ZESZYTY NAUKOWE POLITECHNIKI ŚLĄSKIEJ 2000
Seria: ELEKTRYKA z. 167 Nr kol. 1422

Marian PASKO
Marcin MACIĄŻEK

ALGORYTM NUMERYCZNY DO WYZNACZANIA STRUKTUR KOMPENSATORÓW PASYWNYCH I AKTYWNYCH W JEDNOFAZOWYCH UKŁADACH Z PRZEBIEGAMI ODKSZTAŁCONYMI OKRESOWYMI

Streszczenie. Artykuł stanowi kontynuację prac dotyczących minimalizacji strat energii elektrycznej i wyższych harmonicznych przebiegów, w jednofazowych układach zasilanych z idealnych źródeł napięć odkształconych. Minimalizację tę uzyskuje się poprzez zastosowanie specjalnie do tego celu zaprojektowanych dwójników, zwanych dalej kompensatorami. Zbudowane są one z elementów SLS należących do zbioru {R,L,C,-R}. W pracy tej przedstawiono niezbędną teorię, na podstawie której opracowano algorytm umożliwiający otrzymanie struktury kompensatora. Dodatkowo przedstawiono tu także przykład doboru dwójników wykorzystując zrealizowany do tego celu program komputerowy (do napisania którego wykorzystano opisany w tym artykule algorytm). Dotychczasowe doświadczenia z tym programem wykazały dużą szybkość, a także efektywność algorytmu.

ALGORITHM OF DETRMINATION OF PASSIVE AND ACTIVE COMPENSATORS STRUCTURES IN ONE-PHASE CIRCUITS WITH PERIODIC NONSINUSOIDAL WAVEFORMS.

Summary. This article is a continuation of the previous works dealing with minimization of electric energy losses and elimination of waveform higher harmonics in one-phase circuits supplied by ideal sources of nonsinusoidal periodic voltage. This minimization is carried out by means of one-ports called further compensators. They are built from SLS elements belonging to the set {R, L, C, -R}. The paper includes some concepts necessary for construction of algorithms which enable compensator synthesis.

Moreover, some examples of compensator design based on the developed algorithm are presented. The experiences obtained during implementation of this algorithm confirm its good speed and high effectivity.

1. WSTĘP

Praca dotyczy zagadnień związanych z syntezą kompensatorów w obwodach z przebiegami okresowymi odkształconymi. Przez kompensatory rozumiemy tutaj dwójniki o takich właściwościach, że dołączenie ich do wybranych węzłów obwodu optymalizuje stan pracy tego układu w zadanym sensie. Kompensatory powodują, że straty energii elektrycznej na

wybranych elementach obwodu lub zawartość wyższych harmonicznych w wybranych przebiegach prądów i napięć w obwodzie są minimalne.

Dwójniki te zbudowane są z elementów SLS , a w szczególności z elementów :

- LC, stosowanych w kompensatorach pasywnych,
- RLC, uzupełnionych dwójnikiem realizującym rezystancję ujemną, wykorzystanych w kompensatorach aktywnych.

Proces syntezy kompensatora można podzielić na dwa etapy :

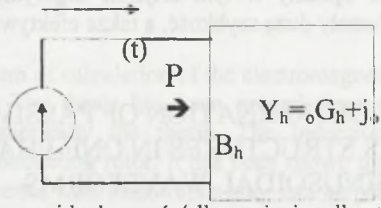
- pierwszy, zwany etapem aproksymacji, polega na określeniu immitancji kompensatora spełniającego warunki realizowalności w zadanej klasie elementów,
- drugi przyporządkowuje danej immitancji konkretny układ realizowalny fizycznie.

Głównym celem pracy są algorytmy numeryczne, umożliwiające wyznaczenie struktur kompensatorów na przykładzie obwodu jednofazowego zasilanego z idealnego źródła napięcia niesinusoidalnego.

Idea wyznaczania struktur kompensatorów zaproponowana w pracy może być zastosowana dla układów jednofazowych i wielofazowych zasilanych z rzeczywistych źródeł napięć odkształconych okresowych.

2. METODY I ALGORYTMY SYNTEZY KOMPENSATORÓW

Rozpatrzmy odbiornik dwuzaciskowy (rys.1) zasilany z idealnego źródła napięcia odkształconego.



Rys 1. Obwód jednofazowy zasilany z idealnego źródła napięcia odkształconego
Fig. 1. One-phase circuit supplied by an ideal source of periodic nonsinusoidal voltage

Niech :

$$u(t) = E_0 + \sqrt{2}\,\mathrm{Re}\sum_{h=1}^{n} E_h \exp jh\omega_0 t, \tag{1}$$

wówczas prąd źródła ma postać:

$$i(t) = {}_oG_0 E_0 + \sqrt{2}\,\mathrm{Re}\sum_{h=1}^{n} ({}_oG_h + j_oB_h) E_h \exp jh\omega_0 t. \tag{2}$$

Współczynnik mocy źródła określony jest jako:

$$\lambda = \frac{P}{\|u\|\,\|i\|} = \frac{\frac{1}{T}\int_0^T u(t)i(t)dt}{\sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T u^2(t)dt}\sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T i^2(t)dt}} = \frac{\mathrm{Re}\sum_{h=1}^{\infty} U_h I_h^*}{\sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} U_h U_h^*}\sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} I_h I_h^*}}. \tag{3}$$

Analizując wzór (3) można zauważyć, że zwiększenie współczynnika mocy źródła można uzyskać poprzez minimalizację wartości skutecznej prądu źródła, przy zadanej mocy czynnej odbiornika P, czyli:

$$\min_i \left\{ \frac{1}{T} \int_0^T i^2(t)dt \right\} = \min \sum_{h=1}^{\infty} I_h I_h^* , \tag{4}$$

gdy zadana jest moc czynna odbiornika

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T u(t)i(t)dt = \mathrm{Re} \sum_{h=1}^{\infty} U_h I_h^* . \tag{5}$$

Minimalizacja funkcjonału Lagrange`a [6],[8] o postaci:

$$\Phi(i,\lambda) = \frac{1}{T} \int_0^T i^2(t)dt + \lambda(P - \frac{1}{T} \int_0^T u(t)i(t)dt) \tag{6}$$

prowadzi do wyróżnienia prądu czynnego (aktywnego).

$$_a i(t) = {}_e G u(t) = {}_e G E_0 + \sqrt{2}\, \mathrm{Re} \sum_{h=1}^{n} {}_e G E_h \exp jh\omega_0 t . \tag{7}$$

Składową tę po raz pierwszy aksjomatycznie wyznaczył S. Fryze [3].

Różnicę prądu i(t) - $_a$i(t) można rozłożyć na dwie składowe :

- składową reaktancyjną [2],[7] kompensowalną za pomocą dwójników LC

$$_r i(t) = \sqrt{2}\, \mathrm{Re} \sum_{h=1}^{n} j_o B_h E_h \exp jh\omega_0 t , \tag{8}$$

- składową rozproszenia (rozrzutu) [1] kompensowalną za pomocą elementów aktywnych

$$_s i(t) = ({}_o G_0 - {}_e G) E_0 + \sqrt{2}\, \mathrm{Re} \sum_{h=1}^{n} ({}_o G_h - {}_e G) E_h \exp jh\omega_0 t , \tag{9}$$

gdzie :

E_h -wartość skuteczna zespolona napięcia h-tej harmonicznej ,

$_oG_h$ -konduktancje odbiornika h-tej harmonicznej ,

$_oB_h$ -susceptancje odbiornika h-tej harmonicznej ,

I_h , (I_h^*) - wartość skuteczna zespolona (sprzężona) h-tej harmonicznej ,

$_eG = \frac{P}{\|u\|^2}$ - równoważna konduktancja odbiornika .

Składowe $_a$i, $_r$i, $_s$i są wzajemnie ortogonalne. Zaletą takiego rozkładu jest fakt, że każdą ze składowych można kompensować oddzielnie. Należy jednak zaznaczyć, że ortogonalność ta zachowana jest tylko dla układów zasilanych ze źródeł idealnych [5],[8]. Dla źródeł rzeczywistych szukanie rozkładów ortogonalnych jest niecelowe, właściwe jest natomiast podejście optymalizacyjne przy zadanych warunkach ubocznych [4],[6],[9].

3. ALGORYTM DO SYNTEZY KOMPENSATORÓW PASYWNYCH

Eliminacja składowej reaktancyjnej wymaga skonstruowania dwójnika LC, którego susceptancje będą równe co do wartości i przeciwne co do znaku w stosunku do susceptancji odbiornika dla określonej liczby harmonicznych. W tym celu należy wyznaczyć funkcję reaktancyjną :

$$B_r(\omega) = \frac{H \prod_{i=1}^{n} (\omega^2 - \omega_{2i\pm1}^{*2})}{\omega \prod_{i=1}^{n} (\omega^2 - \omega_{2i}^{*2})} = \frac{L(\omega^2)}{\omega M(\omega^2)} , \tag{10}$$

spełniającą warunek przeplatania się zer i biegunów.

Algorytm wyznaczania funkcji reaktancyjnej, a następnie struktury kompensatora został przedstawiony na rys.2 i szczegółowo opisany w pracy [4]. Poszczególne etapy oznaczono na rysunku numerami od 1-8.

W niniejszej pracy program komputerowy napisano w języku obiektowym Delphi v 3.0, co pozwoliło uzyskać bardzo szybki kod wynikowy, a także „przyjazny" i przejrzysty dla użytkownika interfejs graficzny.

1) Dane wejściowe

Wymagane jest wprowadzenie wektora wartości susceptancji odbiornika, a także pulsacji harmonicznej podstawowej. Algorytm sam oblicza liczbę kompensowanych harmonicznych oraz wektor częstotliwości tych harmonicznych (na podstawie niezerowych wartości susceptancji).

Możliwe są dwa sposoby wprowadzania danych :

- z pliku binarnego,
- z klawiatury.

Dane wprowadzone z klawiatury są weryfikowane pod kątem poprawności wpisania .

2) Zbiór wszystkich możliwych realizacji dwójników LC można podzielić na 4 klasy D1-D4, charakteryzujące się różnymi właściwościami funkcji $B_r(\omega)$ (10) przy dążeniu argumentu ω do zera oraz do nieskończoności [4] :

$$\begin{aligned}
&D1: \lim_{\omega\to 0^+} B_r(\omega) = -\infty \quad , \quad \lim_{\omega\to +\infty} B_r(\omega) = +\infty \ , \\
&D2: \lim_{\omega\to 0^+} B_r(\omega) = -\infty \quad , \quad \lim_{\omega\to +\infty} B_r(\omega) = 0 \ , \\
&D3: \lim_{\omega\to 0^+} B_r(\omega) = 0 \quad \lim_{\omega\to +\infty} B_r(\omega) = +\infty \ , \\
&D4: \lim_{\omega\to 0^+} B_r(\omega) = 0 \quad , \quad \lim_{\omega\to +\infty} B_r(\omega) = 0 \ .
\end{aligned} \tag{11}$$

Algorytm wybiera klasę realizacji poprzez analizę wartości wektora susceptancji odbiornika :

- jeżeli ${}_oB_1 > 0$ dla $\omega=\omega_1$, ${}_oB_2 < 0$ dla $\omega=\omega_2$ oraz ${}_o\mathbf{B_h} < 0$ dla $h > 2$, to dwójnik będzie realizowany w klasie D1,
- jeżeli wszystkie składowe wektora ${}_o\mathbf{B_h} > 0$ lub gdy ${}_oB_1 > 0$ dla $\omega=\omega_1$ oraz ${}_o\mathbf{B_h} < 0$ dla $h > 1$, to dwójnik będzie realizowany w klasie D2,
- jeżeli wszystkie składowe wektora ${}_o\mathbf{B_h} < 0$, to dwójnik będzie realizowany w klasie D3 lub D4 (wyboru dokonuje użytkownik).

3) W przypadku gdy zadane wartości susceptancji odbiornika nie pasują do żadnej z klas, to stosuje się tzw. rozkład DELTA, który polega na tym, że wektor susceptancji ${}_o\mathbf{B_h}$ należy rozłożyć na dwa wektory ${}_o\mathbf{B_h}'$ i ${}_o\mathbf{B_h}''$ według następującej zasady :

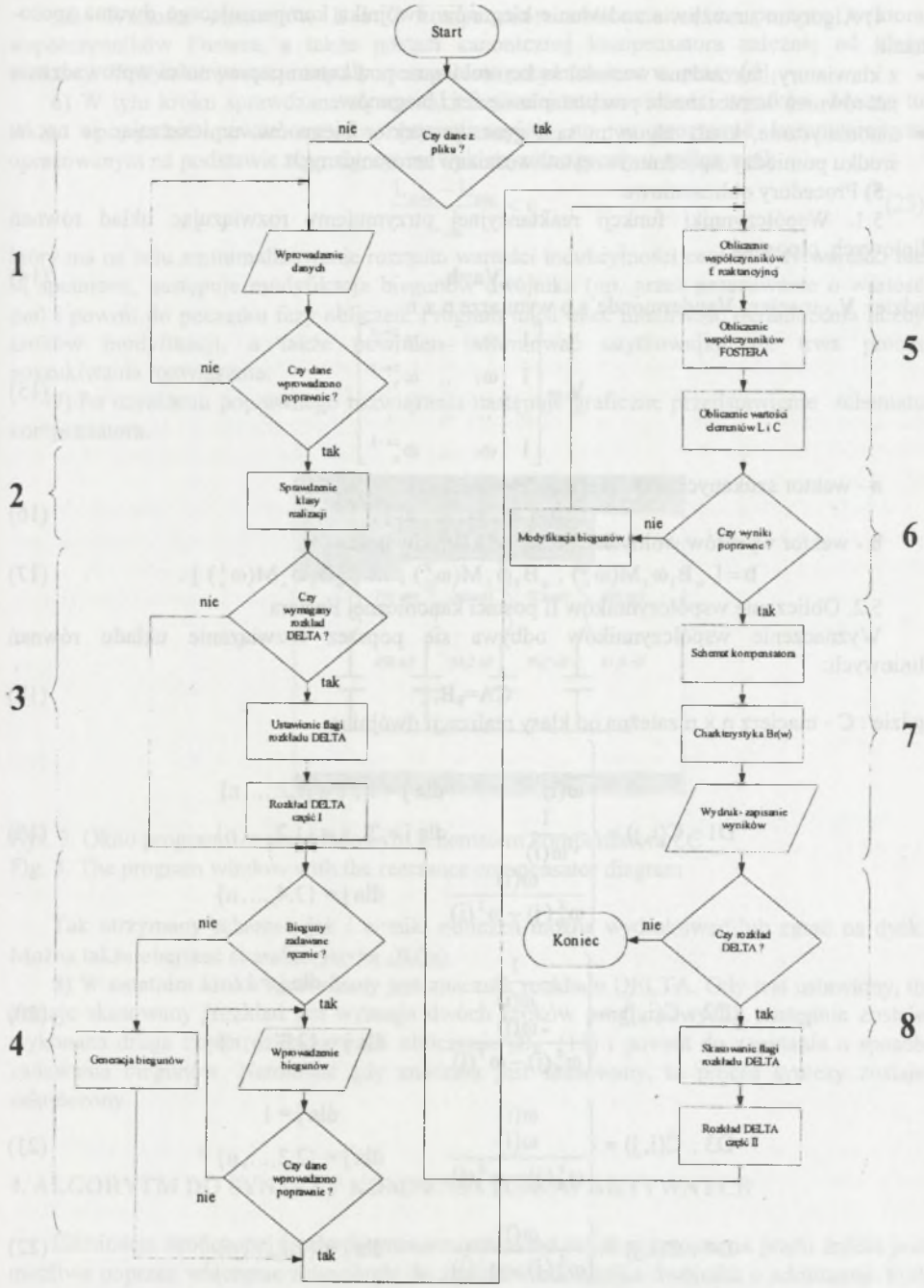
$${}_oB_h' = \begin{cases} {}_oB_h + \Delta_h \ , \text{ jeżeli } {}_oB_h > 0 \\ \Delta_h \ , \text{ jeżeli } {}_oB_h < 0 \end{cases} , \tag{12}$$

$${}_oB_h'' = \begin{cases} -\Delta_h \ , \text{ jeżeli } {}_oB_h > 0 \\ {}_oB_h - \Delta_h \ , \text{ jeżeli } {}_oB_h < 0 \end{cases} , \tag{13}$$

przy czym $\Delta_h > 0$.

Powoduje to, że układ do kompensacji składowej reaktancyjnej prądu źródła składa się z dwóch połączonych równolegle dwójników LC, z których jeden należy do klasy D2, a drugi do klasy D3 lub D4.

Zastosowanie rozkładu DELTA jest informowane przez ustawienie znacznika rozkładu, po czym następuje pierwsza część rozkładu, czyli obliczenie ${}_o\mathbf{B_h}'$ (12).



Rys.2. Schemat blokowy algorytmu wyznaczającego strukturę kompensatora pasywnego
Fig 2. Block diagram of the algorithm which enable determination of a reactance compensator

4) Algorytm umożliwia zadawanie biegunów dwójnika kompensującego dwoma sposobami:

- z klawiatury; tak zadane wartości są kontrolowane pod kątem poprawności wprowadzenia jak również konieczności przeplatania się zer i biegunów,
- automatycznie, kiedy algorytm sam generuje wektor biegunów, umieszczając je np. w środku pomiędzy sąsiednimi częstotliwościami harmonicznych.

5) Procedury obliczeniowe

5.1. Współczynniki funkcji reaktancyjnej otrzymujemy rozwiązując układ równań liniowych, o postaci :

$$\mathbf{Va}=\mathbf{b}\,, \tag{14}$$

gdzie : **V** - macierz Vandermonde'a o wymiarze n x n

$$\mathbf{V}=\begin{bmatrix} 1 & \omega_1 & .. & \omega_1^{2n-2} \\ 1 & \omega_2 & .. & \omega_2^{2n-2} \\ .. & .. & .. & .. \\ 1 & \omega_n & .. & \omega_n^{2n-2} \end{bmatrix}, \tag{15}$$

a - wektor szukanych współczynników

$$\mathbf{a}=[\,a_0\,,a_1\,,\ldots\,,a_n\,]\,, \tag{16}$$

b - wektor wyrazów wolnych zależny od klasy dwójnika [4]

$$\mathbf{b}=[\;{}_0B_1\omega_1M(\omega_1^2)\,,\;{}_0B_2\omega_2M(\omega_2^2)\,,\;\ldots\,,\;{}_0B_n\omega_nM(\omega_n^2)\;]\,. \tag{17}$$

5.2. Obliczenie współczynników II postaci kanonicznej Fostera

Wyznaczenie współczynników odbywa się poprzez rozwiązanie układu równań liniowych:

$$\mathbf{CA}={}_k\mathbf{B}_r\,, \tag{18}$$

gdzie : C - macierz n x n zależna od klasy realizacji dwójnika .

$$D1:\ C(i,j)=\begin{cases} \omega(i) & \text{dla } j=1\,,\ i\in\{1,2,\ldots,n\} \\ -\dfrac{1}{\omega(i)} & \text{dla } j=2\,,\ i\in\{1,2,\ldots,n\}\,, \\ \dfrac{\omega(i)}{\omega_B^2(j)-\omega^2(i)} & \text{dla } j=\{3,4,\ldots,n\} \end{cases} \tag{19}$$

$$D2:\ C(i,j)=\begin{cases} -\dfrac{1}{\omega(i)} & \text{dla } j=1 \\ \dfrac{\omega(i)}{\omega_B^2(j)-\omega^2(i)} & \text{dla } j=\{2,3,\ldots,n\} \end{cases}, \tag{20}$$

$$D3:\ C(i,j)=\begin{cases} \omega(i) & \text{dla } j=1 \\ \dfrac{\omega(i)}{\omega_B^2(j)-\omega^2(i)} & \text{dla } j=\{2,3,\ldots,n\}\,, \end{cases} \tag{21}$$

$$D4:\ C(i,j)=\begin{cases} \dfrac{\omega(i)}{\omega_B^2(j)-\omega^2(i)} & \text{dla } j=\{1,2,\ldots,n\}\,. \end{cases} \tag{22}$$

A - wektor współczynników rozwinięcia Fostera o postaci $[A_\infty, A_0, A_2, \ldots, A_{2k}]$,

${}_k\mathbf{B}_r$ - wektor susceptancji dwójnika kompensującego dla rozpatrywanej grupy harmonicznych.

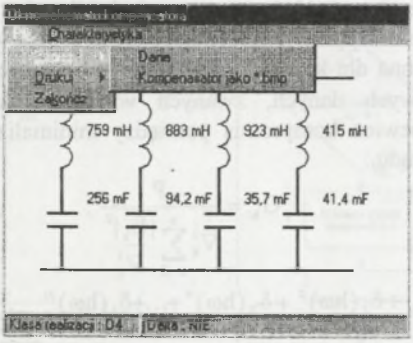
5.3. Wartości elementów L i C kompensatora obliczane są za pomocą wektora współczynników Fostera, a także postaci kanonicznej kompensatora zależnej od klasy realizacji. Wszystkie postacie zostały szczegółowo przedstawione w pracy [4].

6) W tym kroku sprawdzane są warunki fizycznej realizowalności wyników. Można tu także wprowadzić pewne metody optymalizacyjne, np. w programie komputerowym opracowanym na podstawie tego algorytmu wykorzystano prosty współczynnik

$$\frac{L_{max} - L_{min}}{L_{max}} < \varepsilon, \tag{23}$$

który ma na celu zminimalizowanie rozrzutu wartości indukcyjności cewek. Gdy warunki nie są spełnione, następuje modyfikacja biegunów dwójnika (np. przez przesuwanie o wartość $\Delta\omega$) i powrót do początku fazy obliczeń. Program musi mieć możliwość ograniczenia liczby kroków modyfikacji, a także powinien informować użytkownika, że trwa proces poszukiwania rozwiązania.

7) Po uzyskaniu poprawnego rozwiązania następuje graficzne przedstawienie schematu kompensatora.



Rys. 3. Okno programu z przykładowym schematem kompensatora LC
Fig. 3. The program window with the reactance compensator diagram

Tak otrzymany schemat, jak i wyniki obliczeń można wydrukować lub zgrać na dysk. Można także obejrzeć charakterystykę ${}_kB_r(\omega)$.

8) W ostatnim kroku sprawdzany jest znacznik rozkładu DELTA. Gdy jest ustawiony, to zostaje skasowany (rozkład ten wymaga dwóch kroków programowych), następnie zostaje wykonana druga część rozkładu, czyli obliczenie ${}_0\mathbf{B}_h''$ (13) i powrót do zapytania o sposób zadawania biegunów. Natomiast gdy znacznik jest skasowany, to proces syntezy zostaje zakończony.

4. ALGORYTM DO SYNTEZY KOMPENSATORÓW AKTYWNYCH

Eliminacja skończonej liczby harmonicznych składowych rozproszenia prądu źródła jest możliwa poprzez włączenie równolegle do zacisków odbiornika dwójnika o admitancji Y(s) spełniającej warunki :

$$\bigwedge_{h \in N_0} \mathrm{Re}\{Y(j\omega)\} = -({}_0G_h - G_e). \tag{24}$$

Kompensatory takie można zrealizować w trzech klasach : (RC, -R); (RL, -R); (RLC, -R), zawierających jedną rezystancję ujemną. Algorytmy wyznaczania struktur tych kompensatorów są podobne, dlatego na rys.3 został przedstawiony „uniwersalny" algorytm, którego poszczególne etapy zaznaczono numerami od 1-5.

1) Dane wejściowe dla algorytmu obliczeniowego stanowią :

- wektor susceptancji odbiornika ${}_oB_h$,
- wektor konduktancji odbiornika ${}_oG_h$,
- pulsacja harmonicznej podstawowej ω_0,
- bieguny realizowanej admitancji ω_{Bh},
- wartości skuteczne napięć harmonicznych E_h.

Algorytm sam oblicza ilość kompensowanych harmonicznych oraz wektor ich częstotliwości. Możliwe są dwa sposoby wprowadzania danych: z klawiatury i z pliku binarnego. Dane wprowadzane z klawiatury są sprawdzane pod kątem poprawności wprowadzenia.

2) W tym kroku należy poinformować algorytm, czy będziemy minimalizować wartość skuteczną prądu źródła, czy też zawartość wyższych harmonicznych (odkształcenie). Następnie obliczana jest konduktancja równoważna odbiornika ${}_eG$, która jest stała dla kryterium minimalizującego wartość skuteczną prądu źródła.

Dla kryterium minimalizującego odkształcenie prądu źródła wartość konduktancji równoważnej odbiornika jest inna dla każdej z harmonicznych i do jej obliczenia wymagane jest wprowadzenie dodatkowych danych, zwanych współczynnikami wagowymi δ_k [8]. Wskaźniki te ustalają pewien kompromis pomiędzy minimalizacją wartości skutecznej a odkształceniem źródła prądu.

$$ {}_eG_h = \frac{P}{\nabla_h^2 \sum_{k=0}^{n} \frac{|E_k|^2}{\nabla_k^2}}, \tag{25} $$

$$ \nabla_h^2 = \delta_0 + \delta_1 (h\omega)^2 + \delta_2 (h\omega)^4 + \ldots + \delta_l (h\omega)^{2l} \quad , \delta_0, \delta_l > 0 . \tag{26} $$

3) Do obliczenia wartości elementów kompensatora niezbędne jest rozwiązanie układu równań liniowych o postaci:

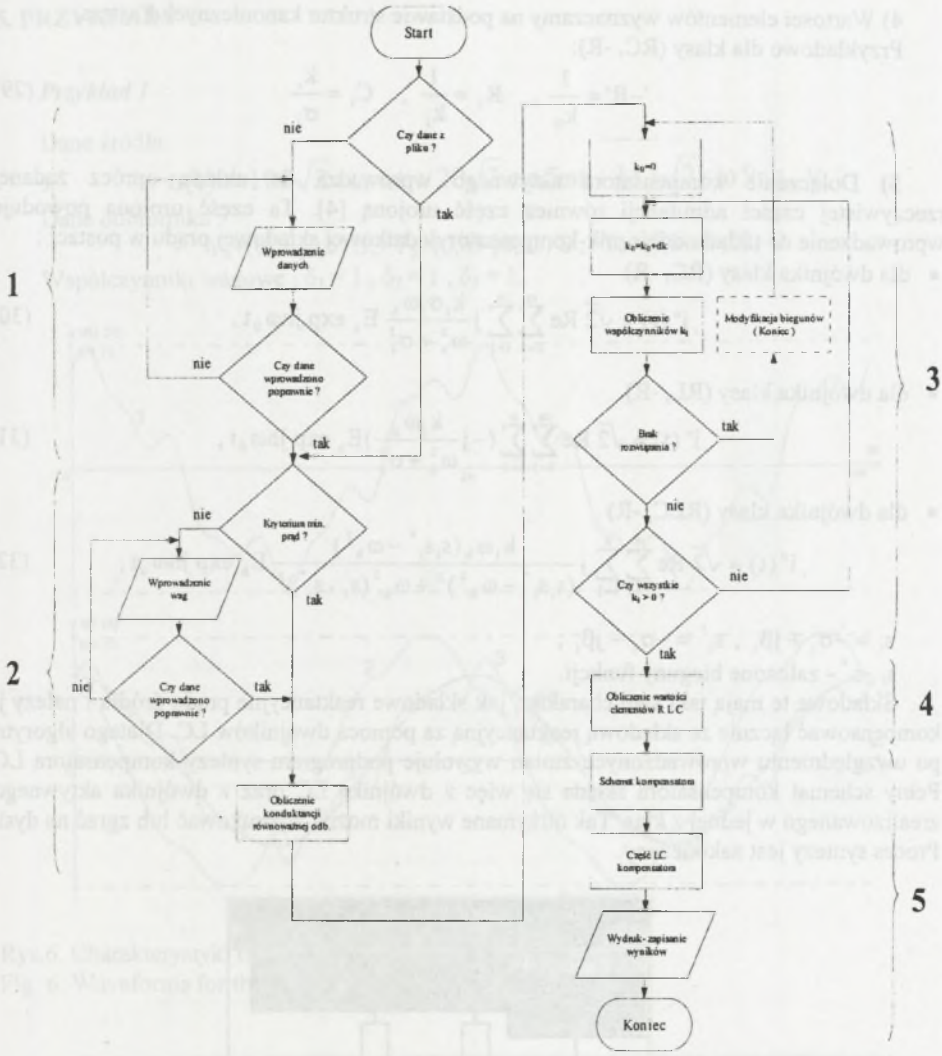
$$ \mathbf{V_j k_j = g_j}, \tag{27} $$

gdzie : $g_i = {}_eG_h - {}_oG_h - k_0$,

V - macierz Vandermonde`a zależna od klasy realizacji [4],
np. dla klasy (RC, -R),

$$ \mathbf{V} = \begin{bmatrix} \frac{\omega_1^2}{\omega_1^2+\sigma_1^2} & \frac{\omega_1^2}{\omega_1^2+\sigma_2^2} & \cdots & \frac{\omega_1^2}{\omega_1^2+\sigma_n^2} \\ \frac{\omega_2^2}{\omega_2^2+\sigma_1^2} & \frac{\omega_2^2}{\omega_2^2+\sigma_2^2} & \cdots & \frac{\omega_2^2}{\omega_2^2+\sigma_n^2} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ \frac{\omega_n^2}{\omega_n^2+\sigma_1^2} & \frac{\omega_n^2}{\omega_n^2+\sigma_2^2} & \cdots & \frac{\omega_n^2}{\omega_n^2+\sigma_n^2} \end{bmatrix}, \tag{28} $$

σ - bieguny realizowanej admitancji.



Rys.4. Schemat blokowy algorytmu wyznaczającego strukturę kompensatora aktywnego
Fig. 4. Block diagram of the algorithm which enable determination of a active compensator

Warunkiem koniecznym i wystarczającym realizowalności dwójników jest, aby wszystkie współrzędne wektora $\mathbf{k}_j$ były ściśle dodatnie. W tym celu należy odpowiednio dobrać wartość współczynnika k_0. Niestety, w klasie układów (RC, -R) i (RL, -R) nie zawsze istnieje ściśle dodatnie rozwiązanie tego układu równań. Część algorytmu zaznaczona linią przerywaną różni się więc dla klasy (RLC, -R), gdzie takie rozwiązanie zawsze istnieje. Dobór biegunów oraz współczynnika k_0 tak, aby wektor $\mathbf{k}_j$ posiadał wszystkie współrzędne dodatnie, jest trudny i możliwy tylko z wykorzystaniem algorytmu numerycznego.

4) Wartości elementów wyznaczamy na podstawie struktur kanonicznych Fostera. Przykładowo dla klasy (RC, -R):

$$'-R' = \frac{1}{k_0}, \quad R_i = \frac{1}{k_i}, \quad C_i = \frac{k_i}{\sigma_i} \tag{29}$$

5) Dołączenie kompensatora aktywnego wprowadza do układu oprócz żądanej rzeczywistej części admitancji również część urojoną [4]. Ta część urojona powoduje wprowadzenie do układu odbiornik-kompensator dodatkowej składowej prądu w postaci :

- dla dwójnika klasy (RC, -R)

$$_r i''(t) = \sqrt{2}\,\mathrm{Re}\sum_{h=1}^{m}\sum_{i=1}^{n} j\frac{k_i\sigma_i\omega_h}{\omega_h^2+\sigma_i^2}E_h \exp jh\omega_0 t, \tag{30}$$

- dla dwójnika klasy (RL, -R)

$$_r i''(t) = \sqrt{2}\,\mathrm{Re}\sum_{h=1}^{m}\sum_{i=1}^{n} (-j\frac{k_i\omega_h}{\omega_h^2+\sigma_i^2})E_h \exp jh\omega_0 t, \tag{31}$$

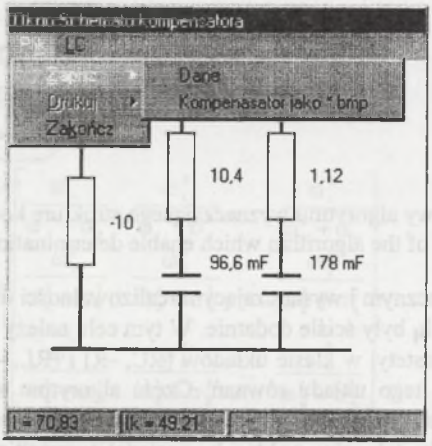
- dla dwójnika klasy (RLC, -R)

$$_r i''(t) = \sqrt{2}\,\mathrm{Re}\sum_{h=1}^{m}\sum_{i=1}^{n} j\frac{k_i\omega_h(s_i s_i^* - \omega_h^2)}{(s_i s_i^* - \omega_h^2)^2 + \omega_h^2(s_i + s_i^*)^2}E_h \exp jh\omega_0 t, \tag{32}$$

$s_i = -\sigma_i + j\beta_i$, $s_i^* = -\sigma_i - j\beta_i$,

s_i , s_i^* - założone bieguny funkcji.

Składowe te mają taki sam charakter, jak składowe reaktancyjne prądu źródła i należy je kompensować łącznie ze składową reaktancyjną za pomocą dwójników LC. Dlatego algorytm po uwzględnieniu wprowadzonych zmian wywołuje podprogram syntezy kompensatora LC. Pełny schemat kompensatora składa się więc z dwójnika LC oraz z dwójnika aktywnego, zrealizowanego w jednej z klas. Tak otrzymane wyniki można wydrukować lub zgrać na dysk. Proces syntezy jest zakończony.



Rys. 5. Okno programu z przykładowym kompensatorem aktywnym (RC,-R) , bez części LC
Fig. 5. The programme window with the active compensator (without LC part) diagram

5. PRZYKŁADY

Przykład 1

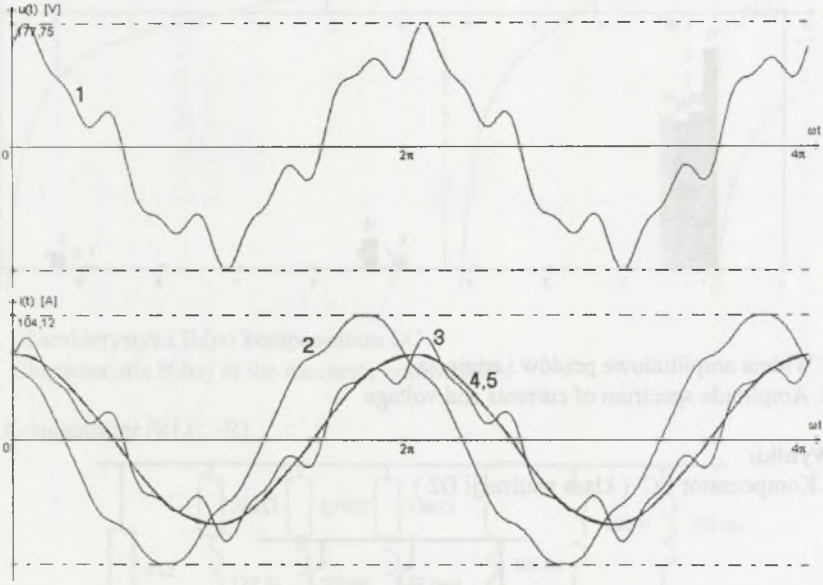
Dane źródła:

$$u(t) = 100\sqrt{2}\cos\omega t + 20\sqrt{2}\sin 5\omega t + 11{,}1\sqrt{2}\sin 9\omega t\ ,\ \mathrm{V}.$$

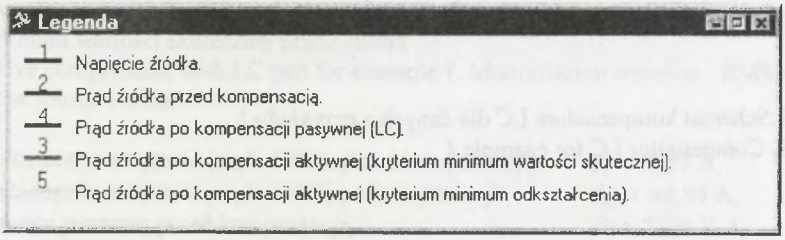
Dane odbiornika :

$$Y_1=(0{,}5+j0{,}5)\ \mathrm{S},\quad Y_5=(0{,}05-j0{,}22)\ \mathrm{S}\ ,\quad Y_9=(0{,}01-j0{,}12)\ \mathrm{S}.$$

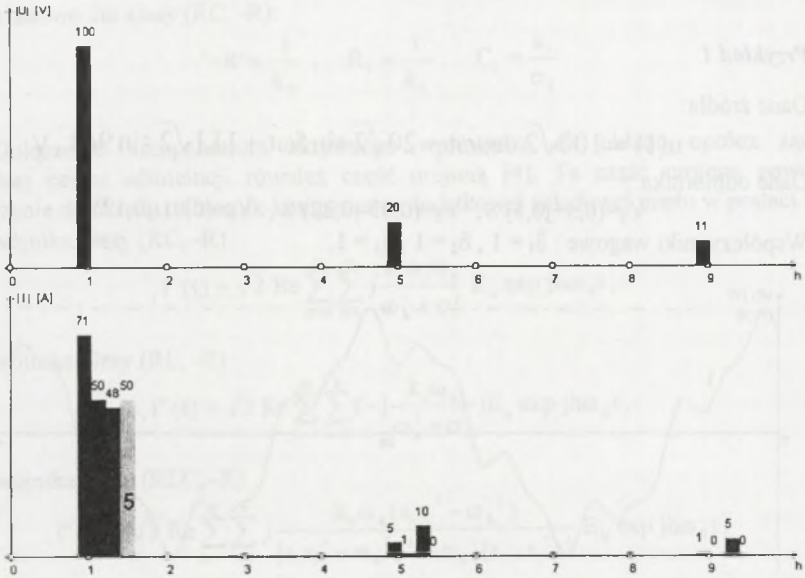
Współczynniki wagowe : $\delta_1 = 1$, $\delta_2 = 1$, $\delta_3 = 1$.



Rys.6. Charakterystyki czasowe dla danych z przykładu 1
Fig. 6. Waveforms for the example 1



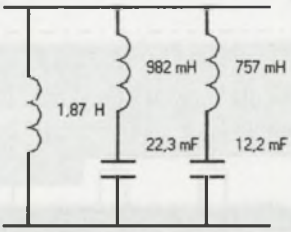
Rys.7. Legenda do charakterystyk czasowych i widma zawartości harmonicznych
Fig. 7. Legenf for time waveforms and frequency spectrum



Rys.8.Widma amplitudowe prądów i napięcia
Fig. 8. Amplitude spectrum of currents and voltage

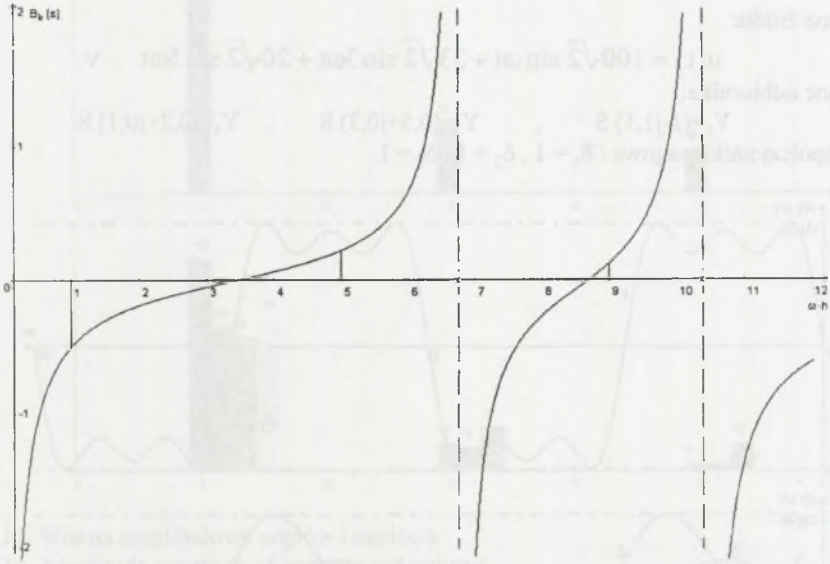
Wyniki:

1.Kompensator LC (klasa realizacji D2)



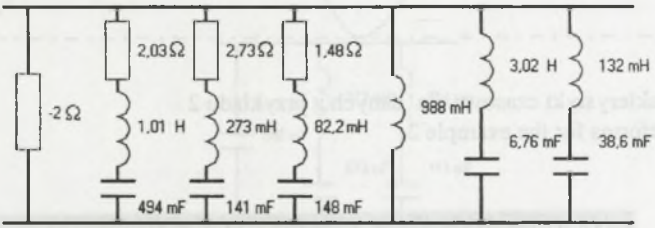
Rys.9.Schemat kompensatora LC dla danych z przykładu 1
Fig. 9. Compensator LC for example 1

2. Charakterystyka $B_r(\omega)$



Rys.10. Charakterystyka $B_r(\omega)$ kompensatora LC
Fig. 10. Characteristic $B_r(\omega)$ of the reactance compensator

3. Kompensator (RLC, -R)



Rys.11. Kompensator (RLC, -R) wraz z częścią LC , dla danych z przykładu 1.Kryterium minimum wartości skutecznej prądu źródła
Fig. 11. Active compensator with LC part for example 1. Minimization criterion - RMS value of the source current

- Wartość skuteczna natężenia prądu źródła przed kompensacją : $|I| = 70{,}87$ A,
- Wartość skuteczna natężenia prądu źródła po kompensacji : $|I_k| = 48{,}95$ A,
- Wartość mocy pozornej przed kompensacją : $|S| = 7270$ V·A,
- Wartość mocy pozornej po kompensacji : $|S_k| = 5021$ V·A,
- Współczynnik mocy przed kompensacją : $\lambda = 0{,}69$,
- Współczynnik mocy po kompensacji : $\lambda = 1{,}00$.

Przykład 2

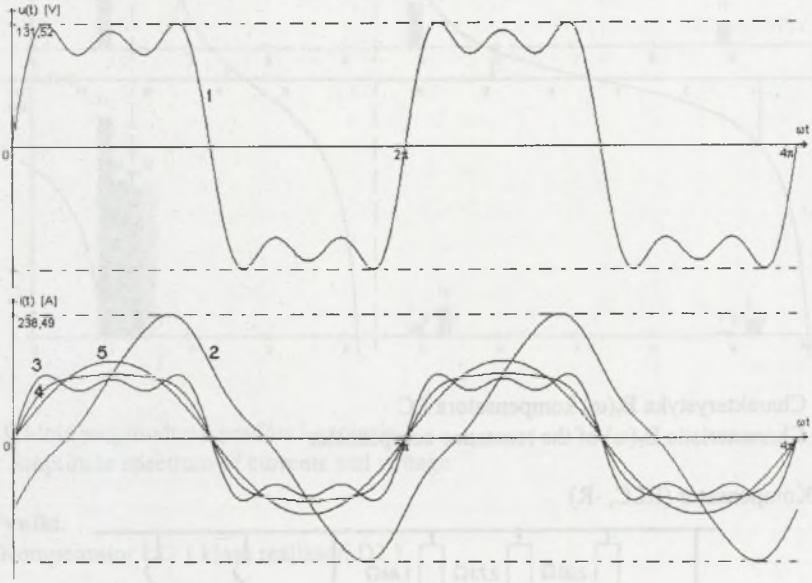
Dane źródła:

$$u(t) = 100\sqrt{2}\sin\omega t + 33\sqrt{2}\sin 3\omega t + 20\sqrt{2}\sin 5\omega t \quad , \text{ V.}$$

Dane odbiornika:

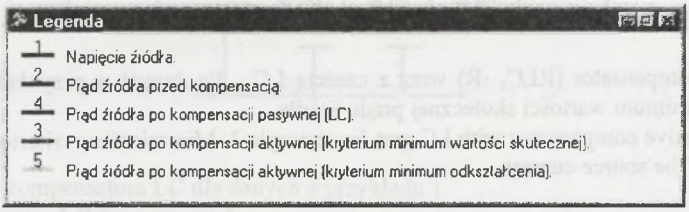
Y_1=(1-j1,1) S , Y_3=(0,5+j0,3) S , Y_5=(0,2+j0,1) S.

Współczynniki wagowe : $\delta_1 = 1$, $\delta_2 = 1$, $\delta_3 = 1$.



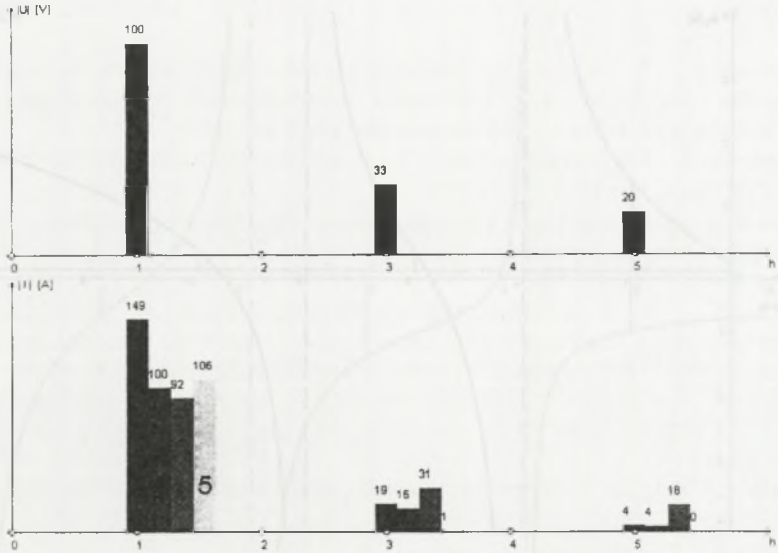
Rys.12. Charakterystyki czasowe dla danych z przykładu 2

Fig. 12. Waveforms for the example 2



Rys.13. Legenda do charakterystyk czasowych i zawartości harmonicznych

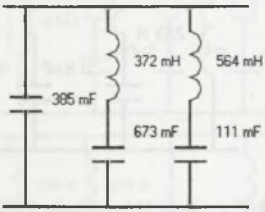
Fig. 13. Legend for waveforms and frequency spectrum



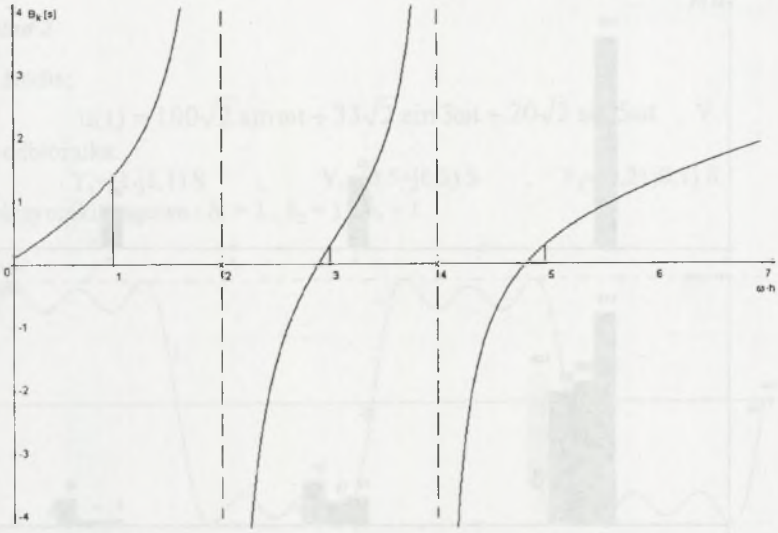
Rys.14. Widma amplitudowe prądów i napięcia
Fig. 14. Amplitude spectrum of currents and voltage

Wyniki :

1.Kompensator LC (część I rozkładu DELTA)

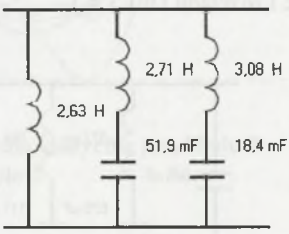


Rys.15. Schemat kompensatora LC (część I rozkładu DELTA) dla danych z przykładu 2
Fig. 15. The first part of DELTA decomposition of the reactance compensator for example 2

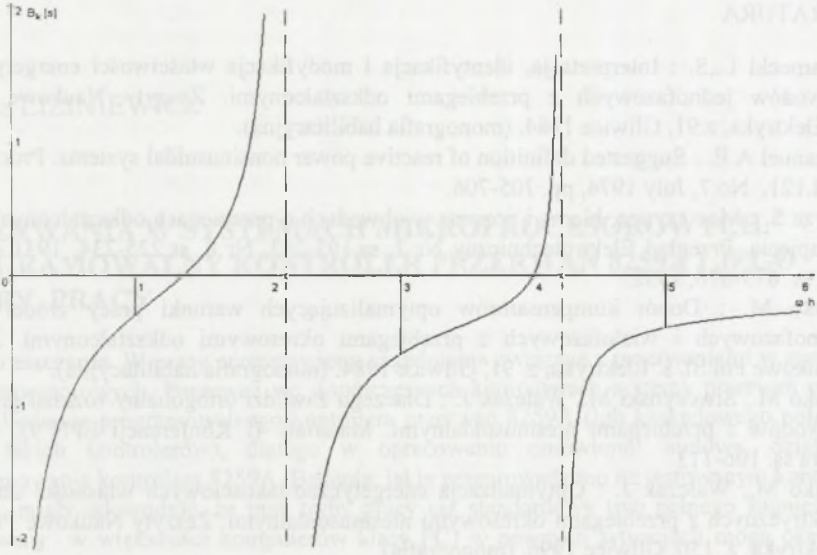


Rys.16. Charakterystyka $B_r(\omega)$ kompensatora LC (część I rozkładu DELTA)
Fig. 16. Characteristic $B_r(\omega)$ of the reactance compensator (the first part of DELTA decomposition)

Część II rozkładu DELTA

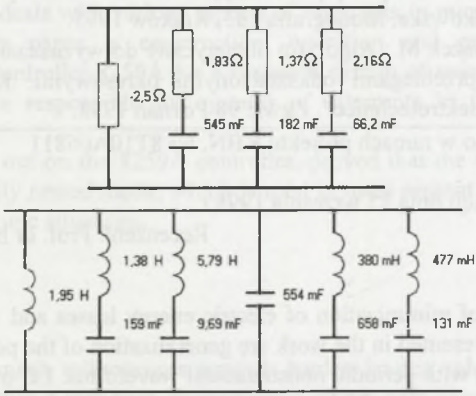


Rys.17. Schemat kompensatora LC (część II rozkładu DELTA) dla danych z przykładu 2
Fig. 17. The second part of DELTA decomposition of the reactance compensator for example 2



Rys.18. Charakterystyka $B_r(\omega)$ kompensatora LC (część II rozkładu DELTA)
Fig. 18. Characteristic $B_r(\omega)$ of the reactance compensator (the second part of DELTA decomposition)

2. Kompensator (RC, -R)



Rys.19. Kompensator (RC, -R) wraz z częścią LC wymagającą rozkładu DELTA
Fig. 19. Active compensator (RC,-R) with reactance part realized by DELTA decomposition

- Wartość skuteczna natężenia prądu źródła przed kompensacją : $|I| = 149{,}97$ A,
- Wartość skuteczna natężenia prądu źródła po kompensacji : $|I_k| = 99{,}12$ A,
- Wartość mocy pozornej przed kompensacją : $|S| = 16075$ V·A,
- Wartość mocy pozornej po kompensacji : $|S_k| = 10624$ V·A,
- Współczynnik mocy przed kompensacją : $\lambda = 0{,}66$,
- Współczynnik mocy po kompensacji : $\lambda = 1{,}00$.

LITERATURA

1. Czarnecki L.,S. : Interpretacja, identyfikacja i modyfikacja właściwości energetycznych obwodów jednofazowych z przebiegami odkształconymi. Zeszyty Naukowe Pol.Śl. s. Elektryka, z.91, Gliwice 1984. (monografia habilitacyjna).
2. Emanuel A.E. : Suggested definition of reactive power nonsinusoidal systems. Proc. IEEE, Vol.121, No 7, July 1974, pp. 705-706.
3. Fryze S. : Moc czynna, bierna i pozorna w obwodach o przebiegach odkształconych prądu i napięcia. Przegląd Elektrotechniczny Nr 7, ss.193-203, Nr 8, ss.225-234, 1931 oraz Nr 22, ss. 673-676, 1932.
4. Pasko M. : Dobór kompensatorów optymalizujących warunki pracy źródeł napięć jednofazowych i wielofazowych z przebiegami okresowymi odkształconymi. Zeszyty Naukowe Pol.Śl. s. Elektryka, z. 91, Gliwice 1984. (monografia habilitacyjna).
5. Pasko M., Siwczyński M., Walczak J. : Dlaczego zawodzi ortogonalny rozkład prądu dla obwodów z przebiegami niesinusoidalnymi. Materiały II Konferencji EPN`95, Zielona Góra ss. 106-113.
6. Pasko M., Walczak J. : Optymalizacja energetyczno-jakościowych własności obwodów elektrycznych z przebiegami okresowymi niesinusoidalnymi. Zeszyty Naukowe Pol.Śl. s. Elektryka, z. 150, Gliwice 1996. (monografia)
7. Shepherd W., Zakikhani P. : Suggested definitions of reactive power for nonsinusoidal systems. Proc. IEEE, Vol. 120, No. 7, July 1973, pp. 1361-1362.
8. Walczak J.: Optymalizacja energetyczno-jakościowych właściwości obwodów elektrycznych w przestrzeniach Hilberta. Zeszyty Naukowe Pol.Śl. s. Elektryka, z. 125, Gliwice 1992. (monografia habilitacyjna)
9. Siwczyński M.: Metody optymalizacyjne w teorii mocy obwodów elektrycznych. Politechnika Krakowska, Monografia 183, Kraków 1995.
10. Pasko M., Maciążek M.: Algorytm numeryczny do wyznaczania struktur kompensatorów w układach z przebiegami odkształconymi okresowymi. Konferencja „Zastosowanie komputerów w elektrotechnice", ZkwE'98 Poznań 1998.

Pracę wykonano w ramach projektu KBN. Nr 8T10A06811

Wpłynęło do Redakcji dnia 15 września 1998 r.

Recenzent: Prof. dr hab. inż. Maciej Siwczyński

Abstract

The problems of minimization of electric energy losses and elimination of waveforms higher harmonics presented in the work are generalization of the power theory proposed by S. Fryze for networks with periodic nonsinusoidal waveforms. LC one-ports have been used as compensating networks and RLC networks containing one negative resistance have been applied, which enables optimum working conditions of the source in accordance with the following optimizing criterion :

- minimization of RMS value of the source current ,
- minimization of deformations of the source current in relation to sinusoidal waveform.

In the paper some simple circuit models containing a power source and a load have been given. The optimization has been done in the frequency domain for the circuits SLS discussed here. This approach makes possible of develop ment of effecitve numerical algorithms for compensator synthesis. The results of considerations presented in the paper are supported by two examples showing possibilities of the proposed algorithm.