

Marcin Jaraczewski

Kraków 11.02.2019

AUTOREFERAT

przedstawiający dorobek i osiągnięcia naukowe

**Osiągnięcie habilitanta przedstawione do oceny
(zbiór publikacji powiązanych tematycznie)***Nowe ujęcie zadań optymalizacyjnych w układzie źródło-odbiornik oraz nowe metody syntezy optymalnych kompensatorów***Wykaz prac naukowych, składających się na osiągnięcie naukowe, stanowiących podstawę ubiegania się o stopień doktora habilitowanego****Zestawienie wskaźników bibliometrycznych osiągnięcia naukowego:**

Sumaryczny Impact Factor (IF) opublikowanych publikacji według listy JCR	8.158
Liczba cytowań publikacji według bazy WoS (bez autocytowań)	24
Ujednolicona punktacja MNiSW	164

Lp.	Autor, tytuł, wydawca	Pkt	IF	Cyt WoS	Udział %
1.	Siwczyński, M., Jaraczewski, M.: <i>New Parseval's inactive-power factor of a two-terminal network</i> Wydawca Elsevier Czasopismo International Journal of Electrical Power and Energy Systems Rocznik 2019 Tom vol. 104 Strony 222-229	40	3.61		50
2.	Jaraczewski, M.: <i>Reactive T-topology four-terminal-network compensator for multiharmonic current.</i> Wydawca Wydawnictwo Politechniki Krakowskiej im. Tadeusza Kościuszki Czasopismo Technical Transactions Rocznik 2018 Tom Y. 115, vol. 12 Strony 117--126	13			100

3.	Siwczyński, M., Jaraczewski, M.: <i>New discrete reactive power factor definition of the two-terminal network</i>	25	1.361	2	50
	Wydawca Polska Akademia Nauk, Wydział IV Nauk Technicznych				
	Czasopismo Bulletin of the Polish Academy of Sciences. Technical Sciences				
	Rocznik 2017				
	Tom Vol. 65, nr 3				
	Strony 369--373				
4.	Jaraczewski, M.: <i>Four-terminal network reactive compensators for sinusoidal signals ,</i>	14			100
	Wydawca Wydawnictwo SIGMA-NOT				
	Czasopismo Przegląd Elektrotechniczny				
	Rocznik 2017				
	Tom R. 93, nr 5				
	Strony 44--47				
5.	Siwczyński, M., Jaraczewski, M.: <i>Reactive compensator synthesis in time-domain,</i>	30	0.98	3	50
	Wydawca Polska Akademia Nauk, Wydział IV Nauk Technicznych				
	Czasopismo Bulletin of the Polish Academy of Sciences. Technical Sciences				
	Rocznik 2012				
	Tom Vol. 60, nr 1				
	Strony 119--124				
6.	Siwczyński, M., Jaraczewski, M.: <i>Principle of similar equations for optimization of electric power and energy theory - combined tasks</i>	15	0.244	2	50
	Wydawca Wydawnictwo SIGMA-NOT				
	Czasopismo Przegląd Elektrotechniczny				
	Rocznik 2011				
	Tom R. 87, nr 5				
	Strony 214--217				
7.	Siwczyński, M., Jaraczewski, M. <i>Application of LI-impulse method to the optimization problems in power theory</i>	9	0.945	4	50
	Wydawca Polska Akademia Nauk, Wydział IV Nauk Technicznych				
	Czasopismo Bulletin of the Polish Academy of Sciences. Technical Sciences				
	Rocznik 2010				
	Tom Vol. 58, nr 1				
	Strony 197--207				
8.	Siwczyński, M., Jaraczewski, M. <i>The three-phase source optimal current calculation according to the instantaneous power exceed criterion</i>	6	0.196	1	50
	Wydawca Wydawnictwo SIGMA-NOT				
	Czasopismo Przegląd Elektrotechniczny				
	Rocznik 2009				
	Tom R. 85, nr 10				
	Strony 71--75				

9.	Siwczyński, M., Jaraczewski, M. <i>The source optimal current calculation according to the instant power exceed criterion</i> Wydawca Wydawnictwo SIGMA-NOT Czasopismo Przegląd Elektrotechniczny Rocznik 2009 Tom R. 85, nr 6 Strony 155--158	6	0.196	1	50
10.	Siwczyński, M., Jaraczewski, M. <i>The L1-impulse method as an alternative to the Fourier series in the power theory of continuous time systems,</i> Wydawca Polska Akademia Nauk, Wydział IV Nauk Technicznych Czasopismo Bulletin of the Polish Academy of Sciences. Technical Sciences Rocznik 2009 Tom Vol. 57, nr 1 Strony 79--85	6	0.626	14	50
11.	Siwczyński, M., Jaraczewski, M. <i>Electric circuit analysis by means of optimization criteria part II - Complex circuits</i> Wydawca Polska Akademia Nauk, Wydział IV Nauk Technicznych Czasopismo Bulletin of the Polish Academy of Sciences. Technical Sciences Rocznik 2006 Tom Vol. 54, nr 1 Strony 107--124			2	50

I. Omówienie tematyki badawczej i celu naukowego

Przesyłanie energii elektrycznej za pomocą prądu przemiennego rozpoczęło się pod koniec XIX wieku a transfer energii na większe odległości powodował problemy dotyczące utrzymania właściwego poziomu napięcia i stabilności, głównie w wyniku nieskompensowanej mocy biernej w systemie.

Już przed wojną pojawiały się prace, w których zamiast mocy czynnej operowano tzw. prądem aktywnym niosącym zadaną moc czynną [16-17]*, pozostały prąd "nieczynny" należało zredukować. W latach 70-tych nastąpił rozwój teorii mocy opartej na koncepcji prądu aktywnego [12-15,18,19]*. Dla obwodów z przebiegami okresowymi niesinusoidalnymi istnieją trzy podstawowe koncepcje opisu właściwości energetycznych obwodów: teoria C.L.Budeanu, S.Fryzego i chwilowej mocy biernej oraz szereg wzajemnie przenikających się koncepcji pochodnych- np. Shepherda - Zakikhaniego czy L.S.Czarneckiego rozszerzająca teorię Fryzego o prąd prąd rozrzutu (dyspersji).

Koncepcje mocy wykorzystujące pojęcie "chwilowej mocy biernej" i mocy 'oscylującej' [1,4]* dotyczą obwodów 3-fazowych z przebiegami nieokresowymi. Wprowadzone przez C.L.Budeanu: moc bierna Q i moc deformacji D nie mają jednak poprawnej interpretacji fizycznej [8]*. Okazało się też, że prąd minimalno-skuteczny pewnego rozwiązania optymalizacyjnego, tj. uzyskany zgodnie z zasadą wariacyjną, w szczególnym przypadku pokrywa się z prądem aktywnym wprowadzonym wcześniej przez Fryzego czy L.S.Czarneckiego [7]* w układach 3-fazowych. Zasada wariacyjna jest jednak ogólniejsza i uwzględnia pewne nowe elementy np.: opór wewnętrzny źródła [21,24,29,32,34,36,38,40,42]*.

Dalszy postęp polegał na doskonaleniu metod matematycznych poszukiwania prądów optymalnych i związany jest z wykorzystaniem metod analizy funkcjonalnej [21,32]*. Umożliwiło to analizę problemu równoległe w dziedzinie czasu i częstotliwości.

Poszukiwaniu prądów aktywnych towarzyszył zawsze problem syntezy obwodu kompensacyjnego.

Kompensacja mocy biernej przeprowadzana była i jest po dziś dzień równoległym lub szeregowym dwójnikiem. Dwójnikami równoległymi początkowo były kondensatory maszyny wirujące i liniowe obwody reaktancyjne. Syntezę takich obwodów przy prostych strukturach dwójnikowych dokładnie opracowano [20,21]*. W połowie lat 60-tych XX wieku wprowadzono pierwsze statyczne urządzenia kompensacyjne ze sterowaną prądem stałym indukcyjnością, za pomocą zjawiska nasycania, lub indukcyjnością sterowaną tyrystorowo - TCR a także z tyrystorowo załączanymi kondensatorami -TSC. W celu zmniejszenia strat wprowadzono kombinowane kompensatory statyczne (Static Var Compensators SVC), które są zbudowane z gałęzi TCR i TSC. Innym natomiast rodzajem gałęzi kompensatora jest Static Synchronous Compensator (STATCOM) który składa się z konwertera źródła napięcia (VSC) i działa jako falownik z kondensatorem jako źródłem energii prądu stałego.

Kompensatory mogą być również włączane szeregowo (Thyristor Controlled Series Capacitors TCSC). Wraz z kompensatorami równoległymi stanowią one bazę dla elastycznych systemów przesyłowych prądu przemiennego (Flexible AC transmission systems FACTS)

Okazało się bowiem że same obwody równoległe nie są wystarczające do uzyskania optymalnych prądów aktywnych. Nawet uzupełnienie struktur o elementy -R, co wiązało się z koniecznością energetycznego uaktywnienia obwodu, okazało się energetycznie nie w pełni satysfakcjonujące a i metody ich projektowania były bardzo skomplikowane. Pojawił się też pomysł zastosowania do kompensacji pojedynczego parametrycznego kondensatora [20]*. Pomysł ten później udoskonalono i rozszerzono na klasę parametrycznych GC lub parametrycznych RL [32]*.

Niemniej jednak podstawowym problemem pozostaje nadal znalezienie prądu optymalnego źródła i zbudowanie optymalnego kompensatora wg przyjętych kryteriów, używając do tego celu między innymi wyżej wymienionych gałęzi.

Celem naukowym cyklu publikacji jest stworzenie nowego ujęcia zadań optymalizacyjnych w układzie źródło-odbiornik, zapewniających optymalne warunki pracy źródła, oraz przedstawienie nowych metod syntezy optymalnych kompensatorów zapewniających ich optymalne działanie lub optymalne parametry.

W swoich pracach proponuję nowe kryteria obliczenia optymalnego prądu źródła 3-fazowego nowe podejście w rozwiązywaniu złożonych zadań optymalizacyjnych, nowy wskaźnik mocy nieczynnej [33]* i kilka wariantów topologii układów dopasowujących (kompensatorów), ze szczególnym uwzględnieniem czwórnika/wielowrotnika. Przedstawiono też sposób obliczania prądów i napięć dla biernych gałęzi wewnętrznych wielowrotnika oraz podano sposób syntezy pojedynczej biernej energetycznie gałęzi LC w dziedzinie czasu.

*Numery przypisów dotyczą spisu literatury na końcu autoreferatu

II. Kryteria optymalnej pracy źródła

1. Minimalizacja wartości skutecznej prądu źródła o skończonej wydajności

W tej części podano rozważania zawarte w pracach [2, 4].

Jednym z podstawowych problemów optymalizacyjnych w teorii obwodu jest minimalizacja prądu rzeczywistego źródła napięcia (1.1). Rys. 1.1 przedstawia taki model

Szukany jest prąd o minimalnej wartości skutecznej, który przenosi daną moc czynną P do odbiornika. Ogólny zapis tego zadania ma postać:

$$(i, i) \rightarrow \min \quad (1.1)$$

$$P + (Ri, i) - (e, i) = 0 \quad (1.2)$$

gdzie:

R - dodatnio określony operator liniowy obliczany jako $R = 0,5 (Z + Z^*)$

(Z^* - operator sprzężony względem Z)

P - oczekiwana moc dostarczana przez źródło, która jest mniejsza od mocy dysponowanej źródła $P_{max} = 0.25(R^{-1}E, E)$.

Rozwiązując ten problem za pomocą nieoznaczonego czynnika Lagrange'a (rzeczywistego λ) uzyskujemy następujący funkcjonal

$$f(i, \lambda) = (i, i) + \lambda [P - (e, i) + (Ri, i)] \rightarrow \min \quad (1.3)$$

którego przyrost dla zmiany δi jest określony wzorem

$$df(i, \lambda) = f(i + d, \lambda) - f(i, \lambda) = (2i + 2\lambda Ri - \lambda e, \delta i) + ([1 + \lambda R]\delta i, \delta i)$$

gdzie: I oznacza operatora tożsamościowy.

Z powyższego wynika wystarczający i konieczny warunek istnienia minimum:

$$2i + 2\lambda Ri - \lambda e = 0$$

co daje

$$i(\lambda) = (1 + \lambda R)^{-1} 0.5 \lambda e \quad (1.4)$$

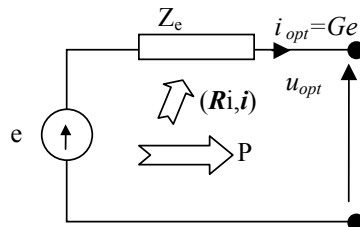
Zatem i_{opt} jest obliczane ze wzoru

$$i_{opt}(\lambda_*) = 0.5 \lambda_* (1 + \lambda_* R)^{-1} e = G e$$

gdzie:

λ_* wylicza się z równania (1.2)

G - oznacza ekwiwalentną przewodność widzianą przez SEM.



Rys.1.1 Zoptymalizowany obwód źródła

- **Przypadek wieloharmoniczny**

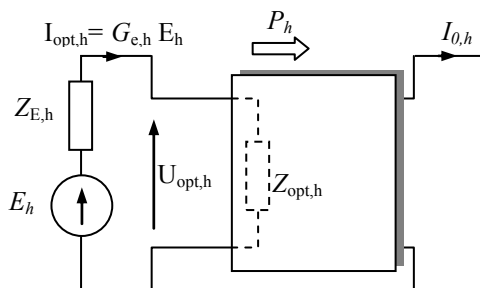
W pracy [2] rozważano przypadek prądu wieloharmonicznego, zadanie optymalizacyjne (1.1, 1.2) ma wówczas postać:

$$\sum_h I_h I_h^* \rightarrow \min$$

$$P = \sum_h \text{real } I_h^* E_h - \sum_h R_{E,h} I_h^* I_h \quad (1.5)$$

gdzie $h=1..N$ numer harmoniczej

Z warunku minimum prądu źródła przy ograniczeniu zadanej mocy czynnej (wzór 1.5), otrzymujemy wartość równoważnej przewodności $G_{e,h}$. Zatem cały system, z punktu widzenia SEM, redukuje się do rezystancji równej $\frac{1}{G_{e,h}}$, która jest równa połączeniu szeregowemu impedancji wejściowej odbiornika optymalnego $Z_{opt,h}$ z wewnętrzną impedancją $Z_{E,h}$ (patrz rys. 1.2).



Rys. 1.2. Obwód równoważny widziany przez SEM po optymalizacji

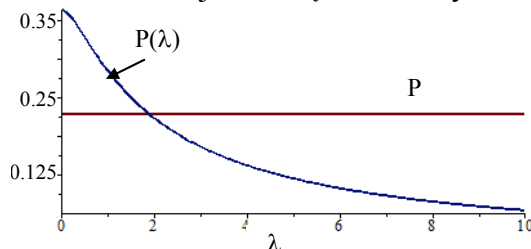
Dla każdej harmoniczej prądu optymalnego mamy (1.4)

$$I_{opt,h} = G_{e,h} E_h = \frac{E_h}{2(R_{E,h} + \lambda)} = \frac{E_h}{R_{E,h} + R_{opt,h}}$$

a całkowita przesyłana moc czynna P może być zapisany jako

$$P(\lambda) = \sum_h \frac{|E_h|^2}{2(R_{E,h} + \lambda)} - \sum_h R_{E,h} \frac{|E_h|^2}{4(R_{E,h} + \lambda)^2} \quad (1.6)$$

Równanie (1.6) jest nieliniowe i trzeba je rozwiązać numerycznie.



Rys. 1.3. Przykład wartości $P(\lambda)$ i zadanej wartości mocy P .

Po wyznaczeniu wartości λ z równania nieliniowego (1.6), można wyznaczyć $R_{opt,h}$ dla każdej harmoniczej

$$R_{opt,h} = R_{S,h} + 2\lambda \quad (1.7)$$

W przypadku kiedy $R_s = \text{const}$ to również $R_{\text{opt}} = \text{const}$

Mój wkład w tym temacie polegał na: przeformułowaniu równania (1.6) dającego rozwiązanie (1.7), które stało się szczególnie przydatne w syntezie kompensatorów. Numerycznym sprawdzeniu zbieżności algorytmu rozwiązującego równanie (1.6), analizie kształtu funkcji P i wpływu na możliwość otrzymania rozwiązania.

2. Optymalizacja prądu źródła jednofazowego bazująca na wartościach chwilowych

W pracy [9] została wprowadzona koncepcja optymalizacyjna bazująca na odchyłce mocy chwilowej. Odchyłkę mocy chwilowej od mocy czynnej lub mocy zadanej nazywamy mocą pulsującą i można ją redukować.

Warunek minimum dla normy mocy pulsacyjnej ma postać

$$(p(t) - P, p(t) - P) \rightarrow \min \quad (2.1)$$

P - zadana moc czynna

$u(t)i(t) = p(t)$ - moc chwilowa

W przypadku źródła stratnego, z dodatnio określonym operatorem impedancji danym przez jądro $z(t, \tau)$, warunek

$$P = p(t) \quad (2.2)$$

staje się równaniem całkowym Fredholma

$$\left[e(t) - \int_0^T z(t, \tau) i(\tau) d\tau \right] i(t) = P \quad (2.3)$$

które dla sygnałów dyskretnych przybiera formę

$$\left(e_n - \sum_{m=0}^{N-1} Z_{nm} i_m \right) i_n = P \quad (2.4)$$

n - nr próbki sygnału

To równanie można rozwiązać stosując rekursję

$$i_n^{(k+1)} = \frac{P}{e_n - \sum_{m=0}^{N-1} Z_{nm} i_m^{(k)}} \quad (2.5)$$

Mój wkład w tym temacie polegał na: opracowaniu części koncepcji, sprawdzeniu możliwości otrzymania rozwiązania tą metodą i zbieżności algorytmu obliczeniowego, opracowaniu przykładów zastosowania, jak również na analizie otrzymanych wyników w kontekście jakościowym.

3. Optymalizacja prądu źródła 3-fazowego bazująca na wartościach chwilowych

W tej części podano rozważania zawarte w [8].

W przypadku 3-fazowego sztywnego źródła możemy sformułować kryterium optymalizacji jako zbiór następujących warunków

$$\begin{aligned} i_n^T i_n &\rightarrow \min \\ e_n^T i_n - P &= 0 \end{aligned} \quad (3.1)$$

gdzie:

$$i_n = \begin{bmatrix} i_n^0 \\ i_n^1 \\ i_n^2 \end{bmatrix} - \text{wektor wartości chwilowych prądów trójfazowych}$$

$$e_n = \begin{bmatrix} e_n^0 \\ e_n^1 \\ e_n^2 \end{bmatrix} - \text{wektor trójfazowych wartości chwilowych napięcia źródła}$$

To zadanie jest równoważne z minimalizacją funkcji Lagrange'a

$$i_n^T i_n - \lambda e_n^T i_n \rightarrow \min \quad (3.2)$$

Jej przyrost musi wynosić zero dla dowolnego $\{\delta i_n\}$

$$\delta i_n^T (2 i_n - \lambda e_n) = 0$$

stąd

$$i_n = \frac{1}{2} \lambda e_n \quad (3.3)$$

Podstawiając (3.3) do (3.1) możemy obliczyć mnożnik Lagrange'a

$$\frac{1}{2} \lambda = \frac{P}{e_n^T e_n}$$

W ten sposób otrzymujemy optymalne rozwiązanie

$$i_n^{opt} = \frac{P}{e_n^T e_n} e_n \quad (3.4)$$

Mój wkład w tym temacie polegał na: opracowaniu części koncepcji, numerycznym sprawdzeniu zbieżności algorytmu obliczeniowego, wpływu parametrów obwodu na możliwość otrzymania rozwiązania, jak również na analizie otrzymanych wyników w kontekście jakościowym.

- **Przypadek 3-fazowego źródła sztywnego bez przewodu neutralnego**

Dla układu 3-fazowego bez przewodu neutralnego optymalizacja prądu chwilowego jest podana w następującym zestawie warunków

$$i_n^T i_n \rightarrow \min \quad (3.5)$$

$$e_n^T i_n - P = 0 \quad (3.6)$$

$$I_n^T i_n = 0 \quad (3.7)$$

gdzie

$$I = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix}$$

Minimalizowany funkcjonal dla tego zadania ma postać

$$i_n^T i_n - 2 \lambda i^T e - 2 \mu i^T I \rightarrow \min$$

dla którego rozwiązaniem jest

$$i = e\lambda + I\mu \quad (3.8)$$

Teraz warunki (3.6, 3.7) przybierają formę

$$\begin{aligned} \|e\|^2 \lambda + \left(\sum e\right)\mu &= p \\ \left(\sum e\right)\lambda + 3\mu &= 0 \end{aligned}$$

Rozwiązując te dwa równania, otrzymujemy

$$\lambda = \frac{3p}{W}; \quad \mu = -\frac{p(\sum e)}{W} \quad (3.9)$$

gdzie:

$$W = 3\|e\|^2 - (\sum e)^2$$

$$\sum e = \sum_{k=1}^3 e_k$$

Zatem dla układu 3-fazowego prąd optymalny ma wartość

$$i_{opt} = p \frac{3e - (\sum e)I}{3\|e\|^2 - (\sum e)^2} \quad (3.10)$$

i jest tzw. prądem aktywnym.

Mój wkład w tym temacie polegał na: opracowaniu części koncepcji, numerycznym sprawdzeniu zbieżności algorytmu obliczeniowego, wpływu parametrów obwodu na możliwość otrzymania rozwiązania, opracowaniu przykładów ilustrujących, jak również na analizie otrzymanych wyników w kontekście jakościowym.

4. Zasada podobieństwa

W tej części podano rozważania zawarte w [6].

Zadanie minimum (1.1, 1.2) rozwiązywane jest za pomocą funkcjonałów Lagrange'a. Ponieważ źródło zasilania jest rzeczywiste i stratne, istotną wielkością jest tu moc maksymalna źródła P_{\max} tzw. moc dysponowana. Jej wartość obliczamy ze wzoru

$$P_{\max} = \frac{1}{4} (R^{-1}e, e)$$

gdzie R jest w ogólności operatorem rezystancyjnym źródła, e - SEM źródła.

Okazuje się że w wielu przypadkach można zastosować następujące uproszczenie [6]

$$P_{\max} = \frac{1}{4} (R^{-1}e, e) = \frac{1}{4r} (e, e) \quad (4.1)$$

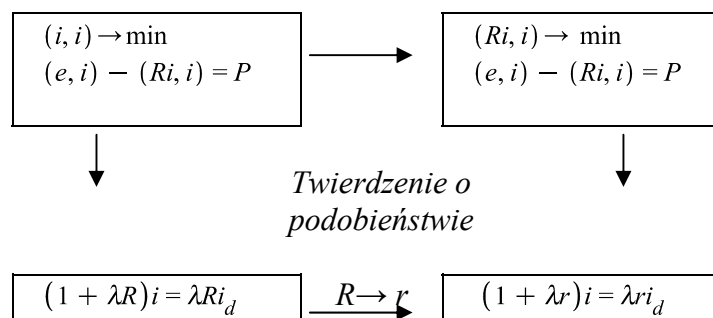
gdzie

$$r = \frac{1}{4} \frac{(e, e)}{P_{\max}} = \frac{(e, e)}{(R^{-1}e, e)} \quad (4.2)$$

Współczynnik r został nazwany *normatywną rezystancją źródła*. Ten dodatni skalar

zastępuje w równaniach cały operator stratności wewnętrznej źródła.

Schemat postępowania i wnioskowania zgodnie z zasadą podobieństwa da się zestawić w postaci schematu blokowego



Rys.4.1 Schemat postępowania w zasadzie podobieństwa

Uproszczenie to pozwala w bardzo dużym stopniu skrócić czas obliczeń.

Mój wkład w tym temacie polegał na: opracowaniu koncepcji rezystancji, zastępującej w równaniach cały operator numeryczny, sprawdzeniu zbieżności algorytmu obliczeniowego, wpływu parametrów obwodu na możliwość otrzymania rozwiązania, jak również na analizie otrzymanych wyników w kontekście jakościowym.

5. Wskaźnik mocy nieczynnej dwójników o parametrach rozłożonych

W pracach [1,3] wprowadzono nową definicję wskaźnika mocy nieczynnej dwójnika niezależną od częstotliwości. Do tego celu użyto rozkładu biegunowego i ortogonalnego admitancji dwójnika.

Rozkład biegunowy przyczynowego dwójnika Y definiowany jest następująco:

$$Y = HU$$

gdzie H -filtr cyfrowy samosprężony (hermitowski): $H = H^*$

U - filtr cyfrowy unitarny: $U^* = U^{-1} \Rightarrow \|U\|^2 = (U, U) = 1$

Filtr unitarny ma reprezentację wykładniczą:

$$U = e^\phi \doteq \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\phi^n}{n!}; \quad \phi^* = -\phi \quad (\text{filtr antyhermitowski}) \quad (5.1)$$

Rozkład ortogonalny filtru cyfrowego unitarnego:

$$U = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\phi^{2n}}{(2n)!} + \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\phi^{2n+1}}{(2n+1)!} \doteq \cosh(\phi) + \sinh(\phi) = \frac{1}{2}(U + U^*) + \frac{1}{2}(U - U^*) \quad (5.2)$$

Zachodzą związki:

$$(\cosh(\phi), \sinh(\phi)) = 0$$

$$\|\cosh(\phi)\|^2 + \|\sinh(\phi)\|^2 = 1$$

$$[\cosh(\phi)]^2 - [\sinh(\phi)]^2 = I$$

gdzie I - sygnał jednostkowy Kroneckera tj.

$$I_n = \begin{cases} 1 & \text{for } n = 0 \\ 0 & \text{for } n \neq 0 \end{cases}$$

Dla rozkładu biegunowego operatora przyczynowego Y zachodzi:

$$(Y, Y^{-1}) = (HU, H^{-1}U^*) = (U^2, I) \quad (14)$$

oraz

$$\|\cosh(\phi)\|^2 = \frac{1}{4}(U + U^*, U + U^*) = \frac{1}{2}[1 + (U^2, I)] = \frac{1}{2}[1 + (Y, Y^{-1})] \quad (5.3)$$

$$\|\sinh(\phi)\|^2 = \frac{1}{4}(U - U^*, U - U^*) = \frac{1}{2}[1 - (U^2, I)] = \frac{1}{2}[1 - (Y, Y^{-1})] \quad (5.4)$$

skąd wynika że: $-1 \leq (Y, Y^{-1}) \leq 1$

a także, biorąc pod uwagę, że:

$$(Y, Y^{-1}) = \sum_{n=0}^{\infty} Y_n(Y^{-1})_n = 1 + \sum_{n=1}^{\infty} Y_n(Y^{-1})_n$$

otrzymuje się w ten sposób użyteczny wskaźnik mocy nieczynnej:

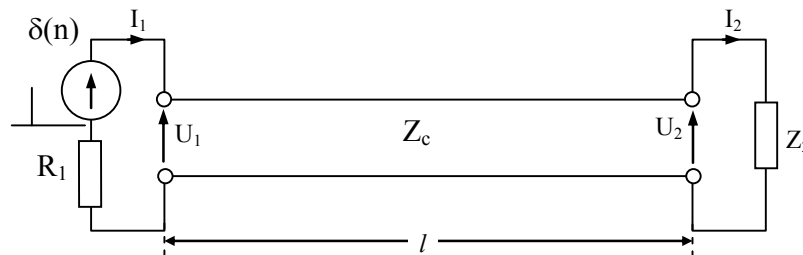
$$\|\sinh(\phi)\|^2 = -\frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} Y_n(Y^{-1})_n \quad (5.5)$$

Iloczyn skalarnym (Y, Y^{-1}) jest pośrednim wskaźnikiem mocy nieczynnej. Przyjmuje on optymalną wartość 1, $(Y, Y^{-1}) = 1$ i wówczas $\|\sinh(\phi)\|^2 = 0$.

Dla $(Y, Y^{-1}) = -1$ dwójnik ma najgorsze wskaźniki energetyczne $\|\cosh(\phi)\|^2 = 0$ i $\|\sinh(\phi)\|^2 = 1$.

• Stratna linia długa dopasowana falowo :

Dla stratnej linii transmisyjnej (straty rozproszone) przy dopasowaniu falowym, tj. $Z_2 = Z_c$,



Rys. 5.1. Obwód zastępczy obciążonej linii długiej

operator impedancji falowej Z_c dany jest funkcją

$$Z_c(s) = \sqrt{\frac{R + sL}{G + sC}} \xrightarrow{s = \frac{1}{T_s}(1-z)} Z_c(z) = \sqrt{\frac{L}{C}} \sqrt{\frac{(1 + T_s R / L) - z}{(1 + T_s G / C) - z}} = \rho \sqrt{\frac{a - z}{b - z}} ; \rho > 0, a > 1, b > 1$$

i jest operatorem całkowo-pochodnym rzędu $1/2$, a jego inwersja ma postać:

$$Y_c(z) = \frac{1}{\rho} \sqrt{\frac{b - z}{a - z}}$$

Próbki czasowe tych operatorów są dane szeregiem w odniesieniu do zmiennej Z

$$z_n = \left(\rho \sqrt{\frac{a-z}{b-z}} \right)_n = \rho \sqrt{\frac{a}{b}} a^{-n} \sum_{m=0}^n x^m d_{n-m} i_m ;$$

$$y_n = \left(\frac{1}{\rho} \sqrt{\frac{b-z}{a-z}} \right)_n = \frac{1}{\rho} \sqrt{\frac{b}{a}} a^{-n} \sum_{m=0}^n x^m i_{n-m} d_m ; \quad n=0,1,2,\dots$$

Gdzie $x = \left(\frac{a}{b} \right)$

$$\left[(a-z)^{1/2} \right]_n = \frac{\sqrt{a}}{a^n} d_n, \quad \text{różniczkowanie}$$

$$\left[(b-z)^{-1/2} \right]_n = \frac{1}{b^n \sqrt{b}} i_n, \quad \text{całkowanie}$$

$\{d_n\}$, $\{i_n\}$ – są uniwersalnymi sekwencjami określonymi przez formuły:

$$\left[(1-z)^{1/2} \right]_n = d_n = -\frac{1}{2} \frac{1}{4} \frac{3}{6} \frac{5}{8} \dots \frac{2n-3}{2n} = \left(\frac{2n-3}{2n} \right)!!; \quad d_0 = 1, \quad \text{różniczkowanie}$$

$$\left[(1-z)^{-1/2} \right]_n = i_n = \frac{1}{2} \frac{3}{4} \frac{5}{6} \frac{7}{8} \dots \frac{2n-1}{2n} = \left(\frac{2n-1}{2n} \right)!!; \quad i_0 = 1, \quad \text{całkowanie}$$

$$f(n)!! = \prod_{i=1}^n f(i)$$

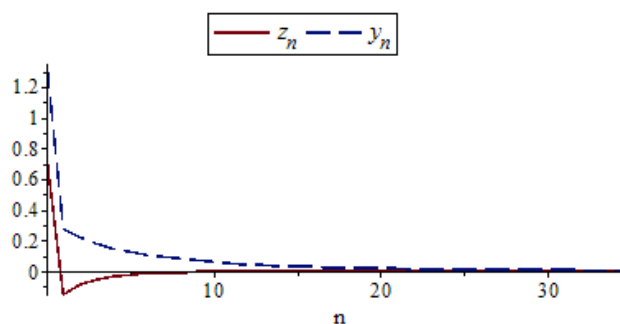
Tak więc iloczyn skalarny $y_n z_n$ zależy od x ($x > 0$)

$$(y_n z_n)(x) = \frac{1}{a^{2n}} \left(\sum_{m=0}^n x^m d_{n-m} i_m \right) \left(\sum_{m=0}^n x^m i_{n-m} d_m \right) < 0; \quad (y_n z_n)(1) = 0$$

A współczynnik mocy czynnej jest mniejszy niż 1 i dany wzorem:

$$\|\cosh(\phi)\|^2 = \frac{1}{2} (1 + (y, z)) = 1 + \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} y_n z_n < 1$$

Np dla $Z_c(z) = \sqrt{\frac{1.1-z}{2-z}}$ odpowiedzi impulsowe y_n , z_n przedstawiono na rys.5.2



Rys. 5.2. Ciągi czasowe $y(n)$ i $z(n)$ dla $Z_2 = Z_c$

Zatem wsp mocy czynnej:

$$\|\cosh(\phi)\|^2 = \frac{1}{2} (1 + (y, z)) = 1 + \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} y_n z_n = 0.9571122465 < 1$$

co oznacza, że stratna linia długa może magazynować energię nawet w warunkach dopasowania impedancyjnego.

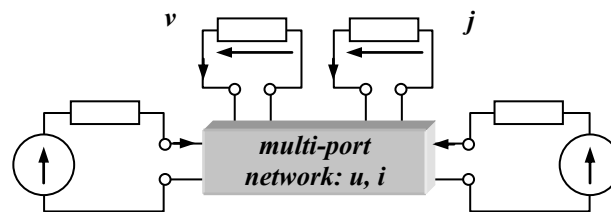
Mój wkład w tym temacie polegał na: opracowaniu koncepcji wskaźnika mocy nieczynnej dla bezstratnej i stratnej linii długiej, sprawdzeniu zbieżności algorytmu obliczeniowego, wpływu parametrów obwodu na możliwość otrzymania rozwiązania, jak również na analizie otrzymanych wyników w kontekście jakościowym.

II. Synteza optymalnych kompensatorów

6. Kryteria optymalnego wyznaczania prądów i napięć gałęzi wewnętrznych wielowrotników

Stosowana powszechnie kompensacja prądu biernego źródła jednym kondensatorem lub równoległym dwójnikiem aktywnym nie minimalizuje strat przesyłu ani wartości skutecznej prądu źródła z impedancją wewnętrzną. Jeżeli uwzględni się znane parametry zastępcze źródła energii to minimalizacja prądu i strat przesyłu nie daje się zrealizować za pomocą dwójnikowego kompensatora. W tym punkcie został przedstawiony wielowrotnikowy układ kompensujący prąd źródła, który zapewnia optymalne warunki pracy źródła i równocześnie nominalne warunki pracy odbiornika, daje też możliwość zrealizowania układu kompensującego jedynie przy pomocy elementów reaktancyjnych lub gałęzi filtrów aktywnych.

W pracy [11] zostało sformułowane wiele kryteriów optymalnych do wyznaczenia parametrów wielowrotnika dopasowującego (rys 6.1) - łączącego źródło z odbiornikiem a w szczególności czwórnika dopasowującego.



Rys.6.1. Wielowrotnik z określonymi sygnałami wejściowymi wyjściowymi.

Graf skierowany opisujący strukturę wielowrotnika utworzony zostanie w następujący sposób:

Najpierw należy wybrać drzewo zaczynając od napięć gałęzi portów \mathbf{v} , następnie należy określić wewnętrzne gałęziowe napięcia niezależne \mathbf{u} i prądy \mathbf{i} , zgodnie ze wzorami:

swobodne napięcia (\mathbf{u}) = konary drzewa \ gałęzie portów (\mathbf{v})

swobodne prądy (\mathbf{i}) = struny \ struny portów (\mathbf{j})

Korzystając z macierzy cykli \mathbf{C} grafu, możemy obliczyć wszystkie prądy wewnętrzne wielowrotnika \mathbf{I} w zależności od prądów portów \mathbf{j} i prądów swobodnych \mathbf{i} .

$$\mathbf{I} = \mathbf{C} \begin{bmatrix} \mathbf{j} \\ \mathbf{i} \end{bmatrix}$$

gdzie

\mathbf{j}, \mathbf{i} -wektor prądów portów i prądów swobodnych

Ponieważ prądy wewnętrzne mogą być wyznaczone od wewnętrznych prądów niezależnych \mathbf{i} , które można przyjąć dowolnie, konieczny jest jakiś dodatkowy warunek ograniczający.

Pierwszym warunkiem ograniczającym, będącym zadaniem minimalizacyjnym jest znalezienie wektora i , który minimalizuje normę

$$I^T I \rightarrow \min \quad (6.1)$$

Normę można zapisać jako

$$[j^T \ i^T] C^T C \begin{bmatrix} j \\ i \end{bmatrix} \rightarrow \min \quad (6.2)$$

Drugi analogiczny warunek można przyjąć w postaci minimalizacji normy napięć wewnętrznych

$$U^T U \rightarrow \min \quad (6.3)$$

Za pomocą macierzy przekrojów P można obliczyć napięcia wewnętrznych gałęzi U w zależności od napięć portów v i napięć swobodnych u .

$$U = P \begin{bmatrix} v \\ u \end{bmatrix}$$

gdzie v, u - wektor napięć portów i napięć swobodnych

Możemy zatem tak wybrać rozkład napięć wewnętrznych u , aby zminimalizować

$$[v^T \ u^T] P^T P \begin{bmatrix} v \\ u \end{bmatrix} \rightarrow \min \quad (6.4)$$

Ogólna forma powyższych warunków minimum ma postać

$$[x^T \ y^T] B \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} \rightarrow \min \quad (6.5)$$

gdzie $B = C^T C$ lub $P^T P$

a po podziale macierzy B na czterech podmacierze dostajemy

$$[x^T \ y^T] \begin{bmatrix} B_{11} & B_{12} \\ B_{21} & B_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} \rightarrow \min$$

gdzie y - wektor niezależnych (szukanych) sygnałów gałęzi wewnętrznych wielowrotnika lub

$$x^T B_{11} x + x^T B_{12} y + y^T B_{21} x + y^T B_{22} y \rightarrow \min \quad (6.6)$$

Stosując metodę wariacyjną do (6.6) otrzymujemy następujący warunek minimum dla dowolnego δi

$$x^T B_{12} \delta y + \delta y^T B_{21} x + 2 \delta y^T B_{22} y + \delta y^T B_{22} \delta y > 0 \quad (6.7)$$

Warunek (6.7) jest spełniony, gdy

$$\delta y^T [2B_{22} y + (B_{21} + B_{12}^T) x] = 0$$

Ponieważ $B_{21} = B_{12}^T$, to prąd i spełnia równanie liniowe

$$2B_{22} y + 2B_{21} x = 0 \quad (6.8)$$

A ponieważ macierz B_{22} jest dodatnio określona zatem otrzymujemy jednoznaczne rozwiązanie

$$y = -B_{22}^{-1} B_{21} x \quad (6.9)$$

Mój wkład w tym temacie polegał na: sprawdzeniu możliwości otrzymania tą metodą oczekiwanych rozwiązań. Opracowaniu obliczeń numerycznych, analizie wyników, opracowaniu części przykładów, wniosków i edycji publikacji.

7. Minimalizacja wartości skutecznych prądów gałęzi wewnętrznych przy założeniu ich zerowej mocy czynnej - zadanie programowania kwadratowego

Praktycznym, ze względu na realizację, kryterium pozwalającym wyznaczyć parametry gałęzi wewnętrznych wielowrotnika dopasowującego jest kryterium minimalnej wartości skutecznej prądów gałęzi wewnętrznych przy warunku zachowania ich zerowej mocy czynnej. Zakładając tak jak poprzednio notację wektorową tj

$$\mathbf{I}_n = \begin{bmatrix} i_1 \\ \vdots \\ i_g \end{bmatrix}_n - \text{prądy gałęzi wielowrotnika}$$

gdzie

$k=1,2,\dots,g$ - nr gałęzi wewnętrznej

$n=1,2,\dots,N$ - nr składowej ortogonalnej sygnału

Minimum sumy kwadratów wartości skutecznej prądów gałęziowych można zapisać jako

$$\sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^g i_{k,n}^2 = \sum_{n=1}^N [\mathbf{I}^T \mathbf{I}]_n \rightarrow \min \quad (7.1)$$

gdzie dla każdej 'n'-tej składowej zachodzi

$$\mathbf{I}^T \mathbf{I} = [\mathbf{j}^T \ \mathbf{i}^T] \mathbf{C}^T \mathbf{C} \begin{bmatrix} \mathbf{j} \\ \mathbf{i} \end{bmatrix} = [\mathbf{j}^T \ \mathbf{i}^T] \mathbf{A} \begin{bmatrix} \mathbf{j} \\ \mathbf{i} \end{bmatrix} = [\mathbf{j}^T \ \mathbf{i}^T] \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{j} \\ \mathbf{i} \end{bmatrix}$$

Natomiast warunek zerowych mocy czynnych każdej z gałęzi wewnętrznej ma postać

$$\forall_{k=1..g} P_k = 0 \quad (7.2)$$

lub wektorowo

$$\mathbf{P}_a = \sum_{n=1}^N \begin{bmatrix} u_1 i_1 \\ \vdots \\ u_g i_g \end{bmatrix}_n = \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}$$

Funkcjonał dla tak postawionego zadania optimum da się przedstawić jako zadanie programowania kwadratowego

$$\begin{aligned} F &= \frac{1}{2} \sum_{n=1}^N [\mathbf{I}^T \mathbf{I}]_n + \mathbf{P}_a^T \mathbf{A} = \\ &= \sum_{n=1}^N \left([\mathbf{j}^T \ \mathbf{i}^T]_n \left(\frac{1}{2} \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{j} \\ \mathbf{i} \end{bmatrix}_n + \begin{bmatrix} \mathbf{B}_1^T \\ \mathbf{B}_2^T \end{bmatrix}_n \begin{bmatrix} \lambda_1 \\ \vdots \\ \lambda_g \end{bmatrix} \right) \right) \rightarrow \min \end{aligned} \quad (7.3)$$

gdzie

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \lambda_1 \\ \vdots \\ \lambda_g \end{bmatrix} - \text{wektor wsp Lagrange'a}$$

Wynikają stąd równania dla n-tej składowej prądów minimum \mathbf{i} :

$$\begin{aligned} \frac{dF}{d\mathbf{i}_n} &= \begin{bmatrix} 0 & d\mathbf{i}^T \end{bmatrix}_n \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{j} \\ \mathbf{i} \end{bmatrix}_n + \begin{bmatrix} 0 & d\mathbf{i}^T \end{bmatrix}_n \begin{bmatrix} \mathbf{B}_1^T \\ \mathbf{B}_2^T \end{bmatrix}_n \mathbf{A} = \\ &= \begin{bmatrix} A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{j} \\ \mathbf{i} \end{bmatrix}_n + \begin{bmatrix} \mathbf{B}_2^T \end{bmatrix}_n \mathbf{A} = 0 \end{aligned} \quad (7.4)$$

lub inaczej

$$\begin{bmatrix} A_{22} & [B_2^T]_n \\ [B_2]_n & A \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [i]_n \\ A \end{bmatrix} = -A_{21} [j]_n$$

Natomiast warunków zerowych mocy czynnych dla każdej gałęzi wewnętrznej $k=1..g$

$$\frac{dF}{dA} = \sum_{n=1}^N \left(\begin{bmatrix} B_1 & B_2 \end{bmatrix}_n \begin{bmatrix} j \\ i \end{bmatrix}_n \right) = 0 \quad (7.5)$$

lub inaczej

$$[B_2]_n [i]_n = -[B_1]_n [j]_n$$

Układ równań dla jednej n-tej składowej $\begin{bmatrix} [i]_n \\ A \end{bmatrix}$ przyjmuje postać macierzową

$$\begin{bmatrix} A_{22} & [B_2^T]_n \\ [B_2]_n & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [i]_n \\ A \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} A_{21} \\ [B_1]_n \end{bmatrix} [j]_n$$

A dla wszystkich składowych

$$\begin{bmatrix} A_{22} & & 0 & [B_2^T]_1 \\ & \ddots & & \vdots \\ 0 & & A_{22} & [B_2^T]_N \\ [B_2]_1 & \dots & [B_2]_N & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ \vdots \\ i_N \\ A \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} A_{21} & & 0 \\ 0 & \ddots & \\ [B_1]_1 & \dots & [B_1]_N \end{bmatrix} \begin{bmatrix} j_1 \\ \vdots \\ j_N \end{bmatrix} \quad (7.6)$$

lub

$$M \begin{bmatrix} i_1 \\ \vdots \\ i_N \\ A \end{bmatrix} = W \begin{bmatrix} j_1 \\ \vdots \\ j_N \end{bmatrix}$$

Rząd macierzy M jest mniejszy od jej wymiaru ($N+g$). Wynika to z faktu że ilość niezależnych wierszy macierzy B_2 jest równa wymiarowi wektora $\begin{bmatrix} v \\ u \end{bmatrix}$ i jest mniejsza od liczby gałęzi wewnętrznych (g)

W prostszych przypadkach, np. czwórników kształtu T lub Π można posłużyć się jedynie warunkiem zerowej mocy czynnej każdej z gałęzi wewnętrznych [2,4]

$$\forall_{k=1..g} P_k = 0$$

i zakładając od razu że gałęzie będą dwójnikami reaktancyjnymi

Założenie zerowej mocy czynnej każdej z gałęzi wewnętrznych wielowrotnika jest bardzo użyteczne, gdyż można wówczas je realizować jako elementy reaktancyjne lub filtry aktywne.

Mój wkład w tym temacie polegał na: sformułowaniu zadania minimalizacyjnego z warunkiem zerowej mocy czynnej gałęzi kompensatora w postaci programowania kwadratowego i ustalenia warunków koniecznych istnienia rozwiązania, wykorzystaniu tak sformułowanego zadania optymalizacyjnego do wyznaczania parametrów biernych gałęzi wewnętrznych wielowrotnika dopasowującego.

8. Reaktancyjne kompensatory czwórnikowe-sygnały monoharmoniczne

W tej części podano rozważania zawarte w pracy [4].

Za warunek optymalnej pracy źródła najczęściej przyjmuje się osiągnięcie minimalnej wartości skutecznej prądu źródła (strat przesyłu) przy zadanej mocy czynnej opuszczającej źródło energii, który można zapisać w postaci (1.1):

$$\begin{aligned} (i, i) &\rightarrow \min \\ (e, i) - (Ri, i) &= P \end{aligned}$$

W przypadku sygnałów monoharmonicznych

$$\begin{aligned} \Pi^* &\rightarrow \min \\ P &= \text{real } I^* E - R_e I^* I \end{aligned} \quad (8.1)$$

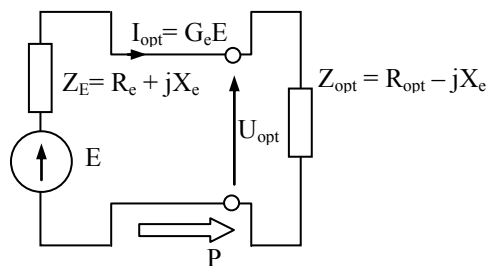
gdzie:

$$R_E = 0,5 (Z_E + Z_E^*)$$

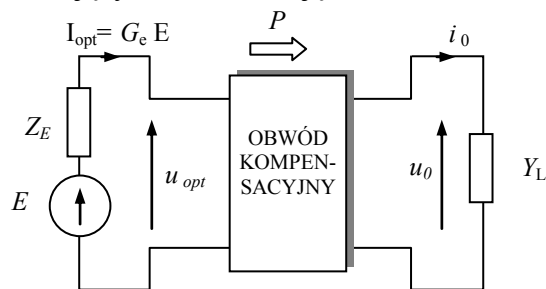
Znane jest rozwiązanie tego problemu, którym jest prąd zasilania w fazie z SEM źródła

$$I = G_e E \quad (8.2)$$

gdzie G_e – przewodność zastępcza widziana przez SEM

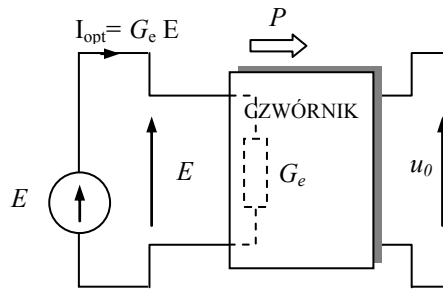


Rys. 8.1. Schemat ilustrujący minimalizację wartości skutecznej prądu źródła



Rys. 8.2 Kompensator czwórnikowy

Cały układ z punktu widzenia SEM sprowadzamy do czwórnika o admitancji wejściowej równej G_e

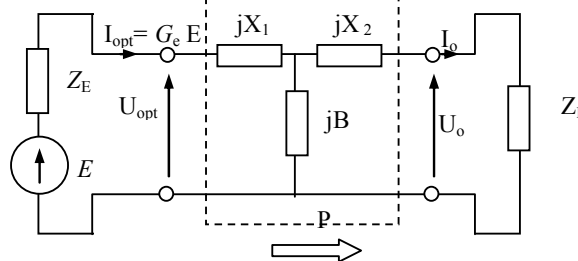


Rys. 8.3. Układ zastępczy widziany przez SEM po optymalizacji

Kompensator kształtu T

Kompensator czwórnikowy musi mieć co najmniej 3 gałęzie (jeden niezależny prąd lub napięcie) aby można go było zrealizować tylko przy pomocy elementów reaktancyjnych. Będzie wtedy w całości również bierny.

Jedną z możliwych realizacji reaktancyjnego czwórnika kompensacyjnego jest czwórnik kształtu T przedstawiony na rysunku 8.4, wpięty między źródło a odbiornik



Rys. 8.4. Kompensator czwórnikowy kształtu T

Opisując układ z użyciem równań (macierzy) łańcuchowych otrzymujemy następujące zależności

$$\begin{bmatrix} E \\ I_{opt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E \\ G_{opt} E \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & Z_E \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & jX_1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ jB & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & jX_2 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1/Z_L & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_o \\ 0 \end{bmatrix} \quad (8.3)$$

lub

$$\begin{bmatrix} E \\ G_{opt} E \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & Z_E \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a & jb \\ jc & d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1/Z_L & 1 \end{bmatrix} = \mathbf{A} \begin{bmatrix} U_o \\ 0 \end{bmatrix}$$

stąd

$$\frac{1}{G_{opt}} = \frac{A_{11}}{A_{21}} = Z_E + \frac{(R_L + jX_L)a + jb}{(jR_L - X_L)c + d} \quad (8.4)$$

Spełnienie warunku optymalnej pracy źródła wymaga aby admitancja widziana przez SEM była przewodnością G_e , co można sprowadzić do dwóch równań

$$Re\left(\frac{A_{11}}{A_{21}}\right) = R_E + \frac{R_L}{|Z_L|^2 c^2 - 2cdX_L + d^2} = \frac{1}{G_{opt}}; \quad (8.5)$$

$$Im\left(\frac{A_{11}}{A_{21}}\right) = X_E - \frac{(|Z_L|^2 c - dX_L)a + (cX_L - d)b}{|Z_L|^2 c^2 - 2cdX_L + d^2} = 0 \quad (8.6)$$

Rozwiązanie tych dwóch równań musi zależeć od trzeciego parametru czwórnika np. od

susceptancji B

$$X_1(B) = -X_E + \frac{1}{B} \pm \Delta R \sqrt{\frac{1}{R_L B^2 \Delta R} - 1} \quad (8.7)$$

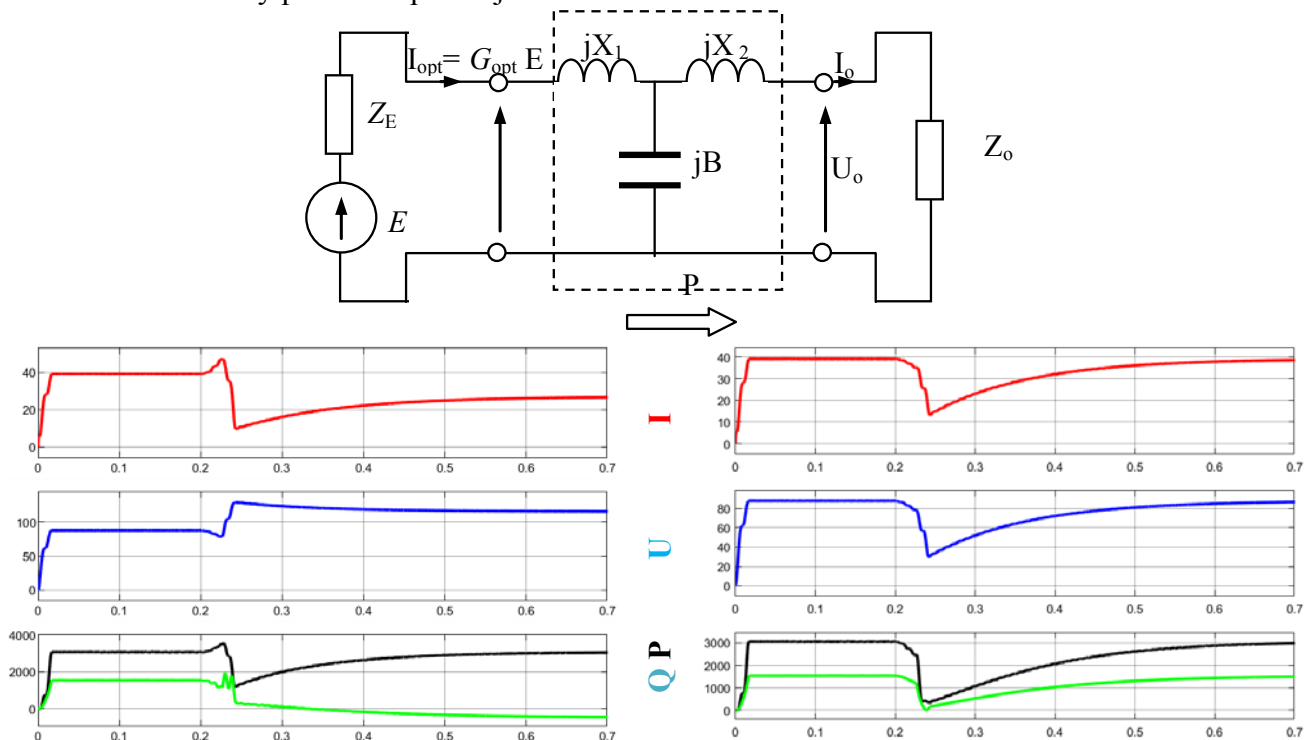
$$X_2(B) = -X_L + \frac{1}{B} \pm R_L \sqrt{\frac{1}{\Delta R B^2 R_L} - 1} \quad (8.8)$$

gdzie: $\Delta R = \frac{1}{G_{opt}} - R_E > 0$

Rozwiązanie będzie rzeczywiste jeżeli susceptancja B spełnia nierówność

$$-\frac{1}{\sqrt{R_L \Delta R}} < B < \frac{1}{\sqrt{R_L \Delta R}}$$

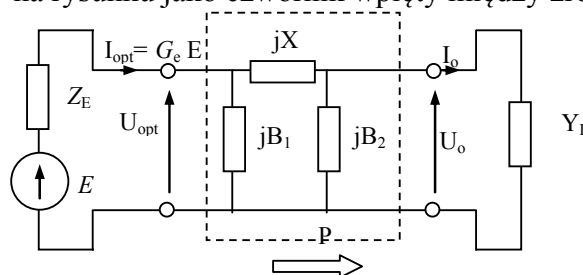
Przykładowa realizacja kompensatora i przebiegi sygnałów wejściowych i wyjściowych czwornika zostały pokazane poniżej



Rys. 8.5. Wartości skuteczne prądu, napięcia i wartości mocy czwornika T włączonego w układ w chwili 0.2s: wejście (lewy), wyjście (prawy)

Kompensator kształtu Π

drugą z możliwych realizacji reaktancyjnego czwornika kompensacyjnego jest czwornik kształtu Π przedstawiony na rysunku jako czwornik wpięty między źródło a odbiornik



Rys. 8.6. kompensator czwornikowy kształtu Π

Równania z użyciem równań (macierzy) łańcuchowych są następujące

$$\begin{bmatrix} E \\ I_{opt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E \\ G_{opt} E \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & Z_E \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ jB_1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & jX \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ jB_2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y_L & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_o \\ 0 \end{bmatrix} \quad (8.9)$$

gdzie $Y_L = G_L + jB_L$

lub

$$\begin{bmatrix} E \\ G_{opt} E \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & Z_E \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a & jb \\ jc & d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y_L & 1 \end{bmatrix} = \mathbf{A} \begin{bmatrix} U_o \\ 0 \end{bmatrix}$$

stąd

$$\frac{1}{G_{opt}} = \frac{A_{11}}{A_{21}} = Z_E + \frac{(-B_L + jG_L)b + a}{jc + d(G_L + jB_L)}$$

Admitancja widziana przez SEM musi być przewodnością G_e , zatem

$$Re\left(\frac{A_{11}}{A_{21}}\right) = \frac{1}{G_{opt}}; \quad Im\left(\frac{A_{11}}{A_{21}}\right) = 0$$

Rozwiązanie tych dwóch równań zależy od trzeciego parametru czwornika np. od reaktancji X

$$B_1(X) = \frac{1}{X} + \frac{1}{\Delta Z^2} \left(X_E + \Delta R \sqrt{\frac{\Delta Z^2}{X^2 G_L} - 1} \right) \quad (8.10)$$

$$B_2(X) = \frac{1}{X} - B_L + \frac{G_L}{X \Delta R} \frac{\left(-X^2 \Delta R^2 G_L + \Delta R^3 + \Delta R X_E^2 + X X_E \sqrt{-\Delta R G_L (X^2 \Delta R G_L - \Delta Z^2)} \right)}{X X_E G_L + \sqrt{-\Delta R G_L (X^2 \Delta R G_L - \Delta Z^2)}} \quad (8.11)$$

gdzie:

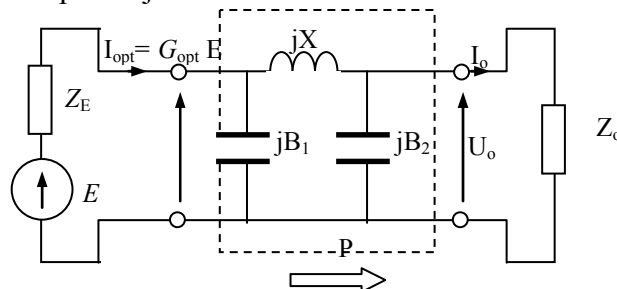
$$\Delta R = \frac{1}{G_{opt}} - R_E > 0$$

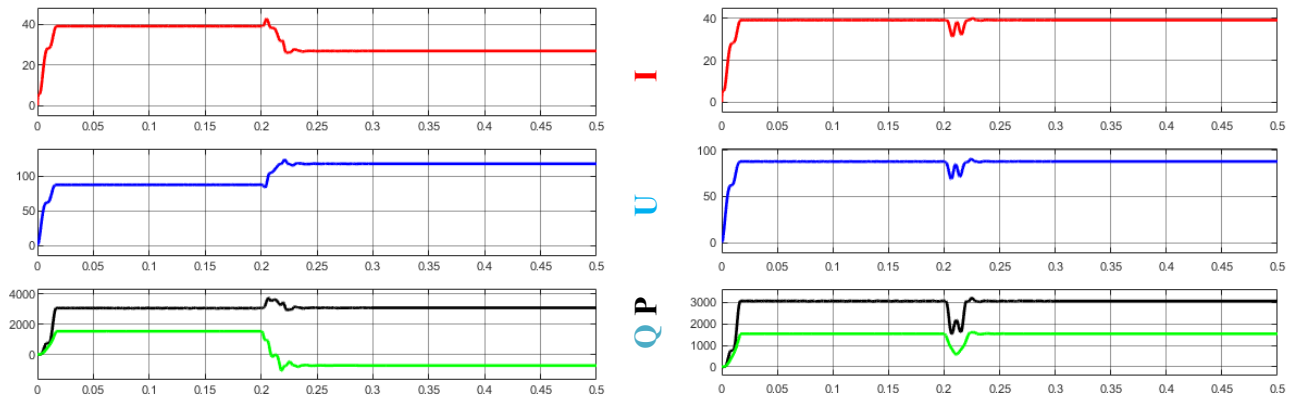
$$\Delta Z^2 = \Delta R^2 + X_E^2 > 0$$

rozwiązanie dla X jest rzeczywiste w zakresie

$$-\frac{\Delta Z}{\sqrt{\Delta R G_L}} < X < \frac{\Delta Z}{\sqrt{\Delta R G_L}}$$

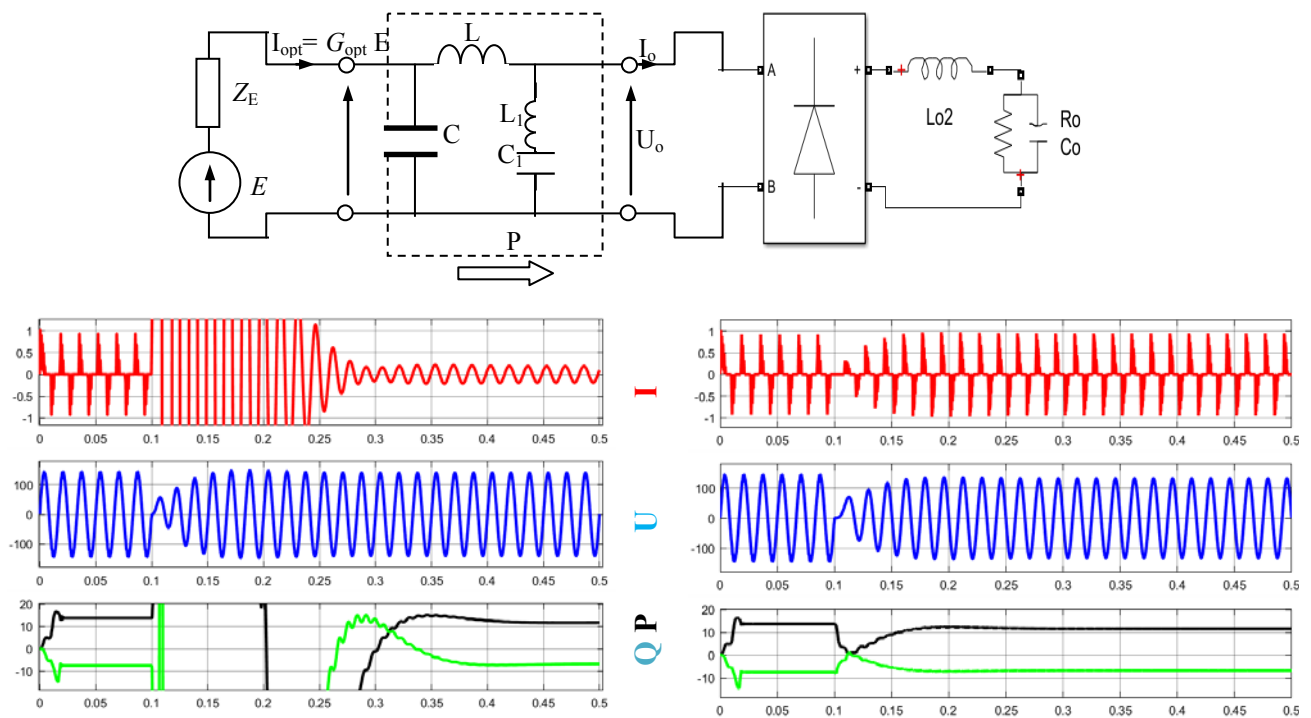
Przykładowa realizacja kompensatora i przebieg sygnałów wejściowych i wyjściowych czwornika zostały pokazane poniżej





Rys. 8.7. Wartości skuteczne prądu, napięcia i wartości mocy czwornika Π włączonego w układ w chwili 0.2s: wejście (lewy), wyjście (prawy)

Podobną analizę można przeprowadzić dla źródła monoharmonicznego i odbiornika nieliniowego - uwzględniając do optymalizacji tylko pierwszą harmoniczną.



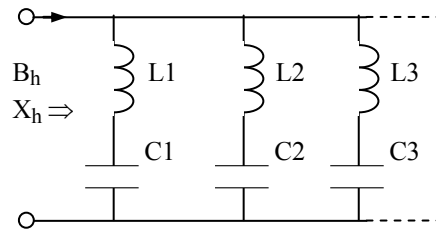
Rys. 8.8. Prąd, napięcie i wartości mocy czwornika Π załączonego w chwili 0.1s: wejście (lewy), wyjście (prawy)

Metody tworzenia reaktancyjnych kompensatorów czwornikowych dla zasilania monoharmonicznego, które pozwalają całkowicie uniezależnić prąd i napięcie wejścia od prądu i napięcia wyjścia, zapewniając przy tym optymalne warunki pracy dla źródła, **są moim autorskim pomysłem.**

9. Reaktancyjne kompensatory czwórnikowe-sygnały wieloharmoniczne

W tej części podano rozważania zawarte w pracy [2,7,10].

Susceptancje B lub reaktancje X gałęzi czwórnikowego kompensatora zależne od harmonicznym mogą być realizowane jako filtry LC fig. 9.1.,



Rys. 9.1. wykonanie gałęzi kompensatora jako filtr LC

• Synteza filtra w dziedzinie częstotliwości

Susceptancja filtra w dziedzinie częstotliwości (B_h) musi spełniać zależność

$$B_h = \sum_{n \in 1..g} \omega_1 C_n \frac{h}{1 - (h/h_n)^2} = -B_{o_h} \quad (9.1)$$

gdzie:

$$\omega_1 = 2\pi f_1,$$

f_1 - częstotliwość podstawowa

h - rząd harmonicznym (liczba naturalna)

g - liczba równoległych gałęzi filtra,

h_n - harmoniczna rezonansowa gałęzi n

B_{o_h} - susceptancja obciążenia dla harmonicznym h

• Synteza filtra w dziedzinie czasu

Analogicznie do dziedziny częstotliwości można sformułować równanie (9.1) w dziedzinie czasu. Susceptancja filtra w dziedzinie czasu $b(t)$ musi spełniać zależność

$$b^k(t) + b^o(t) = 0 \quad (9.2)$$

gdzie $b^k(t), b^o(t)$ - okresowa odpowiedź impulsowa reaktancji kompensatora i odbiornika

Susceptancja dwójnika dana jest wzorem:

$$B(s) = \frac{1}{2}(Y(s) - Y(-s))$$

$$B(s) = \frac{d(-a)}{a+s} + \frac{d(-a^*)}{a^*+s} + \frac{d(a)}{a-s} + \frac{d(a^*)}{a^*-s} = \frac{L(s)}{M(s)}$$

$$B(s) = d \left(\frac{1}{a+s} - \frac{1}{a-s} \right) + d^* \left(\frac{1}{a^*+s} - \frac{1}{a^*-s} \right)$$

a T-periodyczne transformaty odwrotne dane są wzorami

$$\frac{1}{\sigma+s} \rightarrow \frac{e^{-\sigma t}}{1-e^{-\sigma T}}; \quad \frac{1}{\sigma-s} \rightarrow \frac{e^{\sigma(t-T)}}{1-e^{-\sigma T}} \quad (9.3)$$

gdzie $t \in [0, T)$, $\text{Re}(\sigma) \geq 0$, T-okres.

$$b^k(t) = d \frac{e^{-at} - e^{a(t-T)}}{1 - e^{-aT}} + d^* \frac{e^{-a^*t} - e^{a^*(t-T)}}{1 - e^{-a^*T}}$$

Dla kompensatora $\alpha \rightarrow 0$

$$b^k(t) = -2d \frac{\operatorname{ch}\left(\alpha\left(\frac{t}{T} - \frac{1}{2}\right)\right) \sin\left(\beta\left(\frac{t}{T} - \frac{1}{2}\right)\right)}{\operatorname{ch}\left(\frac{\alpha}{2}\right) \sin\left(\frac{\beta}{2}\right)} = -2d \frac{\sin\left(\beta\left(\frac{t}{T} - \frac{1}{2}\right)\right)}{\sin\left(\frac{\beta}{2}\right)} \quad t \in [0, T] \quad (9.4)$$

$X_C = \frac{T}{2\pi C}$, $X_L = \frac{2\pi L}{T}$ – reaktancja pojemnościowa i indukcyjna
dla częstotliwości podstawowej $f = 1/T$

Zatem zależna od czasu reprezentacja reaktywnej części elementarnej gałęzi LC ma postać

$$b^k(t) = -\frac{1}{L} \frac{\sin\left(2\pi \sqrt{\frac{X_C}{X_L}} \left(\frac{t}{T} - \frac{1}{2}\right)\right)}{\sin\left(\pi \sqrt{\frac{X_C}{X_L}}\right)}; \quad \frac{t}{T} \in [0, T]$$

W ten sposób dochodzimy do równań dla kompensatora (9.2) w nowej formie

$$\sum_{m=1}^M \frac{1}{L_m} \frac{\sin\left(2\pi w_m \left(\frac{t}{T} - \frac{1}{2}\right)\right)}{\sin(\pi w_m)} = b^o\left(\frac{t}{T}\right) \quad (9.5)$$

gdzie

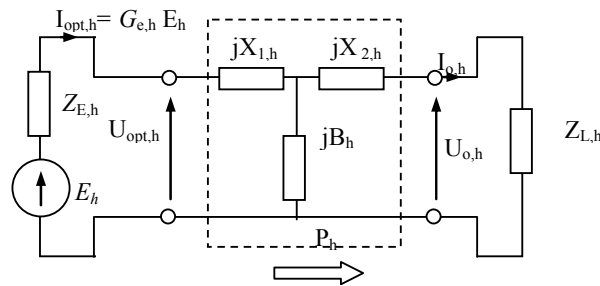
$$b^o\left(\frac{t}{T}\right) = b \frac{e^{-at} - e^{a(t-T)}}{1 - e^{-aT}} = -b \frac{\operatorname{sh}\left(A\left(\frac{t}{T} - \frac{1}{2}\right)\right)}{\operatorname{sh}\left(\frac{A}{2}\right)}$$

$$w_m = \sqrt{\left(\frac{X_C}{X_L}\right)_m} = \frac{\omega_{0m}}{\left(\frac{2\pi}{T}\right)},$$

m – nr gałęzi kompensatora,

M – ilość gałęzi kompensatora.

Kompensator kształtu T



Rys. 9.2. Czwórnikowy kompensator kształtu T w przypadku prądu wieloharmonicznego
Opisując system za pomocą równań łańcuchowych, otrzymujemy następujące wzory

$$\begin{bmatrix} U_{opt} \\ I_{opt} \end{bmatrix}_h = \begin{bmatrix} a & jb \\ jc & d \end{bmatrix}_h \begin{bmatrix} 1 & Z_{L,h} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ I_{o,h} \end{bmatrix} = \mathbf{A} \begin{bmatrix} 0 \\ I_o \end{bmatrix}$$

gdzie $Z_{L,h} = R_{L,h} + jX_{L,h}$

$$\begin{bmatrix} a & jb \\ jc & d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - X_1 B & j(X_1 + X_2 - X_1 X_2 B) \\ jB & 1 - X_2 B \end{bmatrix}$$

Zatem impedancja optymalna widziana z zacisków źródła obliczamy jako

$$Z_{opt} = R_{opt} + jX_{opt} = \frac{A_{12}}{A_{22}}$$

Spełnienie optymalnych warunków wejściowych wymaga, aby impedancja widziana przez SEM była rzeczywista i równa $1/G_e$. Ten warunek narzuca dwa równania dla każdej harmonicznej

$$R_E + R_{opt} = R_E + \frac{R_L}{|Z_L|^2 c^2 - 2cdX_L + d^2} = \frac{1}{G_e}$$

$$X_E + X_{opt} = X_E - \frac{(|Z_L|^2 c - dX_L)a + (cX_L - d)b}{|Z_L|^2 c^2 - 2cdX_L + d^2} = 0$$

Ponieważ kompensator ma trzy reaktancje, rozwiązanie tych dwóch równań musi zależeć od trzeciego parametru kompensatora, np. sceptycji B , która w pewnym zakresie (około zera) daje rzeczywiste rozwiązanie dla X_1 i X_2 ,

Tak więc dla każdej harmonicznej h otrzymujemy

$$X_1(B, h) = -X_{E,h} + \frac{1}{B_h} \pm R_{opt,h} \sqrt{\frac{1}{B_h^2 R_{L,h} R_{opt,h}} - 1} \quad (9.6)$$

$$X_2(B, h) = -X_{L,h} + \frac{1}{B_h} \pm R_{L,h} \sqrt{\frac{1}{B_h^2 R_{L,h} R_{opt,h}} - 1} \quad (9.7)$$

gdzie:

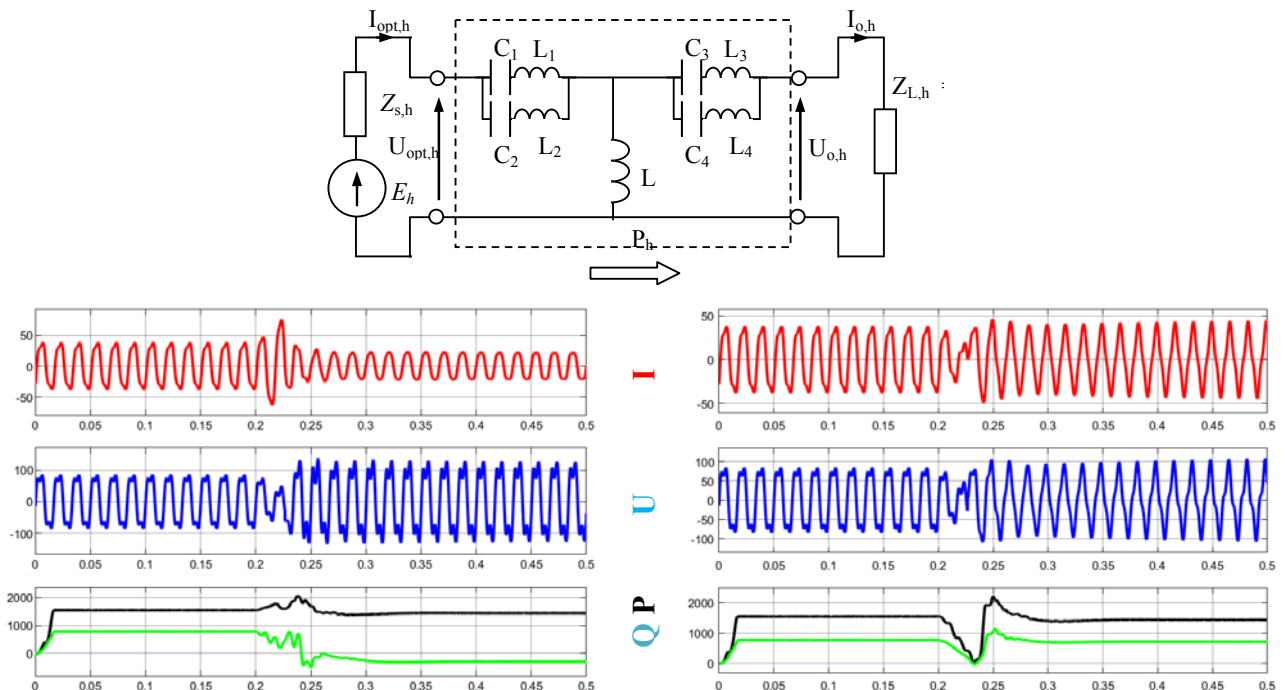
$$R_{opt} = \frac{1}{G_{opt}} - R_E > 0$$

Rozwiązanie jest rzeczywiste jeżeli tylko dla każdej harmonicznej:

$$-\frac{1}{\sqrt{R_L(1/G_e - R_E)}} < B < \frac{1}{\sqrt{R_L(1/G_e - R_E)}}$$

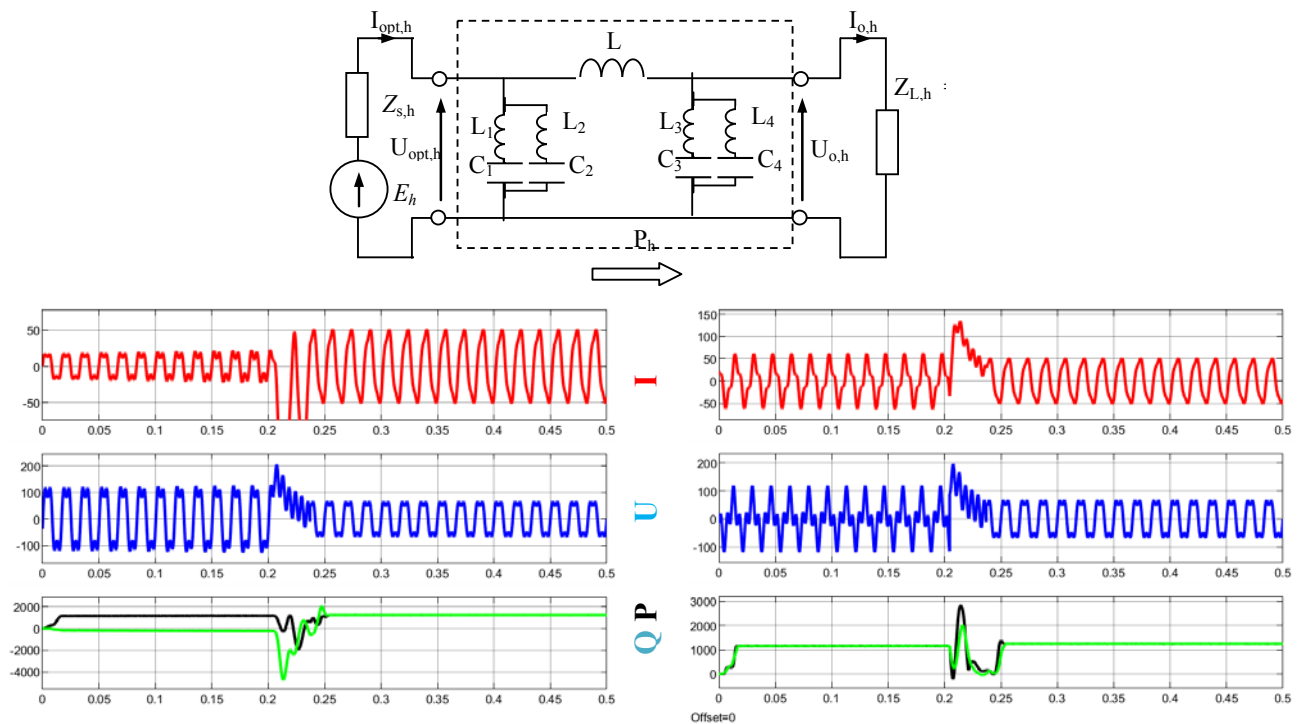
ponieważ zawsze $R_E G_e < 1$

Przykładowy kompensator dla prądów i napięć dwuharmonicznych i przebieg sygnałów wejściowych i wyjściowych czwórnika



Rys. 9.3. Prąd, napięcie i wartości mocy czwórnika T włączonego w układ w chwili 0.22s: wejście (lewy), wyjście (prawy)

Podobną analizę można przeprowadzić dla kompensatora kształtu Π .



Rys. 9.4. Prąd, napięcie i wartości mocy czwórnika Π **wyłączonego** w chwili 0.22s: wejście (lewy), wyjście (prawy)

Metody tworzenia reaktancyjnych kompensatorów czwórnikowych dla zasilania wieloharmonicznego, które pozwalają całkowicie uniezależnić prąd i napięcie wejścia od prądu i napięcia wyjścia, zapewniając przy tym optymalne warunki pracy dla źródła, są **moim autorskim pomysłem**.

Podsumowanie

Opisany cykl publikacji zawiera kompleksową analizę teoretyczną optymalnej współpracy źródła rzeczywistego z odbiornikiem. Po określeniu optymalnych wartości prądu źródła, kluczowym zagadnieniem jest określenie warunków pracy kompensatora. Kompensatory dwójnikowe, chociaż najczęściej stosowane w praktyce (również z powodu wymagań energetyki, która wyraźnie oddziela sieć odbiorcy od sieci zasilającej) nie są w stanie zagwarantować sieci zasilającej optymalnych warunków pracy. Dopiero wprowadzenie kompensatorów czwórnikowych pozwala całkowicie zminimalizować prąd źródła i straty przesyłu. Ponieważ kompensacja czwórnikowa stanowi już częściową kompensację systemu przesyłowego, dlatego wydaje się, że powinna ona być stosowana przez energetykę.

Określenie wkładu autora w rozwój dyscypliny

Przedstawiony cykl publikacji zawiera teoretyczną analizę pracy źródła rzeczywistego w warunkach dopasowania. Istotną różnicą w stosunku do klasycznego podejścia do kompensacji jest tu to, że autor nie posługuje się rozkładem prądu na składową czynną i bierną, ale formułuje i rozwiązuje pewne zadanie optimum.

Reasumując, w poszczególnych pracach:

- Sformułowane zostały kryteria poszukiwania prądu optymalnego źródła. Kryteria optymalne dotyczyły zarówno wartości chwilowych jak i wartości średnich/skutecznych. Poddawane analizie było źródło jedno i trójfazowe oraz mono i wieloharmoniczne.
- Wprowadzona została zasada podobieństwa tj metoda usprawniająca obliczenia w przypadku przebiegów odkształconych.
- Wprowadzony został wskaźnik mocy nieczynnej odbiornika o parametrach rozłożonych, który to wskaźnik może zostać użyty do określenia zdolności układu do gromadzenia energii -wytwarzania prądu biernego.
- Wprowadzono wielowrotnikowe układy kompensacyjne, dla których ze względu na niejednoznaczność w określaniu warunków pracy gałęzi wewnętrznych, zostały wprowadzone kryteria jakościowe umożliwiające jednoznaczne określenie sygnałów prądu i napięcia gałęzi wewnętrznych. Również tutaj kryteria optymalizacji były oparte zarówno na wartościach chwilowych jak i wartościach średnich/skutecznych i mocach. Najważniejsze z tych kryteriów to minimalizacja wartości skutecznej prądu gałęzi wielowrotnika z zachowaniem ich zerowej mocy czynnej. Tak postawione zadanie umożliwia fizyczną realizację gałęzi biernej jako dwójnik LC albo jako inwerter źródła stałego prądu (CSI) lub napięcia (VSI).
- Wprowadzono nowe ujęcie zadania optimum, w celu jednoznacznego określenia sygnałów prądu i napięcia gałęzi wewnętrznych wielowrotnika, w postaci programowania kwadratowego
- Przedstawiona została metoda synteza filtra LC w dziedzinie czasu

III Omówienie pozostałych osiągnięć naukowo-badawczych wnioskodawcy, świadczących o istotnej aktywności naukowej habilitanta

Moje istotne prace naukowe są również związane z obliczeniami polowymi oraz algorytmami obliczeniowymi mocy i wartości skutecznej w oparciu o tzw. wolne (niskoczęstotliwościowe) próbkowanie. Od strony teoretycznej i symulacyjnej brałem udział też w pracach związanych z poprawą dokładności ultradźwiękowej metody pomiaru odległości, opracowaniem sposobu próbkowania nieortogonalnego..

1. Optymalizacja parametrów tłumika magnetoreologicznego

Tłumik magnetoreologiczny to tłumik mechaniczny, który wykorzystuje zjawisko magnetoreologiczne tj zmiany lepkości cieczy magnetoreologicznej pod wpływem pola magnetycznego.

Mój udział : Obliczenia polowe przeze mnie wykonane miały na celu zwiększenie mocy tłumika przez wprowadzenie zmian w konstrukcji przetwornika. Wprowadziłem zmiany sposobu ułożenia magnesów, ułożenia cewki, kształtu profilu i materiału obudowy. Podjęto też próbę uzyskiwania energii elektrycznej z tłumika w celu zastosowania jej do sterowania.

Rok	Autorzy, tytuł publikacji, nazwa wydawnictwa, rok wydania	Mój udział	IF	Cyt WoS
2010	Sapiński, B., Krupa, S., Jaraczewski, M. Field strength and voltage and current calculations in an energy transducer incorporating permanent magnets and sectioned shield windings , Przegląd Elektrotechniczny 86(11 A), pp. 279-285	30%	0.242	3
2009	Sapiński, B., Krupa, S., Jaraczewski, M. Coil with foil winding in the magnetic field induced by movable permanent magnets , Przegląd Elektrotechniczny 85(10), pp. 16-20	30%	0.196	1
2004	Bohdan Sapiński, Sławomir Bydoń, Marcin Jaraczewski Pole magnetyczne w hamulcu magnetoreologicznym , Czas. Tech., Mech. / PK. - 2004, z. 5-M, s. 325-334,	30%		

2. Zdefiniowanie i zastosowanie wolnego (niskoczęstotliwościowego) próbkowania do pomiaru mocy realizowanego przez sterowniki PLC

Próbkowanie wolne (niskoczęstotliwościowe) polega na próbkowaniu sygnałów okresowych w odstępach czasowych większych niż ich podstawowy okres. Mimo tego możliwe jest uzyskanie, na podstawie kilku próbek, wszystkich istotnych informacji elektrycznych takich jak moc czynna, bierna i wartość skuteczna. Wolne próbkowanie pozwala na wydatne zmniejszenie mocy obliczeniowej procesora a co za tym idzie umożliwia wykonanie obliczeń mocy i wartości skutecznych on-line przez prosty sterownik PLC lub mikrokontroler bez nadmiernego jego obciążania obliczeniami co umożliwia mu spełnianie jego normalnych zadań do której jest przeznaczony jako sterownik. **Mój udział** polegał na opracowaniu koncepcji obliczeń, sposobu próbkowania, korekcji błędów i na opracowaniu artykułów.

Rok	Autorzy, tytuł publikacji, nazwa wydawnictwa, rok wydania	Mój udział	IF /Pkt	Cyt WoS
2018	Jaraczewski, M., Mielnik, R.: Error reduction of the low-frequency sampling method for measuring the current, voltage and power of a cage induction motor , 2018 International Symposium on Electrical Machines, SME, 8442886, IEEE Xplore	50%		
2016	Jaraczewski, M., Mielnik, R., Gębarowski T.: The low-frequency measuring method of voltage, current, power and signal processing application for compact PLC , Technical Transactions. Electrical Engineering – 2016, Iss. 2-E, s. 121-134	30%	/15	
2016	Jaraczewski, M., Mielnik, R., Sulowicz, M The low-frequency measuring method and signal processing application in electrical machines and electric devices monitoring 2016 Selected Issues of Electrical Engineering and Electronics, WZEE 7800242	30%	/15	

Zgłoszenia patentowe

2015	Zgłoszenie patentowe P.415108 M.Jaraczewski, R.Mielnik: Sposób pomiaru parametrów mocy pobieranej przez dwójnik, zasilany napięciem sinusoidalnie zmiennym o częstotliwości 50 Hz oraz wartości skutecznej napięcia i prądu tego dwójnika, metoda próbkowania równoległego,	50%		1
2015	Zgłoszenie patentowe P.415109 M.Jaraczewski, R.Mielnik: Sposób pomiaru parametrów mocy pobieranej przez dwójnik, zasilany napięciem sinusoidalnie zmiennym o częstotliwości 50 Hz oraz wartości skutecznej napięcia i prądu tego dwójnika, metoda próbkowania szeregowego,	50%		1

3. Modyfikacja ultradźwiękowej metody pomiaru odległości

Badania te miały na celu polepszenie dokładności aerolokacyjnych układów pomiaru odległości metodą wysyłania sygnału z sondy ultradźwiękowej. Aby precyzyjnie określić opóźnienie czasowe, zastosowałem modulację fali nośnej za pomocą funkcji Walsha. Metoda pozwala uzyskać lepszą precyzję w wyznaczaniu odległości niż tradycyjne metody. Opracowano i przetestowano algorytm pomiaru opóźnienia fali odbitej za pomocą mikroprocesora ARM Cortex M4 połączonego z komputerem PC. **Mój udział** polegał na zastosowaniu funkcji Walsha do modulacji fali nośnej.

Rok	Autorzy, tytuł publikacji, nazwa wydawnictwa, rok wydania	Mój udział	IF /Pkt	Cyt WoS
2014	Gądek, K., Jaraczewski, M. Novel ultrasonic distance measuring system based on correlation method Archives of Electrical Engineering 63(3), pp. 385-392	50%	/15	
2013	Gądek, K., Jaraczewski, M. Ultrasonic distance measurement method , Przegląd Elektrotechniczny 89(12), pp. 142-144	50%	/14	

4. Zastosowanie metody nieortogonalnego próbkowania i zdefiniowanie skośnych liczb zespolonych do wyznaczania mocy dwójnika

W pracach przedstawiono teorię dot. próbkowania sygnałów harmonicznnych za pomocą dwóch próbek, które wystarczają do pełnego zidentyfikowania sygnału sinusoidalnego. Rozpatruje się tu dwa rodzaje próbkowania: próbkowanie ortogonalne, które nie zniekształca operatorów przejścia przetworników liniowych czasowo-niezmienniczych i tzw. próbkowanie nieortogonalne, zniekształcające operatory przejścia i relacje mocowe. W obliczeniach użyto definicji skośnych liczb zespolonych tj przedstawienia liczby zespolonej za pomocą macierzy 2x2 , dla której jednostka urojona jest macierzą pełną a nie jak w przypadku liczb ortogonalnych zerową na diagonalnej. **Mój udział** polegał na zastąpieniu bijekcji aproksymacją, co zwiększyło dokładność otrzymanywnych wyników.

Rok	Autorzy, tytuł publikacji, nazwa wydawnictwa, rok wydania	Mój udział	IF /Pkt	Cyt WoS
2019	Siwczyński, M., Jaraczewski, M.: Orthogonal and distorted non-orthogonal sampling of harmonic signals Przegląd Elektrotechniczny 95(1), pp. 219-222,	50%	/14	
2016	Siwczyński, M., Jaraczewski, M.: Skew complex numbers in application to the circuit theory of harmonic and almost harmonic signals , Przegląd Elektrotechniczny 92(6), pp. 172-175,	50%	/14	

5. Opracowanie metody biegunów dla parametrycznych układów liniowych wyższego rzędu

Prace te rozszerzyły koncepcję biegunów transmitancji na przypadek, gdy system jest opisany równaniem liniowym wyższego rzędu o zmiennych w czasie parametrach. Pojawia się tu pojęcie zależnego od czasu równania charakterystycznego i zależnych od czasu biegunów transmitancji. Opracowano parametryczną wersję schematu Hornera i wzorów Viete'a.

Wyodrębnione bieguny pozwalają na oszacowanie stabilności układu.

Mój udział polegał na sprawdzeniu możliwości otrzymania tą metodą oczekiwanych informacji odnośnie stabilności układów.

Rok	Autorzy, tytuł publikacji, nazwa wydawnictwa, rok wydania	Mój udział	IF /Pkt	Cyt WoS
2015	Siwczyński, M., Jaraczewski, M.: The poles method for higher-order linear time-varying systems , Technical Transactions. Mechanics – 2015, Iss. 4-M, s. 117-122.	50%	/13	
2015	Siwczyński, M., Jaraczewski, M.: The poles method for second-order linear time-varying systems , Technical Transactions. Mechanics – 2015, Iss. 4-M, s. 123-130	50%	/13	

6. Zastosowanie operatorów rzędu ułamkowego w teorii filtrów cyfrowych

W pracach opisano i zastosowano dyskretną wersję ułamkowego operatora różniczkowego. Może on posłużyć min do wyznaczania przepieć, które w uziomach wywołują udarowe prądy piorunowe. Uziom traktowany jest bowiem jak linia długa. Do rozwiązania zagadnienia linii długiej zastosowano podejście czasowe a nie jak dotąd częstotliwościowe. Rozważania te dały również początek koncepcji współczynnika mocy nieczynnej dwójnika o parametrach rozłożonych.

Mój udział polegał na wykorzystaniu metody do wyznaczania maksymalnych wartości napięć udarowych w uziomach.

Rok	Autorzy, tytuł publikacji, nazwa wydawnictwa, rok wydania	Mój udział	IF /Pkt	Cyt WoS
2017	Siwczyński, M., Jaraczewski, M.: Digital filters: hermitian, antihermitian, unitary and their applications , Technical Transactions , 2017, Y. 114, Vol. 1, s. 101-112	50%	/13	
2012	Siwczyński, M., Jaraczewski, M.: Application of differential operators of fractional order to determine the lightning surges voltages induced in earth electrode, Przegląd Elektrotechniczny 88(10 A), pp. 55-58,	50%	/15	
2010	Siwczyński, M., Jaraczewski, M. Fractionally matched load to the power source , Przegląd Elektrotechniczny 86(4), pp. 305-309,	50%	0.242	2

Literatura zakresu teorii mocy i kompensacji

- [1] Akagi H. Kanazawa V.: Generalized theory of Instantaneous Reactive Power in three-phase system Int. Power Electron. Conf. (IPEC), Tokyo 1983, pp 1375-1386
- [2] Budenau C.: Puissances réactives et fictives. RGE,T. XXIII, 1928, pp. 762 – 773.
- [3] Czarnecki L.S.: Ortogonalne składniki prądu odbiornika liniowego zasilanego napięciem odkształconym. ZN Pol. Śl. Elektryka, z. 86, Gliwice 1983. ss. 5 - 17
- [4] Czarnecki L.S.: Power properties of three-phase electric circuits and their misinterpretations by the instantaneous reactive Power p-q Theory. Przegląd Elektrotechniczny, 2003, R. 79, nr 10, pp. 658--663
- [5] Czarnecki L.S.: An orthogonal decomposition of the current of nonsinusoidal voltage source applied to nonlinear loads. Int. Journ. On Circuit Theory and Appl., Vol. 11, 1983, pp. 235 – 239.
- [6] Czarnecki L.S.: Interpretacja, identyfikacja i modyfikacja właściwości energetycznych obwodów jednofazowych z przebiegami odkształconymi. ZN Pol. Śl. Elektryka, z. 91, Gliwice 1984 (monografia).
- [7] Czarnecki L.S.: Ortogonalny rozkład prądu źródła napięcia odkształconego zasilającego asymetryczny, nieliniowy odbiornik trójfazowy. X SPETO, 1997, ss. 131-141
- [8] Czarnecki L.S.: What is wrong in with the Budeanu concept of reactive and distortion power, and why it should be abandoned. IEEE Trans. Vol. IM – 36, 1987, pp. 834 – 937.
- [9] Czarnecki L.S.: Minimisation of reactive power under nonsinusoidal conditions. IEEE Trans. Vol. IM – 36, 1987, pp. 18 – 22.
- [10] Czarnecki L.S.: Reactive and unbalanced currents compensation in three – phase circuits under nonsinusoidal conditions. IEEE Trans. Vol. IM – 38, 1989, pp. 839 – 841.
- [11] Czarnecki L.S.: A time domain approach to reactive current minimisation in nonsinusoidal situations. IEEE Trans. Vol. IM – 39, 1990, pp. 688 – 702.
- [12] Depenbrock M.: Wirk - und Blindleistung. ETO Fachtung "Blindleistung", Aachen, Oct.1979, pp.17 - 63.
- [13] Emanuel E.A.: Energetical factors in power systems with nonlinear loads. Archiv fur Elektrotechnik, No 59, 1977, pp.183 - 189.
- [14] Fischer H.D.: Bemerkungen zu Leistungshegriffen hei Strommen und Spannungen mit Oberschwingungen. Archiv fur Elektrotechnik, No 64, 1982, pp.289 - 295.
- [15] Fodor G., Tevan G.: Powers and compensation in networks in periodic state. Archiv fur Electrotechnik, No 65, 1982, pp.27 - 33.
- [16] Fryze S.: Wirk, - Blind, und Scheinleistung in Elektrisch Stromkreisen mit nichsinusformigen Verlauf von Strom und Spannung. ETZ, Bd. 53, 1932, pp.596 – 599, 625 - 627, 700 - 702.
- [17] Fryze S.: Wybrane zagadnienia teoretycznych podstaw elektrotechniki. PWN, Wroclaw 1960.
- [18] Kimbark E.W.: Direct current transmission. Willey - Interscience, N. York, 1971
- [19] Kusters N.L., Moore W.J.M.: On the definition of reactive power under nonsinusoidal conditions. IEEE Trans. Vol. PAS - 99, 1980, pp.1845 – 1854
- [20] Pasko M.: Poprawa warunków pracy rzeczywistego źródła napięć odkształconych za pomocą dwójników. LC XV SPETO Gliwice 1992 ss. 527 - 534.
- [21] Pasko M. Walczak J.:Optymalizacja energetyczno-jakościowych właściwości obwodów elektrycznych z przebiegami okresowymi niesinusoidalnymi. Z. Nauk. Polit. Śląskiej. Elektryka, monografia 150, Gliwice 1996.

- [22] Pasko M. Grzesik B. : Model realizacji technicznej, kompensacji składowych biernych prądu źródła napięcia odkształconego, zasilającego odbiornik liniowy. XV-SPETO-1992, Gliwice, ss. 535-542
- [23] Pasko M. Grzesik B. Kaczmarczyk Z.: Energoelektroniczna realizacja techniczna dwójnika – ujemnej rezystancji. XVI-SPETO-Gliwice, ss. 225-232.
- [24] Siwczyński M. Kłosiński R.: Optymalizacyjne podejście do zagadnień poprawiania jakości energii elektrycznej. JUEE,2,1996, ss. 43-54.
- [25] Siwczyński M. Swat K. Wróbel R.: Synteza wielowrotnikowych obwodów kompensacyjnych w układach liniowych z okresowo zmiennymi parametrami. JUEE 1, 1998, ss. 41-52.
- [26] Siwczyński M.: Zastosowanie metod sztucznych sieci neuronowych do syntezy obwodów kompensacyjnych i dopasowujących. JUEE 2, 1998, ss. 69-75.
- [27] Siwczyński M. Kłosiński R.: Komputerowa symulacja zjawisk elektroenergetycznych w układach zasilających w obecności odkształceń. ZkwE 96, Poznań, ss. 57-60.
- [28] Siwczyński M.: Metody syntezy optymalnych obwodów kompensacyjnych. EPN – Zielona Góra – 1997, ss. 225-238.
- [29] Siwczyński M.: Obwody minimalnoenergetyczne. EPN-Zielona Góra-1998, ss. 415-424.
- [30] Siwczyński M.: Energetyczna teoria obwodów elektrycznych. BSE-98, ss. 115-124.
- [31] Siwczyński M.: Zastosowanie samonaprowadzających procedur optymalizacyjnych do zagadnień poprawiania jakości energii elektrycznej. JUEE-1999 (w druku)
- [32] Siwczyński M. Metody optymalizacyjne w teorii mocy obwodów elektrycznych. PK Seria: Inżynieria Elektryczna Kraków 1995 (monografia)
- [33] Siwczyński, M., Jaraczewski, M.:
New Parseval's inactive-power factor of a two-terminal network
Elsevier, International Journal of Electrical Power and Energy Systems,2019
vol. 104,pp 222-229
- [34] Walczak J.: Rozkład prądu odbiornika dwuzaciskowego zasilanego napięciem odkształconym z rzeczywistego źródła napięcia. XIII SPETO 1990 ss. 295 - 308.
- [35] Walczak J., Umińska-Bortliczek M.: Optymalizacja energetyczno - jakościowych warunków pracy idealnych źródeł napięcia nieokresowego o skończonej energii. xiv SPETO 1991, ss. 111-121.
- [36] Walczak J.: Optymalizacja energetycznych warunków pracy rzeczywistego źródła napięcia nieokresowego o skończonej energii. XIV SPEFO - 1991 ss. 101 - 109.
- [37] Walczak J., Umińska-Bortliczek M.: Minimalizacja prądu idealnego źródła napięcia nieokresowego zasilającego odbiornik dwuzaciskowy. XIV SPETO' 1991, 55. 93 - 100.
- [38] Walczak J.: Analiza energetyczno-jakościowych warunków pracy rzeczywistego źródła napięcia nieokresowego o skończonej energii. XIV SPETO' 1991, ss. 123-129.
- [39] Walczak J.: Warunki modyfikacji czwórnikowego modelu źródła napięcia okresowego i nie-sinusoidalnego. XV SPETO 1992, 55. 449 - 455.
- [40] Walczak J.: Optymalizacyjna metoda wyznaczania prądu aktywnego źródła napięcia okresowego niesinusoidalnego o niezerowej impedancji wewnętrznej. XV SPETO' 1992, ss.457 - 464.
- [41] Walczak J., Gawłowski A.: Optymalizacja warunków pracy źródła zasilającego odbiorniki połączone równolegle. XV SPETO' 92 ss.489 - 499.
- [42] Walczak J.: Optymalizacja energetyczno-jakościowych właściwości obwodów elektrycznych w przestrzeniach Hilberta. ZN Pol. Śl. Elektryka z. 125, Gliwice 1992 (monografia).