

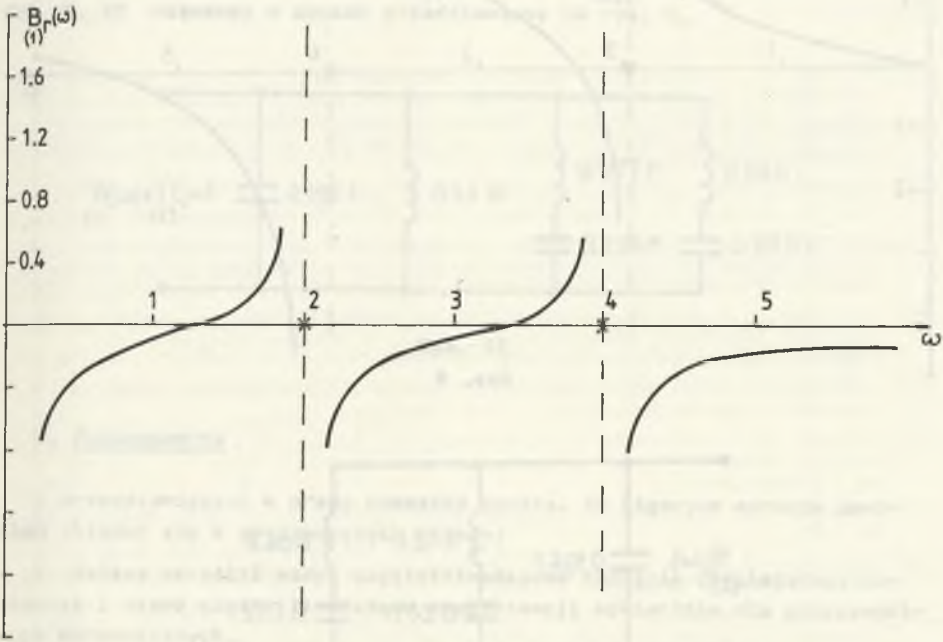
$B_3 = -0{,}4$ S, $B_5 = 0{,}1$ S, zatem $B_{r1} = 0{,}5$ S, $B_{r3} = 0{,}4$ S, $B_{r5} = -0{,}1$ S. Żadna z klas dwójników (D1-D4) nie może przyjmować takich wartości B_{rh} aby było spełnione twierdzenie dotyczące zgodności znaków. Zastosujemy proponowany rozkład delta (wzory (35) i (36) przyjmując np. dla rozpatrywanego przykładu $\Delta_h = 0{,}1$ S. Wówczas zgodnie z wzorem (35) mamy:

$$ {}_{(1)}B_{r1} = -0{,}1 \text{ S}, \quad {}_{(1)}B_{r3} = -0{,}1 \text{ S}, \quad {}_{(1)}B_{r5} = -0{,}2 \text{ S}. $$

Dwójnik zrealizowany w klasie D2 przy założeniu biegunów $\overset{*}{\omega}_2 = 2$ rad/s, $\overset{*}{\omega}_4 = 4$ rad/s posiada funkcję $B_r(\omega)$ postaci

$$ {}_{1}B_r(\omega) = \frac{-0{,}597\omega^4 + 7{,}85\omega^2 - 11{,}75}{(\omega^2 - 4)(\omega^2 - 16)} . $$

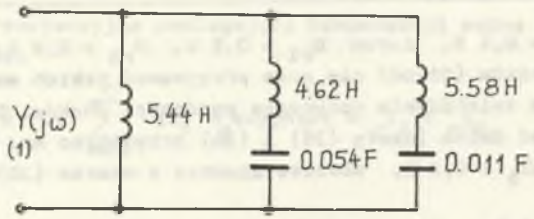
Przebieg funkcji ${}_{1}B_r(\omega)$ przedstawiono na rys. 7.



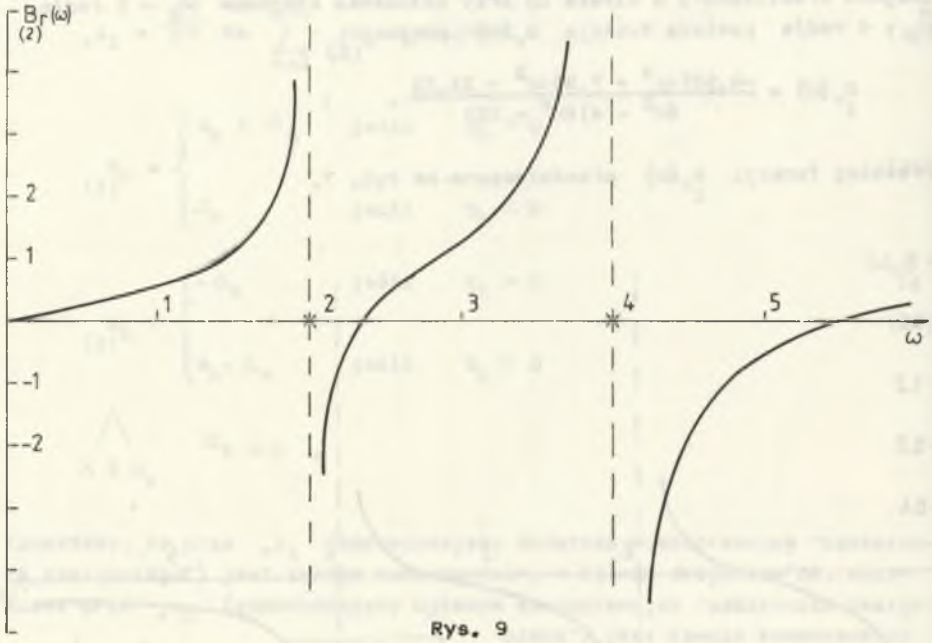
Rys. 7

Strukturę dwójnika zrealizowanego w klasie D2 wg II procedury Fostera przedstawiono na rys. 8.

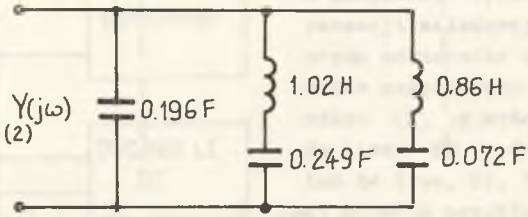
Natomiast zgodnie ze wzorem (36) mamy ${}_{2}B_{r1} = 0{,}6$ S, ${}_{2}B_{r3} = 0{,}5$ S, ${}_{2}B_{r5} = 0{,}1$ S.



Rys. 8



Rys. 9



Rys. 10

Dwójnik o takiej zmienności B_{rh} może być zrealizowany w klasie D3. Przy założeniu, że bieguny pozostają takie same ($\overset{*}{\omega}_2 = 2$ rad/s, $\overset{*}{\omega}_4 = 4$ rad/s) otrzymujemy funkcję $\underset{(2)}{B}_r(\omega)$, której przebieg podano na rys. 9.

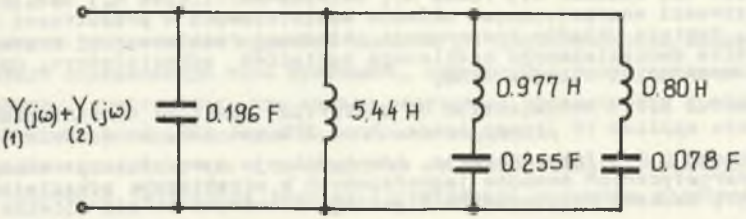
$$\underset{(2)}{B}_r(\omega) = \frac{\omega(0{,}196\,\omega^4 - 6{,}06\,\omega^2 + 32{,}86)}{(\omega^2 - 4)\,(\omega^2 - 16)}$$

Dwójnik kompensujący zrealizowany w klasie D3 posiada strukturę przedstawioną na rys. 10.

Otrzymane dwójniki można zastąpić jednym równoważnym o postaci

$$B_r(\omega) = \underset{(1)}{B}_r(\omega) + \underset{(2)}{B}_r(\omega) = \frac{0{,}196\,\omega^6 - 6{,}57\,\omega^4 + 40{,}71\,\omega^2 - 11{,}75}{\omega(\omega^2 - 4)\,(\omega^2 - 16)}.$$

Struktura i wartości elementów równoważnego dwójnika przedstawione są na rys. 11. Dwójniki kompensujące $\underset{(1)}{Y}(j\omega)$ oraz $\underset{(2)}{Y}(j\omega)$ przedstawione na rys. 8, 10 włączamy w sposób przedstawiony na rys. 6.



Rys. 11

5. Podsumowanie

Z przedstawionych w pracy rozważań wynika, że algorytm syntezy powinien składać się z następujących etapów:

1. Należy określić widmo częstotliwościowe napięcia zasilającego odbiornik i widmo częstotliwościowe susceptancji odbiornika dla poszczególnych harmonicznych.

2. Wybór klasy dwójników D1 do D4 zgodnie z wzorami (20)-(28). O ile widmo częstotliwościowe susceptancji odbiornika nie spełnia warunków określonych dla poszczególnych klas D1 do D4, należy przeprowadzić rozkład delta, wzory (35), (36).

3. Wybór biegunów realizowalnego dwójnika. W przypadku rozkładu delta skończone bieguny dwójników połączonych równolegle powinny być takie same.

4. Rozwiązanie układu równań liniowych (16)

- jednokrotne w przypadku realizacji w klasach D1-D4,
- dwukrotne przy zastosowaniu rozkładu delta i przyporządkowaniu funkcjom reaktancyjnym dwójników klas D2 + D3 lub D2 + D4 (rys. 6), które zawsze można złożyć w jeden dwójnik równoważny.

Przedstawiony algorytm umożliwia realizację układu kompensacyjnego dla dowolnej, lecz skończonej liczby harmonicznych prądu reaktancyjnego i dowolnego przebiegu jakościowego susceptancji odbiornika.

Ze sposobu przeprowadzanej syntezy wynika, że dla tych samych wartości susceptancji odbiornika $B_h(\omega_h)$ istnieje wiele różnych struktur dwójników kompensujących. Ważnym czynnikiem doboru takiej, a nie innej struktury może być koszt, dokładność wykonania danego dwójnika czy też aspekty wrażliwościowe. Dopiero przyjęcie odpowiedniego kryterium zapewniłoby wybór optymalnego dwójnika. Problem ten wymaga gruntownych badań i w niniejszym artykule w ogóle nie został poruszony.

LITERATURA

[1] Brodzki M., Walczak J., Pasko M., Umińska-Bortliczek M.: Analiza właściwości energetycznych układów wielofazowych w przestrzeni Sobolewa. Synteza układów kompensacji składowej reaktancyjnej prądu odbiornika dwuzaciskowego zasilanego napięciem odkształconym. Opracowano RPBP 02.7, Gliwice 1988.

[2] Czarnecki L.S.: Minimisation of distortion power of nonsinusoidal sources applied to linear loads. Proc IEE vol 128, No 4, July 1981.

[3] Czarnecki L.S.: Interpretacja, identyfikacja i modyfikacja właściwości energetycznych obwodów jednofazowych z przebiegami odkształconymi, Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej, Elektryka nr 91, Gliwice 1984.

[4] Czarnecki L.S.: Ortogonalne składniki prądu odbiornika liniowego zasilanego napięciem odkształconym. Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej, Elektryka nr 86, Gliwice 1984.

[5] Czarnecki L.S.: Power Theories of Peviodic Nonsinusoidal systems, Rozprawy Elektrotechniczne z. 3-4, Warszawa 1985.

[6] Emanuel E.A., Shephard W., Zakikhani P., Sharon D.: Suggested definition of reactive power in nonsinusoidal systems, Proc IEE Vol 121 No 7, July 1974.

[7] Gosztowt W.: Gospodarka elektroenergetyczna w przemyśle, WNT, Warszawa 1971.

[8] Guillemin E.A.: Synthesis of passive networks, (tłumaczenie rosyjskie Связь , Moskwa 1970).

[9] Handke A.: Moce elektryczne pobierane z elektroenergetycznej sieci zasilającej przez wybrane tyrystorowe prostowniki sterowane, Zeszyty Naukowe Politechniki Poznańskiej, Rozprawy Nr 142, Poznań 1983.

[10] Maier R.: Auslegung von Filtern in der Starkstromtechnik, ETZ Bd 100, Heft 9, 1979.

[11] Osiowski J.: Zarys rachunku operatorowego, WNT, Warszawa 1966.

[12] Pasko M, Walczak J.: Metoda syntezy układów kompensacji składowej reaktancyjnej prądu odbiornika dwuzaciskowego zasilanego napięciem odkształconym. Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej, Elektryka nr 113, 1990.

[13] Supronowicz H.: Poprawa współczynnika mocy układów przekształtnikowych. WNT, Warszawa 1981.

[14] Walczak J., Pasko M.: O pewnym problemie syntezy dwójników pasywnych LC. Materiały XII SPETO, Gliwice - Wisła 1989.

Praca wykonana w ramach RPBP 02.07.II.3.2.1/1988.

Recenzent: Doc. dr hab. inż. Stanisław Osowski

Wpłynęło do Redakcji dnia 20 kwietnia 1989 r.

ПОДБОР ДВУХПОЛЮСНИКОВ КОМПЕНСИРУЮЩИХ РЕАКТИВНУЮ СОСТАВЛЯЮЩУЮ ТОКА ЛИНЕЙНОГО ПРИЁМНИКА ПИТАЮЩЕГОСЯ НЕСИНУСОИДАЛЬНЫМ НАПРЯЖЕНИЕМ

Р е з ю м е

В работе представлены принципы синтеза LC двухполюсников компенсирующих реактивную составляющую тока приёмника, питающегося несинусоидальным напряжением, предполагая, что данная реактивная проводимость приёмника будет компенсирована конечным количеством гармоник.

В работе показано, что в зависимости от качественного характера изменений частотной ревктивной функции проводимости возможным является:

- компенсация с помощью только одного двухполюсника принадлежащего к одному из классов D1 - D4, подключаемого параллельно к приёмнику;
- компенсация с помощью двух параллельно подключённых двухполюсников.

В работе даются примеры синтеза.

SELECTION OF ONE-PORTS FOR THE COMPENSATION OF THE REACTANCE COMPONENT OF THE CURRENT OF LINEAR LOAD SUPPLIED WITH NONSINUSOIDAL PERIODIC VOLTAGE

S u m m a r y

The basic rules of the syntesis of LC one - ports used for the compensation of the reactance component of the current of two - pole load supplied with nonsinusoidal periodic voltage, under the assumption that

susceptances which should be compensated are known for the finite number of harmonics, have been presented in the paper.

It has been shown that depending on the qualitative character of the changes in the susceptance of the load concerned as the function of frequency:

- compensation by means of one one-port belonging to the one of the classes D1 - D4 parallel to the load,
- compensation with the use of two parallel one-ports is possible.

The examples have been given of the discussed methods of one-port selection.