

Zofia CICHOWSKA

Janusz WALCZAK

O MOŻLIWOŚCI REALIZACJI ENERGETYCZNO-JAKOŚCIOWEGO STANU DOPASOWANIA W OBWODACH JEDNOFAZOWYCH Z PRZEBIEGAMI NIESINUSOIDALNYMI

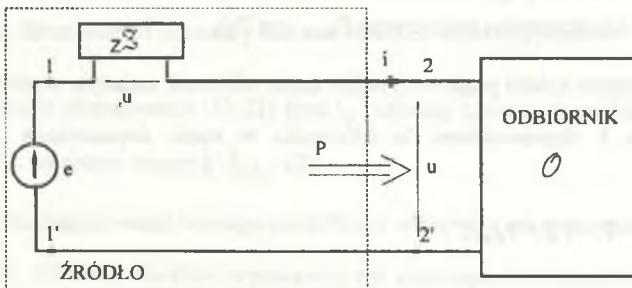
Streszczenie. W pracy przeanalizowano sposób doboru korektora spełniającego warunki energetyczno-jakościowe. Rozważono kilka kombinacji dla: dwóch rodzajów charakterystyki amplitudowej źródła, czterech rodzajów impedancji źródła, trzech rodzajów charakterystyki amplitudowej zadanego prądu odbiornika.

ON THE POSSIBILITY OF ENERGETICAL-QUALITY MATCHING STATE FOR ONE-PHASES, NONSINUSOIDAL SYSTEMS

Summary: The way selection of a corrector fulfilling energetical-quality matching state conditions has been presented in the paper. There have been considered the combinations of two kinds of source magnitude characteristic, four kinds of source impedance and three kinds of magnitude characteristic of the given load current.

1. WPROWADZENIE

Rozpatrywany w pracy, [4] zmodyfikowany problem dopasowania energetycznego dla obwodu jednofazowego z przebiegami niesinusoidalnymi, rys.1.



Rys.1. Model układu jednofazowego

Fig.1. Model of one-phase system

polegał na rozwiązaniu zadania optymalizacji:

$$\max_i P(i) = \max_i (e - {}_z Z i, i)_{L_T^2}, \quad (1)$$

gdy

$$\|i - i_0\|_{L_T^2}^2 = \varepsilon, \quad \varepsilon > 0. \quad (2)$$

Prąd optymalny, stanowiący rozwiązanie problemu (1), (2) określa wzór:

$$i_d(t) = \frac{E_0 + 2\lambda^* {}_0 I_0}{2({}_z R_0 + \lambda^*)} + \sqrt{2} \operatorname{Re} \sum_{h \in N} \frac{E_h + 2\lambda^* {}_0 I_h}{2({}_z R_h + \lambda^*)} \exp(jh\omega_0 t), \quad (3)$$

gdzie:

${}_0 I_h$ - wartości zespolone skuteczne harmonicznego prądu wzorcowego i_0 ,

${}_z Z_h = {}_z R_h + j {}_z X_h$ - reprezentacje częstotliwościowe operatora impedancyjnego źródła,

E_h - wartości zespolone skuteczne harmonicznego SEM źródła,

λ^* - wartość mnożnika Lagrange'a w punkcie stacjonarnym funkcjonału Lagrange'a problemu (1), (2).

Prąd optymalny i_d oraz napięcie optymalne u_d na zaciskach odbiornika (rys.1)

$$u_d = e - {}_z Z i_d \quad (4)$$

określają optymalny stan układu, nazywany w dalszej części pracy stanem dopasowania energetyczno-jakościowego w układzie: źródło-odbiornik.

Stan ten jest pośredni pomiędzy:

- stanem dopasowania energetycznego (w klasycznym sensie), w którym źródło przekazuje do odbiornika maksymalną moc czynną P_{\max} (rys.2a),
- stanem, w którym źródło prądowe (rys.2b) zasila odbiornik zadany prądem i_0 .

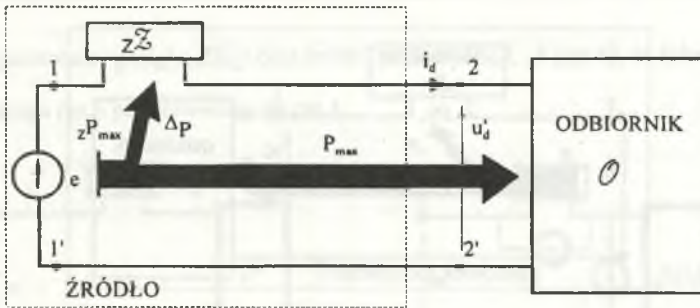
Moc czynna P doprowadzana do odbiornika w stanie dopasowania (1), (2) spełnia nierówność:

$$P_0 < P < P_d = P_{\max}, \quad (5)$$

gdzie:

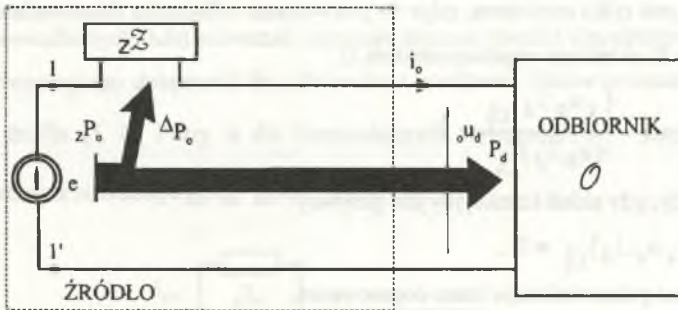
P_d, P_0 - moce czynne doprowadzane do odbiornika w przypadkach granicznych, por.

rys.2a, 2b.



Rys.2a. Klasyczny stan dopasowania

Fig.2a. Classical matching state



Rys.2b. Stan pracy układu z rys.1 przy wymuszeniu prądowym i_o

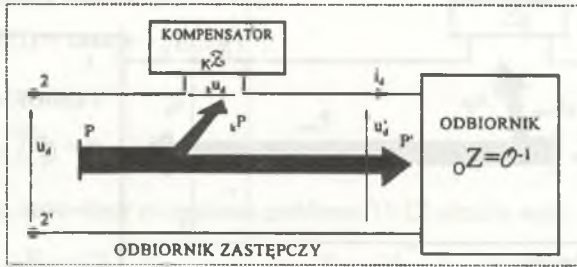
Fig.2b. State of system show in Fig.1 by current excitation i_o

Rys.2. Ilustracja przypadków granicznych zmodyfikowanego problemu dopasowania

Fig.2. An illustration of boundary cases of modified matching problem

Ponadto, w stanie dopasowania (1), (2) prąd i_d różni się zawsze od prądu zadanego i_o o przyjętą wartość ϵ (w sensie normy $\| \cdot \|_{L^2_T}$) (2).

Realizacja stanu dopasowania wymaga modyfikacji odbiornika przeprowadzanej tak, by na zaciskach układu: odbiornik-korektor wymuszony był stan napięciowo-prądowy (u_d, i_d) , (3), (4), a prąd doprowadzany do odbiornika nie uległ zmianie (rys.3).



Rys.3. Idea modyfikacji

Fig.3. Idea of modification

Należy zauważyć, że nawet w układzie z rys.3 realizacja zmodyfikowanego stanu dopasowania jest tylko częściowa, gdyż do pierwotnego odbiornika doprowadzana jest część mocy czynnej P , określona współczynnikiem ξ :

$$\xi = 1 - \frac{(k u_d, i_d)_{L_T}^2}{(u_d, i_d)_{L_T}^2} < 1. \quad (6)$$

Tylko wtedy, gdy układ korekcyjny jest pasywny

$$(k u_d, i_d)_{L_T}^2 \equiv 0, \quad (7)$$

możliwa jest pełna realizacja stanu dopasowania.

Celem artykułu jest analiza możliwości doboru dwójnika korekcyjnego (rys.3) przy założeniu, że operatory impedancyjne korektora i odbiornika są typu SLS. W tym przypadku zagadnienie syntezy operatora kZ jest możliwe w dziedzinie częstotliwości i sprowadza się ono do analizy warunku:

$${}_c Z_h = k Z_h + o Z_h, \quad h \in N, \quad (8)$$

gdzie:

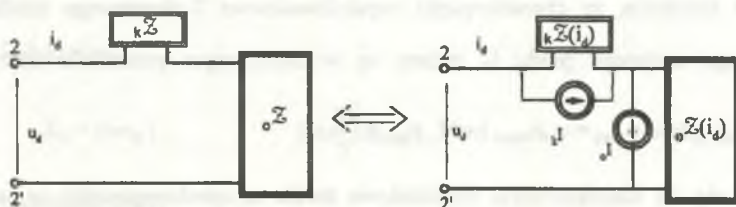
${}_k Z_h, o Z_h$ - impedancje korektora i odbiornika dla h -tej harmonicznej,

${}_c Z_h$ - impedancje dopasowania układu (por [4]), określone wzorem:

$${}_c Z_h = \frac{2E_h ({}_z R_h + \lambda^*)}{E_h + 2\lambda^* o I_h} - {}_z Z_h = \frac{U_{dh}}{I_{dh}}. \quad (9)$$

Prezentowane rozważania mogą być również stosowane w sytuacji, gdy układ korekcyjny i odbiornik są elementami nieliniowymi. Jeżeli w punkcie pracy, zdeterminowanym przez prąd i_d (3), dwójniki te przedstawić można w postaci połączeń równoległych dwójników SLS

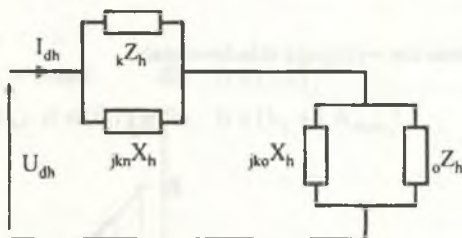
opisanych operatorami ${}_k Z(i_d)$, ${}_o Z(i_d)$ oraz źródeł prądowych ${}_k I$, ${}_o I$ (rys.4), to schemat układu odpowiadającego rys.3 przedstawiono na rys.4.



Rys.4. Idea modyfikacji dla układu nieliniowego

Fig.4. Idea of modification for nonlinear system

Idea przeprowadzonych dalej rozważań pozostaje słuszna również dla układu z rys.4, pod warunkiem równoległego dołączenia do odbiornika i korektora, filtrów rezonansowych LC, zawierających źródła ${}_k I$, ${}_o I$. Filtry te dla harmonicznych występujących w napięciu źródła stanowią dodatkowe reaktancje ${}_{kn} X_h$, ${}_{no} X_h$, $h \in N$ (rys.5).



Rys.5. Model układu z rys.4 dla pojedynczej harmonicznej

Fig.5. The model of system shown in Fig.4 for single harmonic

Problem taki nie jest jednak w artykule rozpatrywany.

Analiza możliwości syntezy korektorów liniowych wymaga założeń odnośnie do reprezentacji częstotliwościowych źródła (E_h , ${}_z Z_h$), odbiornika (${}_o Z_h$) oraz prądu i_o (${}_o I_h$). Dla kilku możliwych wariantów takich założeń zagadnienie syntezy korektorów rozpatrzono poniżej. Dla innych założeń problem syntezy korektorów analizuje się w podobny sposób. Założenia te wynikają w praktyce z konkretnych wymogów technicznych, dotyczących zastosowań rozpatrywanych układów.

2. ANALIZA MOŻLIWOŚCI MODYFIKACJI ODBIORNIKA SLS

2.1. Formalizacja założeń

Przyjęto założenie, że charakterystyki częstotliwościowe T-okresowego źródła e oraz T-okresowego zadanego prądu i_0 zadane są w skończonym przedziale częstotliwości $\omega \in (0, \omega_{\max})$, gdzie $\omega_{\max} = \omega_0 h_{\max}$, $h \in \mathbb{N}$, $\omega_0 = \frac{2\pi}{T}$.

Zakłada się, że charakterystyki amplitudowe źródła są aproksymowalne w następujący sposób:

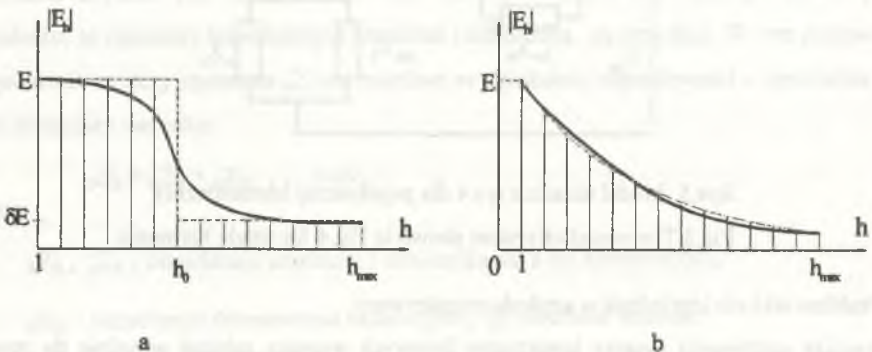
(A1) funkcjami (rys.6a) opisanymi wzorem:

$$|E_h| = \begin{cases} E = \text{const} & \text{dla } h \in (1, h_0) \\ \delta E, \delta \in (0,1) & \text{dla } h \in (h_0 + 1, h_{\max}) \end{cases}, \quad (10)$$

(A2) funkcjami (rys.6b) opisanymi wzorem:

$$|E_h| = E h^{-\alpha}, \quad E = \text{const}, \quad \alpha \geq 1, \quad h \in (1, h_{\max}). \quad (11)$$

Założono, że w widmie nie występuje składowa stała.



Rys.6. Charakterystyki amplitudowe źródła

Fig.6. Magnitude characteristics of source

Dla przypadków (A1), (A2) przyjęto, że charakterystyki fazowe źródła spełniają warunek:

$$\arg E_h = 0, \quad h \in (1, h_{\max}). \quad (12)$$

Odnośnie do impedancji źródła (rys. 1) przyjęto, że posiada ona charakter:

(B.1) rezystancyjny:

$${}_z Z_h = R = \text{const}, \quad h \in (1, h_{\max}), \quad (13)$$

(B.2) indukcyjny:

$${}_z Z_h = jh\omega_0 L, \quad h \in (1, h_{\max}), \quad (14)$$

(B.3) pojemnościowy:

$${}_z Z_h = (jh\omega_0 C)^{-1}, \quad h \in (1, h_{\max}), \quad (15)$$

(B.4) rezystancyjno - indukcyjny:

$${}_z Z_h = R + jh\omega_0 L, \quad h \in (1, h_{\max}). \quad (16)$$

Charakterystyki amplitudowe zadanego prądu źródła i_o , modeluje się w postaci opisanej wzorami:

(C.1) - rys.7a

$$|{}_o I_h| = \begin{cases} I_o = \text{const} & \text{dla } h \in (1, h_1) \\ \sigma I_o, \sigma \in (0,1) & \text{dla } h \in (h_1 + 1, h_{\max}) \end{cases} \quad (17)$$

(C.2) - rys.7b

$$|{}_o I_h| = \begin{cases} I_o = \text{const} & \text{dla } h \in (h_1, h_2) \\ \sigma I_o, \sigma \in (0,1) & \text{dla } h \in (1, h_1 - 1) \text{ i } h \in (h_2 + 1, h_{\max}) \end{cases} \quad (18)$$

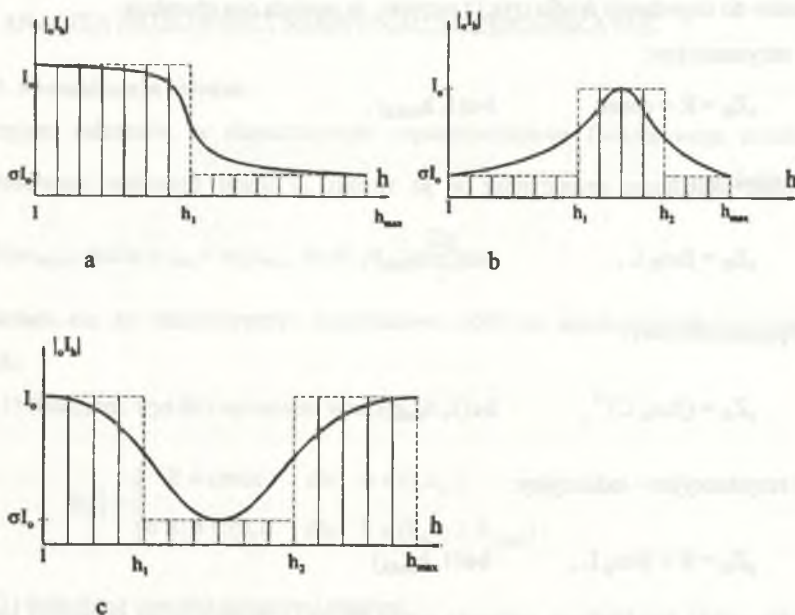
(C.3) - rys.7c

$$|{}_o I_h| = \begin{cases} I_o = \text{const} & \text{dla } h \in (1, h_1 - 1) \text{ i } h \in (h_2 + 1, h_{\max}) \\ \sigma I_o, \sigma \in (0,1) & \text{dla } h \in (h_1, h_2) \end{cases} \quad (19)$$

Podobnie jak dla źródła napięcia przyjęto, że:

$$\arg {}_o I_h = 0, \quad h \in (0, h_{\max}) \quad (20)$$

Założenia odnośnie do odbiornika zostaną sprecyzowane w dalszej części artykułu.



Rys.7. Charakterystyki częstotliwościowe zadanego prądu i_0

Fig.7. Magnitude characteristics of the given current i_0

2.2. Wyznaczenie impedancji dopasowania (9)

W pierwszej kolejności rozpatrzony zostanie przypadek źródła o charakterystyce amplitudowej opisanej wzorem (10), wariant (A.1).

Wyznaczone na podstawie wzorów (9), (10) do (19) impedancje dopasowania układu zestawiono w tablicy 1.

Ze wzorów zamieszczonych w tablicy 1 wynika, że:

- jeżeli impedancja źródła ma charakter rezystancyjny, to impedancja dopasowania ${}_c Z_h$ ma również taki sam charakter i nie zależy ona od częstotliwości,
- jeżeli impedancja źródła ma charakter indukcyjny lub pojemnościowy, to impedancja ${}_c Z_h$ ma charakter rezystancyjno-reaktancyjny, przy czym część rzeczywista impedancji ${}_c Z_h$ nie zależy od częstotliwości,
- jeżeli impedancja źródła ma charakter rezystancyjno-indukcyjny, to impedancja ${}_c Z_h$ opisuje dwójnik zastępczy o rezystancji i reaktancji zależnej od częstotliwości.

Wzory zamieszczone w tablicy 1 obowiązują, gdy częstotliwości graniczne h_0 , h_1 (rys.6,7) spełniają warunek: $h_0 < h_1$. Dla innych sytuacji wyprowadzenie wzorów określających impedancje dopasowania ${}_cZ_h$ przeprowadza się podobnie.

W tablicy 2 zestawiono wzory na impedancje dopasowania w przypadku, gdy harmoniczne napięcia źródła maleją wykładniczo w funkcji częstotliwości (wariant (A.2)).

Ze wzorów zamieszczonych w tablicy 2 wynikają wnioski podobne jak dla wzorów z tablicy 1. Jedyną istotną różnicę stanowi fakt, że zarówno część rzeczywista, jak i urojona impedancji dopasowania są tu zawsze zależne od częstotliwości.

2.3. Wyznaczenie impedancji korektora

Wykorzystując wzory zawarte w tablicach 1, 2 impedancje korektora ${}_kZ_h$ określa się na podstawie znajomości reprezentacji częstotliwościowych odbiornika ${}_cZ_h$ ($h \in N$) oraz wzoru (8).

Przykładowo, jeżeli odbiornik ma charakter rezystancyjno-indukcyjny o impedancjach

$${}_oZ_h = R_o + jh \omega_o L_o, \quad h < h_{\max}, \quad (21)$$

to realizacja korektora według wariantu (A.1), (B.2), (C.1) wymaga, by miał osiadał on impedancje

$${}_kZ_h = \left(\frac{\lambda^*}{1 + 2\lambda^* \xi} - R_o \right) - j\omega_o h(L - L_o) = {}_kR - j\omega_o h(L - L_o). \quad (22)$$

Jeżeli

$${}_kR > 0 \quad \text{i} \quad L < L_o, \quad (23)$$

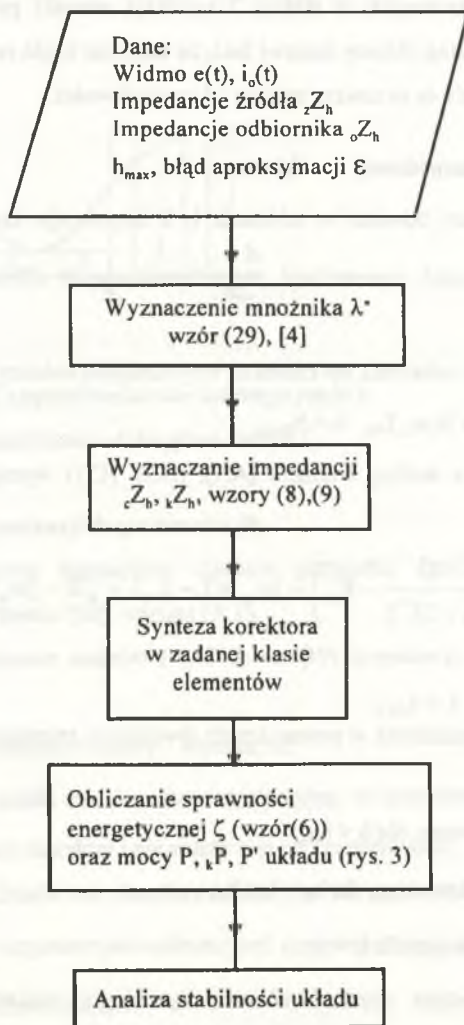
to korektor można zrealizować w postaci trzech dwójników rezystancyjno-indukcyjnych oraz bloku filtrów:

- dolnoprzepustowego, dla $h < h_0$,
- pasmowo przepustowego, dla $h_0 < h < h_1$,
- górnoprzepustowego, dla $h > h_1$,

mających charakterystykę częstotliwościową zgodnie z wariantem (A1), (B2), (C1) z tablicy 1. Jeżeli warunek (23) nie jest spełniony, to do syntezy korektorów konieczne jest zastosowanie układów aktywnych. Stosowane w tym przypadku metody syntezy opisano w wielu pracach (np. [1], [2], [3]).

3. SYNTEZA KOREKTORA W PRZYPADKU OGÓLNYM

Opisana w rozdziale 2 metoda wyznaczania impedancji dopasowania wymaga daleko posuniętej idealizacji charakterystyk częstotliwościowych źródła, prądu wzorcowego i dotyczy szczególnych (prostych) modeli impedancji źródła i odbiornika. Metoda ta może być stosowana w najprostszyc sytuacjach, a błędy wynikłe z aproksymacji charakterystyk częstotliwościowych wymagają w tych przypadkach szczegółowej analizy.



Rys.8. Algorytm doboru korektora

Fig.8. The algorithm of corrector design

Algorytm ten (rys.8) umożliwia syntezę korektora dla dowolnego układu liniowego: źródło-odbiornik (rys.1), uzupełnioną badaniem stabilności układu z dołączonym korektorem, stanowiącej warunek niezbędny fizycznej realizowalności opisanego w artykule energetyczno-jakościowego stanu dopasowania.

Synteza korektorów, nie wymagająca przyjmowania założeń opisanych w rozdziale 2, jest możliwa za pomocą algorytmu przedstawionego na rys.8.

4. ZAKOŃCZENIE

Zaprezentowany sposób doboru impedancji dopasowania cZ_h (odbiornik łącznie z korektorem), spełniającej warunki dopasowania energetyczno-jakościowego w obwodach jednofazowych cechuje się tym, że nie wymaga określenia na wstępie rodzaju odbiornika. Rozważania przeprowadza się określając widmo amplitudowe źródła oraz operator impedancyjny źródła, natomiast rodzaj odbiornika określa się dopiero w trakcie realizacji korektora.

LITERATURA






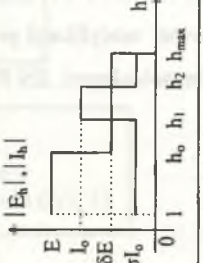
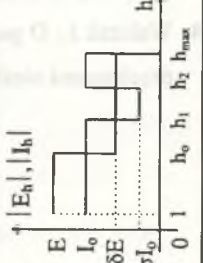
1. Guillemin E.A.: Synthesis of passive networks. J. Willey. New York 1957.
2. Wainberg L.: Network analysis and synthesis. McGraw-Hill. New York 1962.
3. Walczak J., Pasko M.: Interpolacyjna metoda syntezy funkcji rzeczywistych. ZN Pol.Śl. s. Elektryka z.122, Gliwice 1991, ss.2-21.
4. Walczak J.: O pewnej modyfikacji problemu dopasowania energetycznego dla obwodów z przebiegami niesinusoidalnymi. ZN Pol.Śl. s. Elektryka z.152, Gliwice 1996.

Recenzent: Dr hab. Inż. Tadeusz Skoczkowski
prof. Instytutu Elektrotechniki, Warszawa

Wpłynęło do Redakcji dnia 6 grudnia 1995 r.




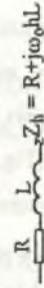
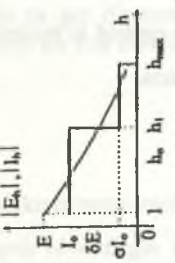
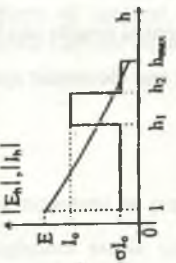
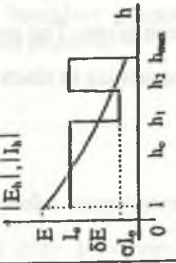
Tablica 1

Impedancje dopasowania i współczynnik ξ dla wariantu (A1) źródła i warunku $h_0 < h_1$

Impedancja źródła z_{Zh}	(B1)  $z_{Zh} = R$	(B2)  $z_{Zh} = j\omega_0 hL$	(B3)  $z_{Zh} = \frac{1}{j\omega_0 hC}$	(B4)  $z_{Zh} = R + j\omega_0 hL$
prąd zadany i_0	$z_{Zh} = \frac{(R + 2\lambda^*) - 2\lambda^* R \xi}{1 + 2\lambda^* \xi}$	$z_{Zh} = \frac{2\lambda^*}{1 + 2\lambda^* \xi} - j\omega_0 hL$	$z_{Zh} = \frac{2\lambda^*}{1 + 2\lambda^* \xi} + j \left(\frac{1}{\omega_0 hC} \right)$	$z_{Zh} = \frac{(R + 2\lambda^*) - 2\lambda^* R \xi}{1 + 2\lambda^* \xi} - j\omega_0 hL$
(C1)		$\xi = \begin{cases} G_x \sigma, & 1 \leq h \leq h_0 \\ G_x \frac{\sigma}{\delta}, & h_0 < h \leq h_1 \\ G_x \frac{\sigma}{\delta}, & h_1 < h \leq h_{max} \end{cases}$	$G_x = \frac{I_0}{E}$	$G_x = \frac{I_0}{E}$
(C2)		$\xi = \begin{cases} G_x \sigma, & 1 \leq h \leq h_0 \\ G_x \frac{\sigma}{\delta}, & \begin{cases} h_0 < h < h_1 \\ h_2 < h \leq h_{max} \end{cases} \\ G_x \frac{1}{\delta}, & h_1 \leq h \leq h_2 \end{cases}$	$G_x = \frac{I_0}{E}$	$G_x = \frac{I_0}{E}$
(C3)		$\xi = \begin{cases} G_x \sigma, & 1 \leq h \leq h_0 \\ G_x \frac{1}{\delta}, & \begin{cases} h_0 < h < h_1 \\ h_2 < h \leq h_{max} \end{cases} \\ G_x \frac{\sigma}{\delta}, & h_1 \leq h \leq h_2 \end{cases}$	$G_x = \frac{I_0}{E}$	$G_x = \frac{I_0}{E}$

Tablica 2

Impedancje dopasowania i współczynnik ξ dla wariantu (A2) źródła

Impedancja źródła z_h	(B1)  $z_h = R$	(B2)  $z_h = j\omega_0 hL$	(B3)  $z_h = \frac{1}{j\omega_0 hC}$	(B4)  $z_h = R + j\omega_0 hL$
prąd zadany I_0	$cZ_h = \frac{(R + 2\lambda^*) - 2\lambda^* R h^\alpha \xi}{1 + 2\lambda^* h^\alpha \xi}$	$cZ_h = \frac{2\lambda^*}{1 + 2\lambda^* h^\alpha \xi} \cdot j\omega_0 hL$	$cZ_h = \frac{2\lambda^*}{1 + 2\lambda^* h^\alpha \xi} + j \left(\frac{1}{\omega_0 hC} \right)$	$cZ_h = \frac{(R + 2\lambda^*) - 2\lambda^* R h^\alpha \xi}{1 + 2\lambda^* \xi} - j\omega_0 hL$
(C1)		$\xi = \begin{cases} G_x, & 1 \leq h \leq h_1 \\ G_x \sigma, & h_1 < h \leq h_{max} \end{cases}$	$G_x = \frac{I_0}{E}$	
(C2)		$\xi = \begin{cases} G_x \sigma_x, & \begin{cases} 1 \leq h < h_1 \\ h_2 < h \leq h_{max} \end{cases} \\ G_x, & h_1 \leq h \leq h_2 \end{cases}$	$G_x = \frac{I_0}{E}$	
(C3)		$\xi = \begin{cases} G_x, & \begin{cases} 1 \leq h < h_1 \\ h_1 \leq h \leq h_2 \end{cases} \\ G_x \sigma, & h_1 \leq h \leq h_2 \end{cases}$	$G_x = \frac{I_0}{E}$	

Abstract

The problem of realization of energetical-quality matching state in the system: source-load (Fig.1) has been considered in the paper. The optimal current (3) is the solution of this problem (1), (2). This current and the optimal voltage (4) on load terminals determine the matching state. If the matching state exists, the active power of the source (Fig.1) is maximal and this current differs from the given current i_0 (considering the mean-square norm) by the value ε . The idea of modification (realization of the optimal working state of the system: source-load) consists in connection of a compensating two-port to the load in series (Fig.3). Synthesis of the compensating two-port (corrector) is possible when its frequency characteristic is determined in the given frequency range. Problem of determining of these characteristics has been considered for linear systems (SLS) with T-period, nonsinusoidal waveforms. Frequency characteristics of the corrector have been determined for sources:

- with low-pass magnitude-phase characteristics (10), Fig.6a,
- with characteristics of exponential form (11), Fig.6b.

It has been assumed that the load can be resistance (13), inductance (14), capacitance (15) and resistance-inductance (16) type. The choice of correcting two-ports has been made for the model magnitude characteristics of the given current of the source i_0 (Fig.7).

The following frequency characteristics of the current i_0 have been considered: low-pass characteristics (17), band-pass ones (18) and band elimination ones (19). Results of calculations of the corrector impedance have been tabulated (Tables 1 and 2). The algorithm of corrector synthesis for non-ideal frequency characteristics of the system: source-load has been given. The presented results can be applied to synthesis of filters used for elimination of harmonics in electric and electronic systems.