

Rozdział 4

Funkcje układowe sterowników i właściwości układów

4.1. Wprowadzenie

Oczywistą kontynuacją procesu modelowania omawianych w pracy układów jest analiza funkcji układowych sterowników oraz właściwości układów z tymi sterownikami. Jako funkcje układowe sterowników (immitancje wejściowe oraz transmitancje) są traktowane związki między wielkościami zaciskowymi sterowników bez uwzględniania wpływu parametrów pozostałych elementów omawianych układów [106]. Jako właściwości omawianych układów są traktowane związki między wielkościami zaciskowymi, które występują w tych układach jako odpowiedzi na sinusoidalne wymuszenia (napięcia zasilania) w stanie ustalonym ze względu na pobudzenie (stały sygnał sterujący) w warunkach pracy omawianych układów. W tym rozdziale przedstawiono wyniki analizy funkcji układowych i właściwości układów transformujących napięcia przemienne z modelami obwodowymi uśrednionymi sterowników, które przedstawiono w rozdziale poprzednim. Są w nim przedstawione wyniki badań teoretycznych, symulacyjnych oraz eksperymentalnych, które całkowicie lub częściowo były prezentowane w wymienianych już wcześniej pracach własnych autora [16] – [19], [21], [22] oraz pracach zespołowych z udziałem autora [23] – [25], [27] – [35], [37], [42], [44], [68], [71], [80], [116], [119] – [129], [131].

W tym rozdziale są również przedstawione funkcje układowe SM i SMR oraz właściwości układów z tymi sterownikami w formie graficznej (charakterystyki statyczne). Przy analizie przedstawionych charakterystyk należy uwzględnić parametry układów, które zestawiono w tablicach F.1 oraz F.2 (dodatek F). W warunkach pracy, które są traktowane jako warunki dopasowania oraz niedopasowania w omawianych układach występują relacje parametrów określone odpowiednio zależnościami (4.1) oraz (4.2).

$$\underline{Z}_L = R_L = \sqrt{\frac{L_S}{C_L}} = \sqrt{\frac{L_S}{C}} = \sqrt{\frac{L_L}{C_L}} = \sqrt{\frac{L}{C}}, \quad (4.1) \quad \underline{Z}_L = R_L \neq \sqrt{\frac{L_S}{C}} \neq \sqrt{\frac{L_L}{C_L}}. \quad (4.2)$$

4.2. Zależności

Układy matrycowe

Zależności podstawowych funkcji układowych SM oraz właściwości układów z modelami obwodowymi uśrednionymi SM zestawiono w tabl. 4.1.

Tablica 4.1. Zależności podstawowych funkcji układowych SM oraz właściwości układów z modelami obwodowymi uśrednionymi SM (rysunki rys. 3.2, rys. 3.6 oraz rys. 3.7)

NAZWA / DEFINICJA	ZALEŻNOŚĆ:		
	UKŁAD Z SM JEDNOB. (rys.3.2a)	UKŁAD Z SM DWUBIEG. (rys.3.2b)	UKŁADY Z SM ORAZ FILTRAMI LC (rysunki 3.6 oraz 3.7)
Impedancja wejściowa / $\underline{Z}_1 = \frac{U_S}{I_S}$	$\frac{1}{D^2} \underline{Z}_L$	$\frac{1}{(2D-1)^2} \underline{Z}_L$	$\underline{Z}_1 = \frac{A_{11} \underline{Z}_L + A_{12}}{A_{21} \underline{Z}_L + A_{22}}$
Impedancja wyjściowa / $\underline{Z}_2 = \left(\frac{U_L}{I_L} \right)_{U_S=0}$	$D^2 \underline{Z}_S$	$(2D-1)^2 \underline{Z}_S$	$\underline{Z}_2 = \frac{A_{22} \underline{Z}_S - A_{12}}{A_{11} + A_{21} \underline{Z}_S}$
Transmitancja napięciowa / $\underline{H}_{ul} = \frac{U_L}{U_S}$	D	$(2D-1)$	$\underline{H}_{ul} = \frac{1}{A_{11} + A_{12} / \underline{Z}_L}$
Transmitancja prądowa / $\underline{H}_{il} = \frac{I_L}{I_S}$	$\frac{1}{D}$	$\frac{1}{(2D-1)}$	$\underline{H}_{il} = \frac{1}{A_{22} + A_{21} \underline{Z}_L}$
Wsp. mocy (wsp. przes.) / $\lambda_S = \frac{P_S}{S_S} = \cos(\arg \underline{Z}_1)$	$\cos \varphi_L$		$\lambda_S = \cos(\arg \underline{Z}_1) = \cos \varphi_S$
Gdzie:	$\begin{aligned} A_{11} &= (A_{S11} A_{C11} + A_{S12} A_{C21}) A_{L11} + (A_{S11} A_{C12} + A_{S12} A_{C22}) A_{L21} \\ A_{12} &= (A_{S11} A_{C11} + A_{S12} A_{C21}) A_{L21} + (A_{S11} A_{C12} + A_{S12} A_{C22}) A_{L22} \\ A_{21} &= (A_{S21} A_{C11} + A_{S22} A_{C21}) A_{L11} + (A_{S21} A_{C12} + A_{S22} A_{C22}) A_{L21} \\ A_{22} &= (A_{S21} A_{C11} + A_{S22} A_{C21}) A_{L21} + (A_{S21} A_{C12} + A_{S22} A_{C22}) A_{L22} \end{aligned}$		

Podstawowe zależności w układach z SM izolowanymi są podobne do zależności zestawionych w tabl. 4.1. Należy tylko uwzględnić przekładnię napięciową transformatora p . Np. dla układu z SM dwubiegunowym:

$$\underline{Z}_1 = \frac{U_s}{I_s} = \frac{\frac{p}{(2D-1)} U_L}{\frac{(2D-1)}{p} I_L} = \left(\frac{p}{2D-1} \right)^2 \underline{Z}_L. \quad (4.3)$$

Układy matrycowo-reaktancyjne

Korzystając z teorii opisu zaciskowego [106], [137], w tabl. 4.2 zestawiono ogólne zależności podstawowych funkcji układowych SMR oraz właściwości układów z modelami obwodowymi uśrednionymi tych sterowników. Jak już o tym wspomniano w podrozdziale 3.4, zależności opisujące parametry łańcuchowe SMR jedno- i dwubiegunowych o topologiach podstawowych typu boost, buck-boost, Ćuk, Zeta, Sepic oraz Ćuk B1 i Ćuk B2 zamieszczono w dodatku D, odpowiednio w tabl. D.4 oraz tabl. D.3 [18], [21], [22]. Zależności opisujące parametry łańcuchowe SMR jednobiegunowego izolowanego o topologii typu Ćuk zamieszczono w tym samym dodatku w tabl. D.5.

Tablica 4.2. Zależności podstawowych funkcji układowych SMR oraz właściwości układów z modelami obwodowymi uśrednionymi SMR

NAZWA / DEFINICJA	ZALEŻNOŚCI DLA:	
	OBWODU GŁÓWNEGO	KOMPLETNEGO SMR
Impedancja wej. / $\underline{Z}_1 = \frac{U_s}{I_s}$	$\frac{\underline{A}_{c11} \underline{Z}_L + \underline{A}_{c12}}{\underline{A}_{c21} \underline{Z}_L + \underline{A}_{c22}}$	$\frac{\underline{A}_{11} \underline{Z}_L + \underline{A}_{12}}{\underline{A}_{21} \underline{Z}_L + \underline{A}_{22}}$
Impedancja wyj. / $\underline{Z}_2 = \left(\frac{U_2}{-I_2} \right)_{U_s=0}$	$\frac{\underline{A}_{c22} \underline{Z}_s - \underline{A}_{c12}}{\underline{A}_{c21} \underline{Z}_s - \underline{A}_{c11}}$	$\frac{\underline{A}_{22} \underline{Z}_s - \underline{A}_{12}}{\underline{A}_{21} \underline{Z}_s - \underline{A}_{11}}$
Transmit. napięciowa / $\underline{H}_v = \frac{U_2}{U_s}$	$\frac{1}{\underline{A}_{c11} + \underline{A}_{c12} / \underline{Z}_L}$	$\frac{1}{\underline{A}_{11} + \underline{A}_{12} / \underline{Z}_L}$
Transmitancja prądowa / $\underline{H}_i = \frac{I_2}{I_s}$	$\frac{1}{\underline{A}_{c22} + \underline{A}_{c21} \underline{Z}_L}$	$\frac{1}{\underline{A}_{22} + \underline{A}_{21} \underline{Z}_L}$
Współczynnik mocy (wsp. przes.) / $\lambda_s = \frac{P_s}{S_s} = \cos(\arg Z_1)$	$\cos \left(\arg \frac{\underline{A}_{c11} \underline{Z}_L + \underline{A}_{c12}}{\underline{A}_{c21} \underline{Z}_L + \underline{A}_{c22}} \right)$	$\cos \left(\arg \frac{\underline{A}_{11} \underline{Z}_L + \underline{A}_{12}}{\underline{A}_{21} \underline{Z}_L + \underline{A}_{22}} \right)$

Uproszczone (idealne) zależności współczynników transformacji napięcia oraz prądu w omawianych układach z SMR jedno- i dwubiegunowymi zestawiono odpowiednio w tablicach 4.3 oraz 4.4.

Tablica 4.3. Uproszczone zależności współczynników transformacji napięcia oraz prądu w układach z modelami obwodowymi uśrednionymi SMR jednobiegunowych o topologiach podstawowych

WSPÓŁCZYNNIK TRANSFORMACJI:	ZALEŻNOŚĆ DLA TOPOLOGII:				
	BOOST	BUCK-BOOST	ĆUK	ZETA	SEPIC
Napięcia U_{Lmax} / U_{Smax}	$\frac{1}{1-D}$		$\frac{D}{1-D}$		
Prądu I_{Lmax} / I_{Smax}	$1-D$		$\frac{1-D}{D}$		

Tablica 4.4. Uproszczone zależności współczynników transformacji napięcia oraz prądu w układach z modelami obwodowymi uśrednionymi SMR dwubiegunowych o topologiach podstawowych

WSPÓŁCZYNNIK TRANSFORMACJI:	ZALEŻNOŚĆ DLA TOPOLOGII:	
	Ćuk B1	Ćuk B2
Napięcia U_{Lmax} / U_{Smax}	$\frac{(1-D)}{(1-2D)}$	$\frac{(1-2D)}{(1-D)}$
Prądu I_{Lmax} / I_{Smax}	$\frac{(1-2D)}{(1-D)}$	$\frac{(1-D)}{(1-2D)}$

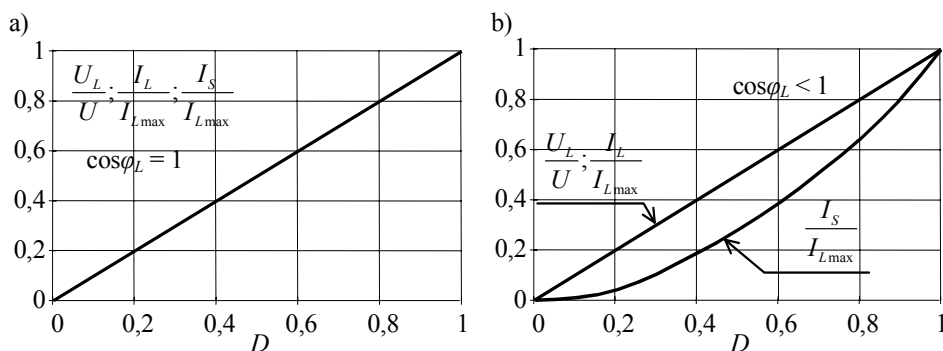
4.3. Przegląd charakterystyk układów matrycowych

W układach z SM transformowanie napięć przemiennych jest realizowane ze współczynnikiem transformacji napięcia oraz prądu o wartościach od 0 do 1. Ilustrują to charakterystyki napięć i prądów w układach z SM (rys. 3.2) pokazane na rysunkach 4.1 oraz 4.2.

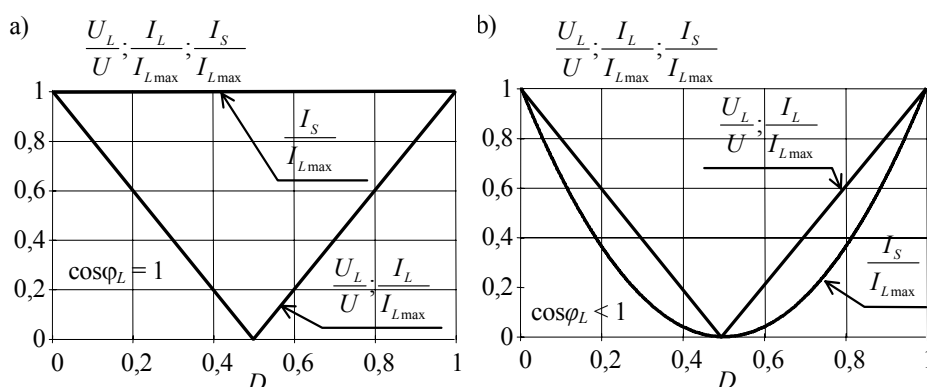
Dla układów z SM izolowanymi dla przekładni napięciowej transformatora $p \neq 1$ charakterystyki napięcia i prądów są podobne do pokazanych na rysunkach 4.1 oraz 4.2. Odpowiednio do wartości przekładni zmienia się tylko ich położenie w odniesieniu do charakterystyk dla $p = 1$.

Proponowana w pracy metoda modelowania pozwala na prostą analizę wpływu parametrów filtrów dolnoprzepustowych LC na wejściowy współczynnik mocy (współczynnik przesunięcia) w układach z SM oraz filtrami LC (ry-

sunki 3.6, 3.7). Przykłady charakterystyk współczynnika mocy (współczynnika przesunięcia) dla różnych parametrów filtrów pokazano na rys. 4.3 [19]. Przykład wyników badań eksperymentalnych omawianych charakterystyk pokazano na rysunkach 4.4 oraz 4.5 [27], [128].



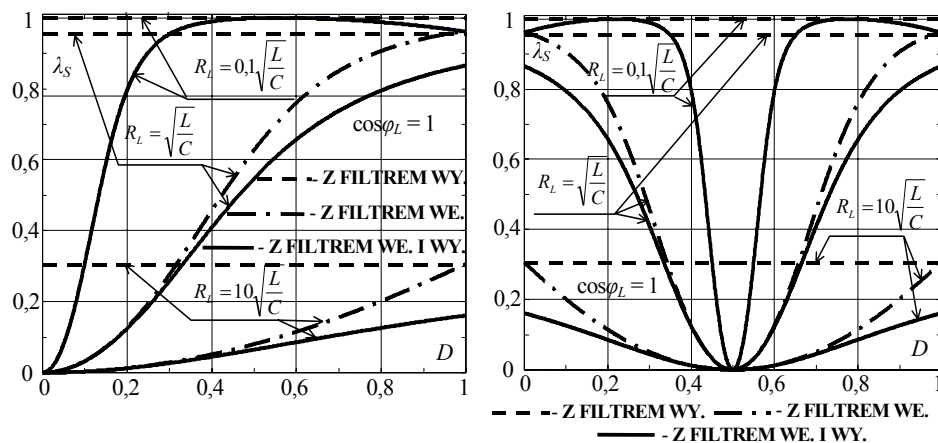
Rys. 4.1. Zależności względne wartości skutecznych napięcia i prądu obciążenia oraz prądu źródła od współczynnika D w układzie z SM jednobiegunowym (rys. 3.2a),
a) $\cos\varphi_L = 1$, b) $\cos\varphi_L < 1$



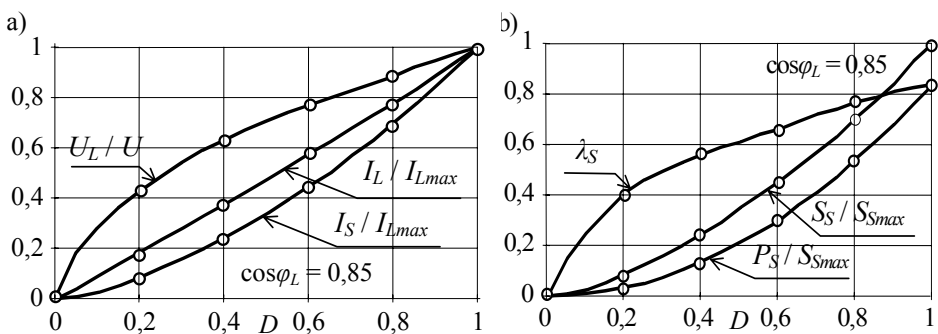
Rys. 4.2. Zależności względne wartości skutecznych napięcia i prądu obciążenia oraz prądu źródła od współczynnika D w układzie z SM dwubiegunowym (rys. 3.2b),
a) $\cos\varphi_L = 1$, b) $\cos\varphi_L < 1$

Charakterystyki pokazane na rys. 4.5 ilustrują korzystne zmniejszanie “kosztów” stosowania filtra wejściowego LC w omawianych układach przy wzroście częstotliwości przełączania f_S . Dwukrotne zmniejszenie wartości indukcyjności L_F oraz pojemności C_F przy jednoczesnym zwiększeniu częstotliwości przełączania daje poprawę jakości przekształcania przy mniejszych

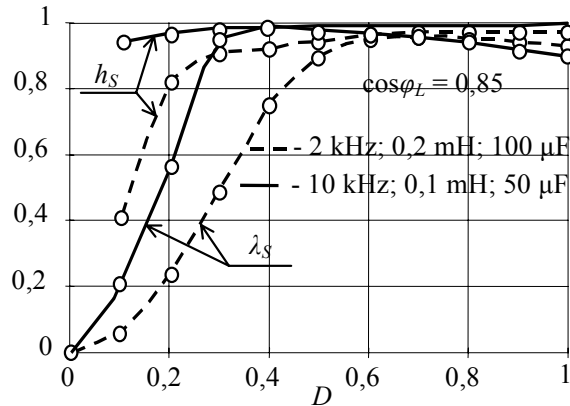
“kosztach” filtracji. Uzyskujemy wówczas zwiększenie współczynnika deformacji prądu źródła h_S oraz wejściowego współczynnika mocy λ_S , który wynika dodatkowo ze wzrostu wartości współczynnika przesunięcia prądu źródła na skutek zmniejszenia pojemności filtru. Ponadto, zależności wejściowego współczynnika mocy λ_S pokazane na rys. 4.5 potwierdzają teoretyczne zależności tego współczynnika pokazane na rys. 4.3



Rys. 4.3. Zależności wejściowego współczynnika mocy λ_S (współczynnika przesunięcia) od współczynnika D w układach z SM i filtrami LC
 $(\sqrt{L_{FL}/C_{FL}} = \sqrt{L_{FS}/C_{FS}} = \sqrt{L/C})$ (rysunki 3.6, 3.7)



Rys. 4.4. Eksperymentalne charakterystyki układu z SM jednobiegunowym (rys. 2.19), a) zależności względne wartości skutecznego napięcia i prądu fazowego obciążenia oraz prądu fazowego źródła, b) zależności względnej wartości mocy czynnej i pozornej źródła oraz wejściowego współczynnika mocy



Rys. 4.5.. Zależności wejściowego współczynnika mocy λ_s oraz współczynnika deformacji prądu źródła h_s od współczynnika wypełnienia impulsu D w układzie jak na rys. 2.19 dla obciążenia o mocy ok. 25 kVA, $\cos \varphi_L = 0.85$

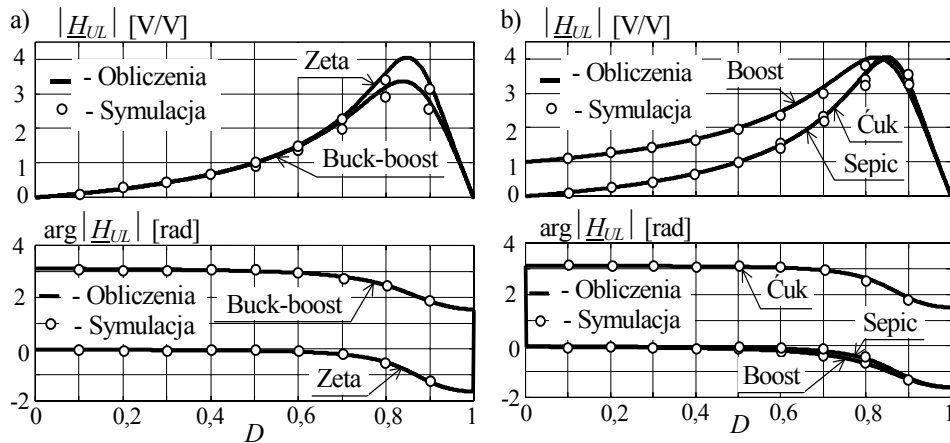
4.4. Przegląd charakterystyk układów matrycowo-reaktancyjnych

Transformowanie napięcia

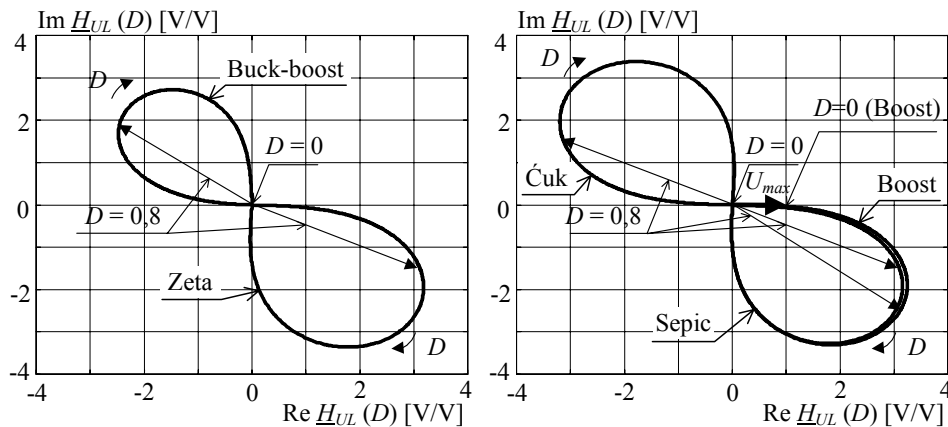
W warunkach dopasowania (4.1). Przykłady zależności modułu i fazy transmitancji napięciowej oraz charakterystyk amplitudowo-fazowych tej transmitancji w układach z SMR jednobiegunowymi o topologiach podstawowych (rysunki 3.12, 3.13) pokazano na rysunkach 4.6, 4.7 [17], [18], [32], [38], [41], [44]. Te zależności w układach z SMR dwubiegunowymi (rysunki 3.22, 3.23) są pokazane na rysunkach 4.8, 4.9 [21], [22], [41], [42], [44].

Pokazane na rysunkach 4.6 oraz 4.8 charakterystyki są zestawione razem z wynikami badań symulacyjnych transmitancji napięciowej omawianych układów z łącznikami idealnymi (układów niestacjonarnych) dla częstotliwości przełączania $f_s = 5$ kHz. Z tych rysunków widać zbieżność wyników analizy teoretycznej (tabl. 4.2) z wynikami badań symulacyjnych. Potwierdzają to również wyniki badań eksperymentalnych omawianych układów pokazane na rys. 4.10 oraz zamieszczone w pracach [17], [31], [33], [37]. Ponadto, pokazane charakterystyki potwierdzają, że w omawianych układach jest możliwe jednobiegunowe (rysunki 4.6, 4.7) lub dwubiegunowe (rysunki 4.8, 4.9) transformowanie napięcia typu buck-boost. Napięcie obciążenia może być mniejsze lub większe od napięcia zasilania, zależnie od wartości współczynnika wypełnienia impulsu D (sygnału sterującego). Ponadto w układach z SMR jednobiegunowymi o topologiach typu buck-boost oraz Ćuk występuje “odwracanie fazy”

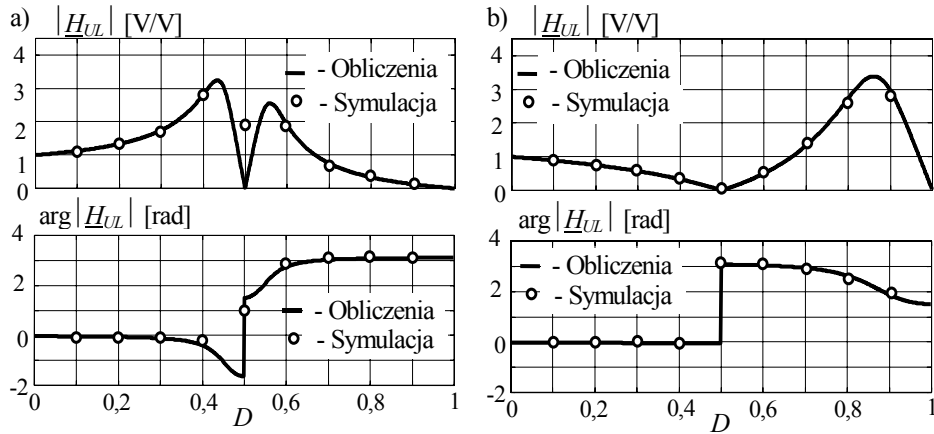
napięcia obciążenia, natomiast w pozostałych układach napięcie obciążenia jest w fazie z napięciem zasilania w prawie całym zakresie zmian D (rysunki 4.6, 4.7). W przedstawionych układach z SMR dwubiegunowymi, jeśli $D < 0,5$ to napięcie obciążenia jest w fazie z napięciem zasilania, a jeśli $D > 0,5$ to napięcie obciążenia jest w przeciwfazie względem napięcia zasilania (rysunki 4.8, 4.9).



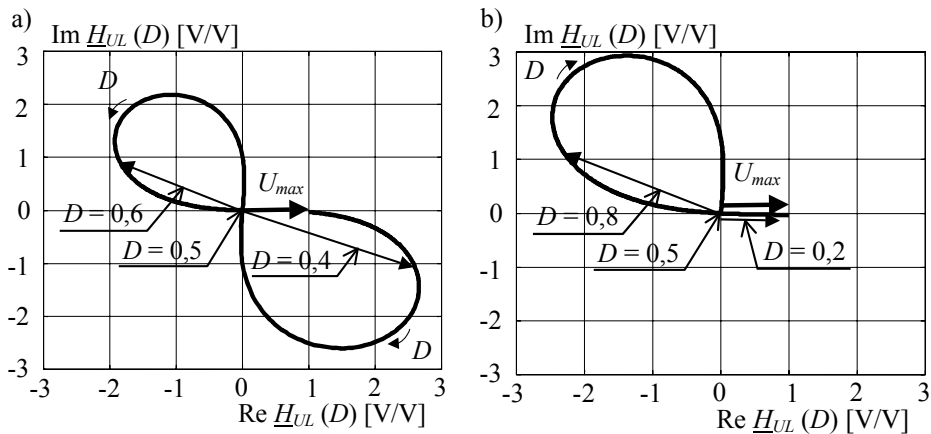
Rys. 4.6. Zależności modułu i fazy transmitancji napięciowej od współczynnika D w układach z SMR jednobiegunowymi o topologiach podstawowych w warunkach dopasowania (4.1), a) rodzina typu buck (rys. 3.12), b) rodzina typu boost (rys. 3.13)



Rys. 4.7. Charakterystyki amplitudowo-fazowe transmitancji napięciowej od współczynnika D w układach z SMR jednobiegunowymi o topologiach podstawowych w warunkach dopasowania (4.1), a) rodzina typu buck, b) rodzina typu boost

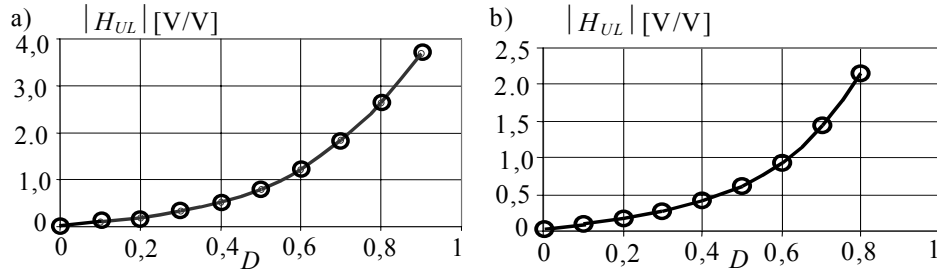


Rys. 4.8. Zależności modułu i fazy transmitancji napięciowej od współczynnika D w układach z SMR dwubiegunowymi w warunkach dopasowania (4.1), a) układ o topologii typu Ćuk B1 (rys. 3.22), b) układ o topologii typu Ćuk B2 (rys. 3.23)

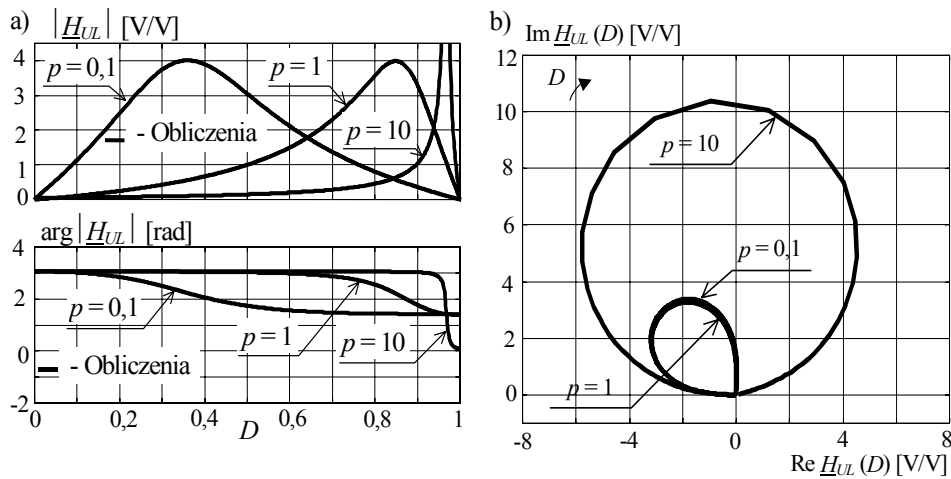


Rys. 4.9. Charakterystyki amplitudowo-fazowe transmitancji napięciowej w warunkach dopasowania (4.1), a) układ o topologii typu Ćuk B1, b) układ o topologii typu Ćuk B2

Przykład wyników badań wpływu wartości przekładni napięciowej p transformatora TR w układzie z SMR izolowanym o topologii typu Ćuk (rys. 3.26) pokazano na rys. 4.11. Jest istotne, że wartość przekładni napięciowej w sposób istotny wpływa nie tylko na moduł, ale również na fazę napięcia wyjściowego w tym układzie.



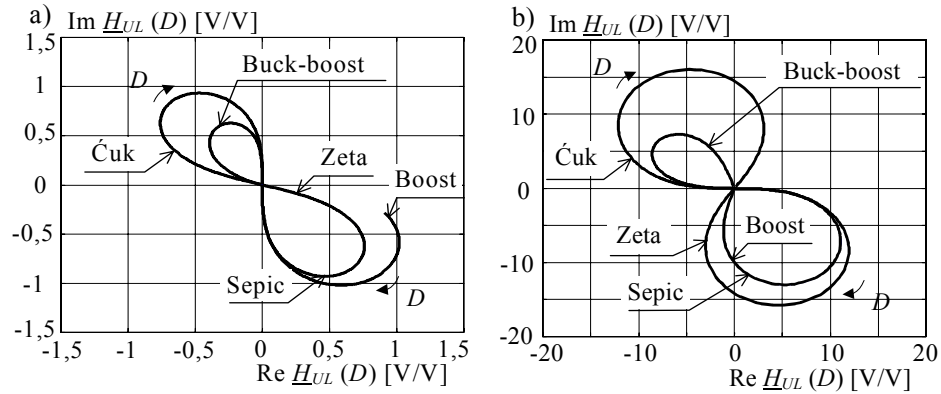
Rys. 4.10. Eksperymentalne charakterystyki modułu transmitancji napięciowej w układach z SMR o topologii typu, a) Ćuk (rys. 2.44), b) Sepic (rys. 2.46d)



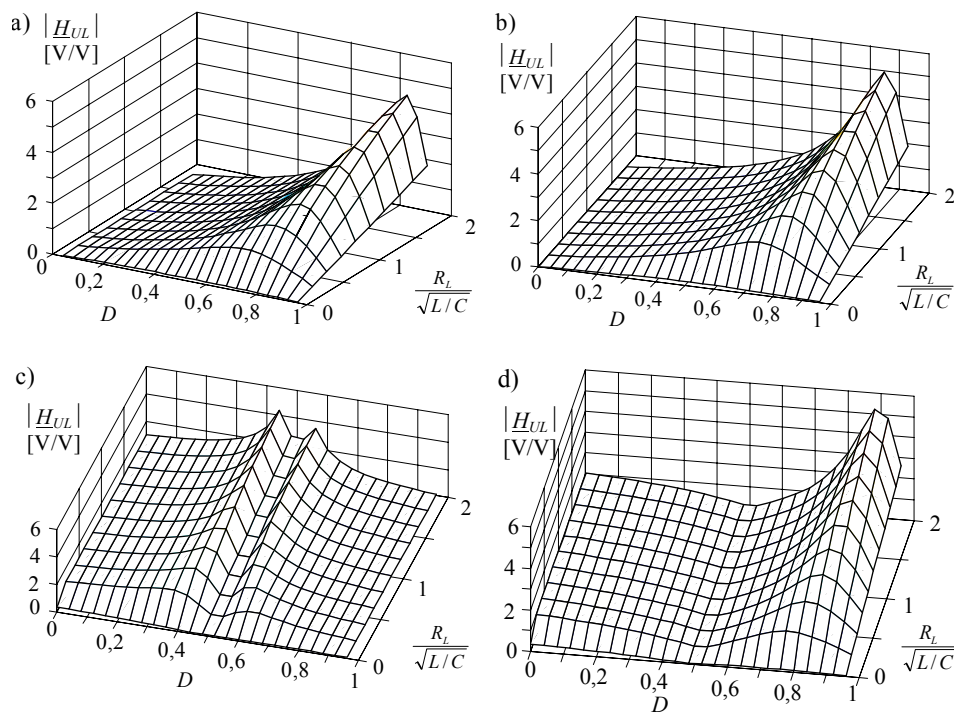
Rys. 4.11. Zależności transmitancji napięciowej od współczynnika D oraz przekładni napięciowej p w układzie z SMR izolowanym o topologii typu Ćuk (rys. 3.26) w warunkach dopasowania (4.1), a) modu i faza, b) charakterystyki amplitudowo-fazowe

W warunkach niedopasowania (4.2). Przykłady charakterystyk amplitudowo-fazowych transmitancji napięciowej w układach z SMR o topologiach podstawowych (rysunki 3.12, 3.13) pokazano na rys. 4.12.

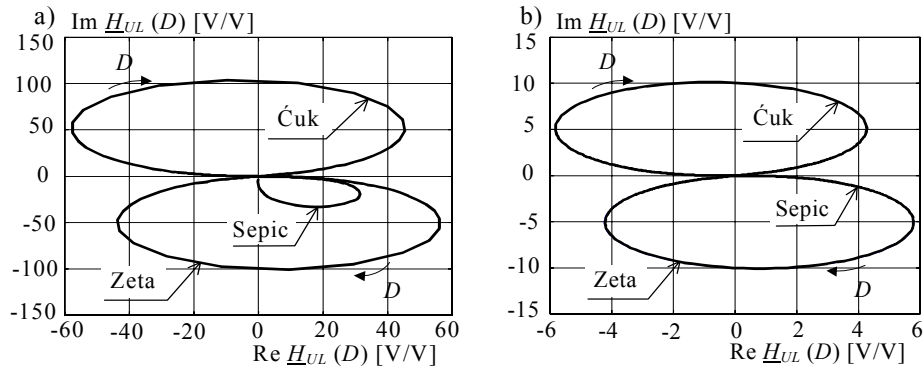
Wpływ niedopasowania obciążenia na zależności modułu transmitancji napięciowej ilustruje również rys. 4.13. Widać, że w omawianych układach wraz ze wzrostem obciążenia zwiększa się ich “wzmocnienie napięciowe”. W omawianych układach o topologiach wyższego rzędu, np.: typu Ćuk, Zeta, Sepic, Ćuk B1 oraz B2, może wystąpić również wewnętrzne niedopasowanie parametryczne ($\sqrt{L_s/C} \neq \sqrt{L_l/C_l}$). Przykłady charakterystyk transmitancji napięciowej w tych warunkach pracy pokazano na rysunkach 4.14 oraz 4.15.



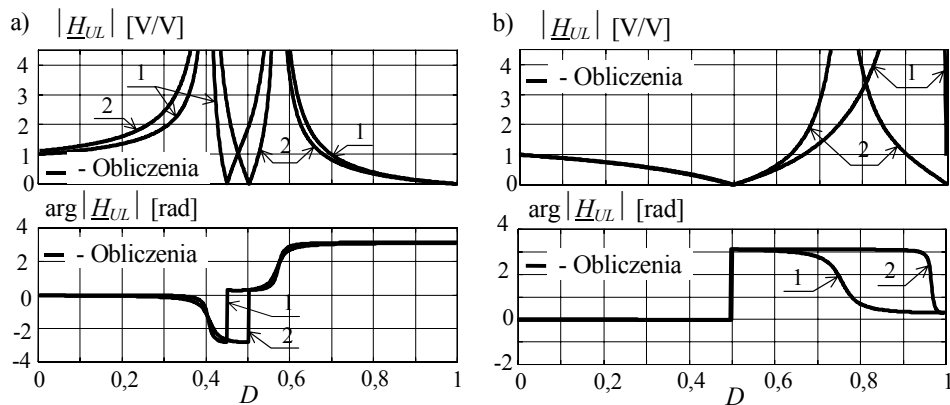
Rys. 4.12. Charakterystyki amplitudowo-fazowe transmitancji napięciowej w układach z SMR o topologiach podstawowych w warunkach niedopasowania obciążenia (4.2), a) dla $R_L = 0,1\sqrt{L/C}$, b) dla $R_L = 10\sqrt{L/C}$



Rys. 4.13. Zależności modułu transmitancji napięciowej od współczynnika D oraz względnej wartości rezystancji obciążenia w układach z SMR o topologiach typu, a) buck-boost, b) Sepic, c) Ćuk B1, d) Ćuk B2

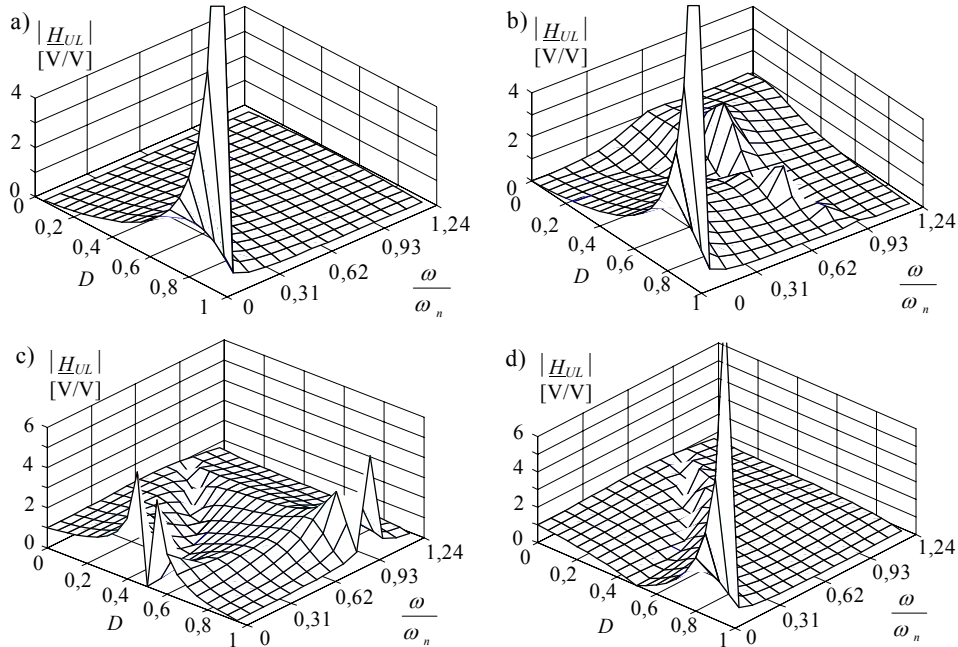


Rys. 4.14. Charakterystyki amplitudowo-fazowe transmitancji napięciowej w warunkach wewnętrznego niedopasowania parametrycznego (tabl. F.2), a) dla $\sqrt{L_s/C} = 0,01\sqrt{L_L/C_L}$, b) dla $\sqrt{L_s/C} = 100\sqrt{L_L/C_L}$



Rys. 4.15. Zależności modułu i fazy transmitancji napięciowej od współczynnika D w warunkach wewnętrznego niedopasowania parametrycznego (tabl.F.2) w układach o topologiach, a) typu Ćuk B1, b) typu Ćuk B2; 1 - dla $\sqrt{L_s/C} = 0,01\sqrt{L_L/C_L}$, 2 - dla $\sqrt{L_s/C} = 100\sqrt{L_L/C_L}$

Jest oczywiste, że w omawianych układach wartości pulsacji własnych nie tłumionych powinny być znacznie mniejsze od pulsacji przełączania ω_S . Jest to związane z większą efektywnością filtracji wyższych harmonicznych napięć i prądów w tych układach, zwłaszcza napięcia obciążenia i prądu źródła zasilania. Istotny wpływ na transformowanie napięcia w tych układach mają relacje pomiędzy pulsacjami własnymi nie tłumionymi SMR a pulsacjami przełączania i napięcia zasilającego. Na rys. 4.16 pokazano przykłady zależności modułu transmitancji napięciowej przy zmianach pulsacji napięcia zasilającego w warunkach dopasowania (4.1).

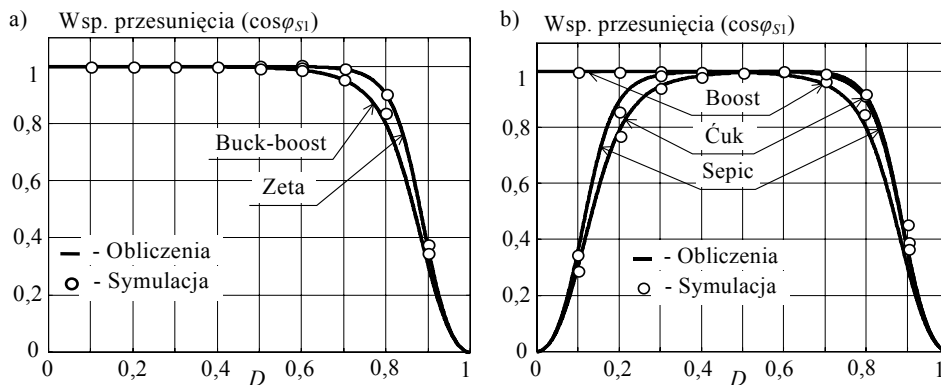


Rys. 4.16. Zależności modułu transmitancji napięciowej od współczynnika D oraz pulsacji względnej napięcia zasilającego w warunkach dopasowania (4.1) dla układów z SMR o topologiach typu a) buck-boost, b) Sepic, c) Ćuk B1, d) typu Ćuk B2

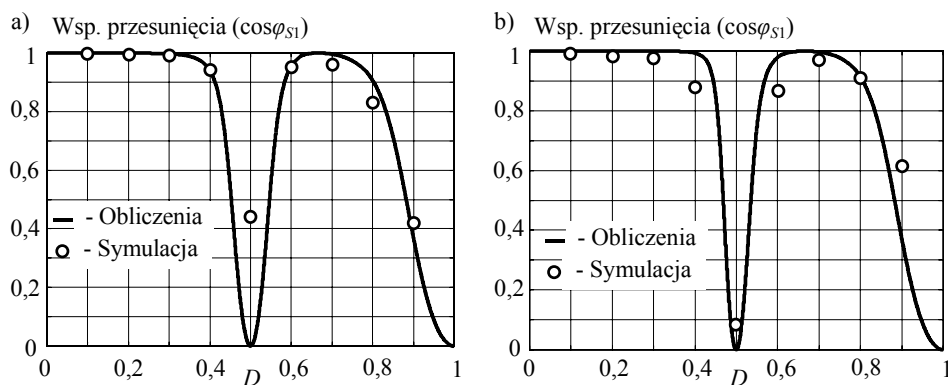
Zwiększanie względnej wartości pulsacji napięcia zasilania (ω/ω_n) jest adekwatne do zmniejszenia wartości pulsacji własnej nie tłumionej ω_n ($1/\sqrt{LC}$) przy stałej wartości pulsacji napięcia zasilania ω . Z rys. 4.16 widać, że w analizowanych układach występuje zmniejszanie modułu transmitancji napięciowej, jeśli przy stałej wartości ω zmniejsza się wartość ω_n . Ponadto widać, że jeśli $\omega \approx \omega_n$, to występują lokalne zmiany modułu i fazy transmitancji napięciowej, które mają charakter złożonych zmian rezonansowych [31], [37].

Współczynnik mocy

W warunkach dopasowania (4.1). Przykłady zależności współczynnika mocy (współczynnika przesunięcia) w układach z SMR jednobiegunowymi o topologiach podstawowych (rysunki 3.12, 3.13) pokazano na rys. 4.17 [17], [18], [31], [37]. Te zależności w układach z SMR dwubiegunowymi (rysunki 3.22, 3.23) są pokazane na rys. 4.18 [21], [22], [42]. Pokazane charakterystyki są zestawione razem z wynikami badań symulacyjnych wejściowego współczynnika mocy omawianych układów z łącznikami idealnymi (układów niestacjonarnych) ($f_s = 5$ kHz). Z rysunków widać zbieżność wyników tych badań.

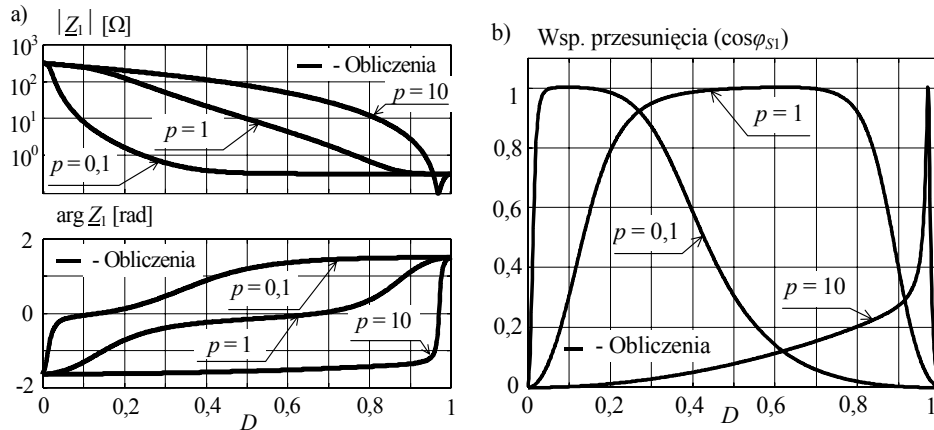


Rys. 4.17. Zależności współczynnika przesunięcia od współczynnika D w układach z SMR jednobiegunowymi o topologiach podstawowych w warunkach dopasowania (4.1), a) rodzina typu buck, b) rodzina typu boost



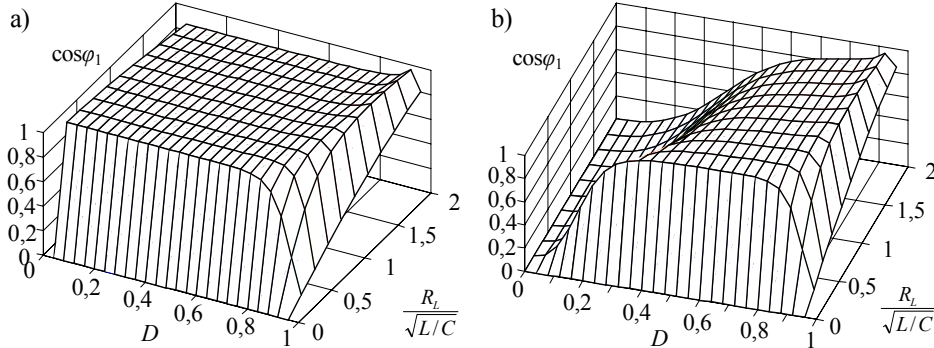
Rys. 4.18. Zależności współczynnika przesunięcia od współczynnika D w układach z SMR dwubiegunowymi w warunkach dopasowania (4.1), a) układ o topologii typu B1, b) układ o topologii typu B2

Na rys. 4.19 pokazano przykład zależności współczynnika mocy (współczynnika przesunięcia) w układzie z SMR izolowanym o topologii typu Ćuk (rys.3.26). Widać, że wartość przekładni napięciowej p transformatora TR w istotny sposób wpływa na przebieg charakterystyk współczynnika mocy w tym układzie. Ponadto, zmiany zależności współczynnika mocy pokazane na tym rysunku potwierdzają, że wprowadzenie transformatora do układu SMR zwiększa stopień swobody w kształtowaniu właściwości omawianych układów.



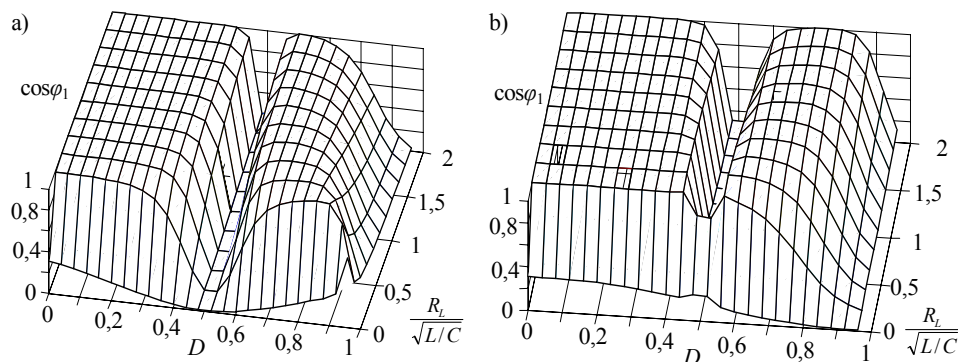
Rys. 4.19. Zależności impedancji wejściowej i współczynnika przesunięcia od współczynnika D oraz przekładni napięciowej p w układzie z SMR izolowanym o topologii typu Ćuk (rys. 3.26) w warunkach dopasowania (4.1), a) moduł i faza impedancji wejściowej, b) współczynnik przesunięcia

W warunkach niedopasowania (4.2). Wpływ zmian obciążenia na zależności współczynnika przesunięcia ilustrują rysunki 4.20 oraz 4.21.

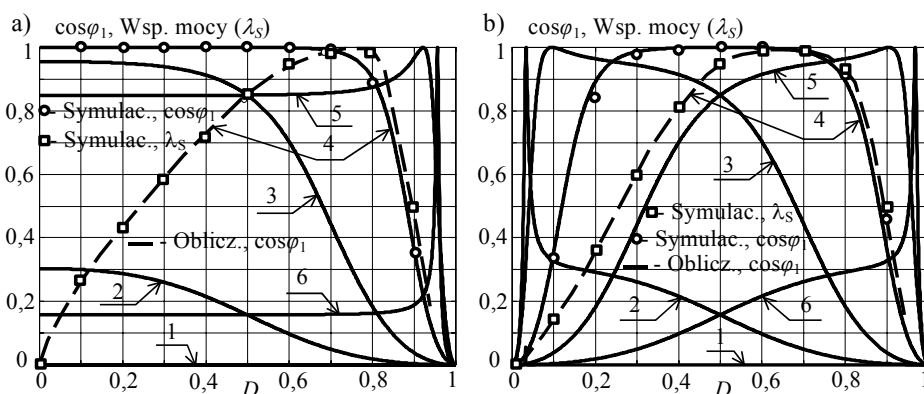


Rys. 4.20. Zależności współczynnika przesunięcia od współczynnika D oraz względnej wartości rezystancji obciążenia w układach z SMR jednobiegunowymi o topologiach: a) typu buck-boost, b) typu Sepic

W omawianych układach wartość współczynnika mocy jest dodatkowo zmniejszana (pogarszana) na skutek odkształceń prądu źródła. Przykłady charakterystyk współczynnika mocy przy uwzględnieniu wyższych harmonicznych prądu źródła (w układzie niestacjonarnym) są pokazane na rys. 4.22 [37], [83]. Widać pogarszanie (zmniejszanie) współczynnika mocy w układzie z łącznikami idealnymi powodowane wyższymi harmonicznymi prądu źródła.



Rys. 4.21. Zależności współczynnika przesunięcia od współczynnika D oraz względnej wartości rezystancji obciążenia w układach z SMR dwubiegunowymi o topologiach, a) typu Ćuk B1, b) typu Ćuk B2

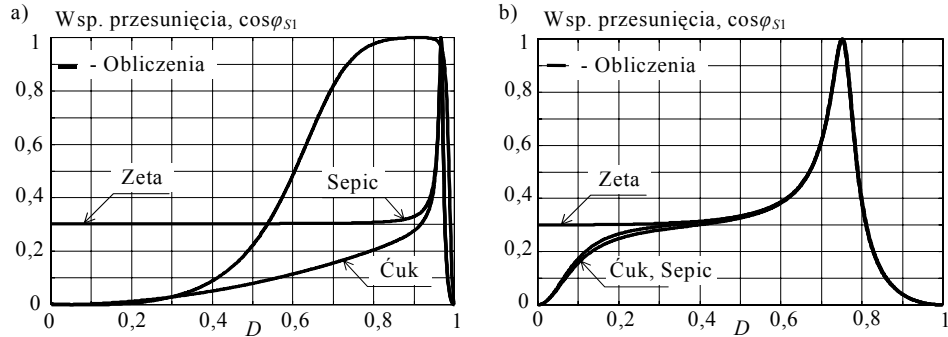


Rys. 4.22. Zależności współczynnika mocy od współczynnika D w warunkach niedopasowania obciążenia $R_L = l \times \sqrt{L_L / C_L}$ w układach z SMR jednobiegunowymi o topologiach typu, a) Zeta, b) Sepic

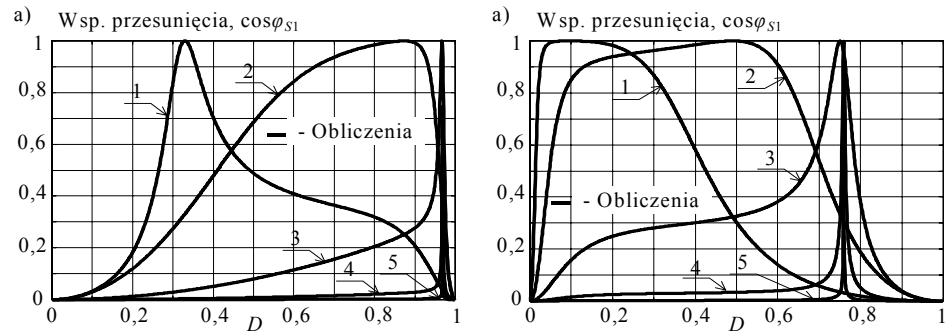
$$1 - l = 0, 2 - l = 0,01, 3 - l = 0,1, 4 - l = 1, 5 - l = 10, 6 - l = 100$$

Przykłady wpływu wewnętrznego niedopasowania parametrycznego na zależności współczynnika przesunięcia ilustrują rysunki rys. 4.23, rys. 4.24 oraz rys. 4.25. Daje to możliwość wykorzystywania omawianych układów jako dwójników o regulowanej reaktancji (rys. 5.12) [17], [31], [33] - [35].

Jak już o tym wspomniano wcześniej, jeśli wartość (ω/ω_n) jest niewystarczająco mała, to w omawianych układach występują złożone zjawiska rezonansowe (rys. 4.16). Przykład zmian zależności współczynnika przesunięcia potwierdzających występowanie tych zjawisk jest pokazany na rys. 4.26.

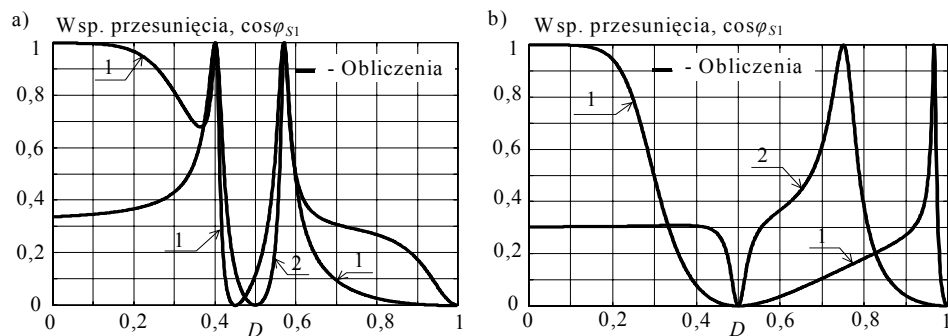


Rys. 4.23. Zależności współczynnika przesunięcia od współczynnika D w układach z SMR jednobiegunowych o topologiach podstawowych w warunkach niedopasowania parametrycznego (tabl.F.2), a) dla $\sqrt{L_s/C} = 0,01\sqrt{L_L/C_L}$, b) dla $\sqrt{L_s/C} = 100\sqrt{L_L/C_L}$

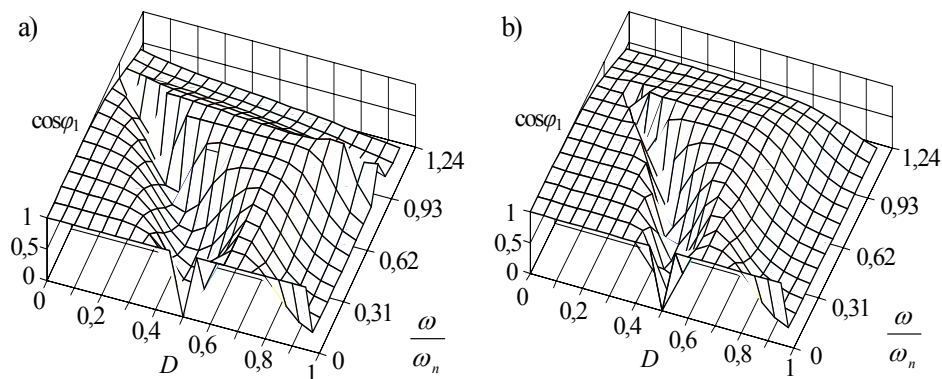


Rys. 4.24. Zależności współczynnika przesunięcia od współczynnika D w układzie z SMR o topologii typu Ćuk w warunkach niedopasowania parametrycznego (tabl.F.2), a) dla $\sqrt{L_s/C} = 0,01\sqrt{L_L/C_L}$, b) dla $\sqrt{L_s/C} = 100\sqrt{L_L/C_L}$

1 – $R_L = 0,1 \Omega$, 2 – $R_L = 1 \Omega$, 3 – $R_L = 10 \Omega$, 4 – $R_L = 100 \Omega$, 5 – $R_L = 1 \text{ k}\Omega$



Rys. 4.25. Zależności współczynnika mocy od współczynnika D w warunkach niedopasowania parametrycznego (tabl.F.2) w układach z SMR o topologiach: a) typu Ćuk B1, b) typu Ćuk B2; 1 - dla $\sqrt{L_s/C} = 0,01\sqrt{L_L/C_L}$, 2 - dla $\sqrt{L_s/C} = 100\sqrt{L_L/C_L}$



Rys. 4.26. Zależności współczynnika mocy od współczynnika D oraz pulsacji względnej napięcia zasilającego w warunkach dopasowania (4.1) w układach o topologiach: a) typu Ćuk B1, b) typu Ćuk B2

4.5. Zjawiska rezonansowe

W omawianych układach występują zjawiska rezonansowe, które ilustrują rysunki z charakterystykami właściwości tych układów zamieszczone w podrozdziale 4.4. Zależnie od parametrów układów występują zjawiska charakterystyczne zarówno dla rezonansu napięć, jak i rezonansu prądów [17], [31], [33], [37], [42], [44]. Uwzględniając proponowaną w pracy koncepcję opisu zaciskowego na podstawie zależności zestawionych w tablicach 4.1 oraz 4.2, wartości pulsacji rezonansowych występujących w omawianych układach są określane za pomocą warunku rezonansu szeregowego:

$$\operatorname{Im}(\underline{Z}_1) = \operatorname{Im}\left(\frac{\underline{A}_{11}\underline{Z}_L + \underline{A}_{12}}{\underline{A}_{21}\underline{Z}_L + \underline{A}_{22}}\right) = 0, \quad (4.3)$$

oraz warunku rezonansu równoległego:

$$\operatorname{Im}\left(\frac{1}{\underline{Z}_1}\right) = \operatorname{Im}\left(\frac{\underline{A}_{21}\underline{Z}_L + \underline{A}_{22}}{\underline{A}_{11}\underline{Z}_L + \underline{A}_{12}}\right) = 0. \quad (4.4)$$

Na podstawie warunków (4.3) i (4.4) oraz uwzględniając (4.1) dla układu z SMR o topologii typu buck-boost otrzymujemy odpowiednio zależności (4.5) oraz (4.6).

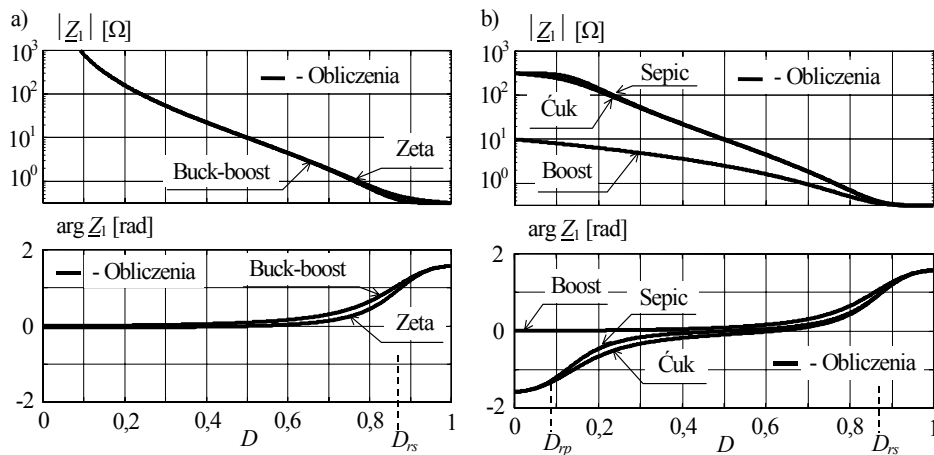
$$(1-D)^2 - \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2 - \frac{L}{R_L^2 C} = 0, \quad (4.5)$$

$$D^2 - D\left(2 + \frac{L}{R_L^2 C}\right) - \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2 + 1 = 0. \quad (4.6)$$

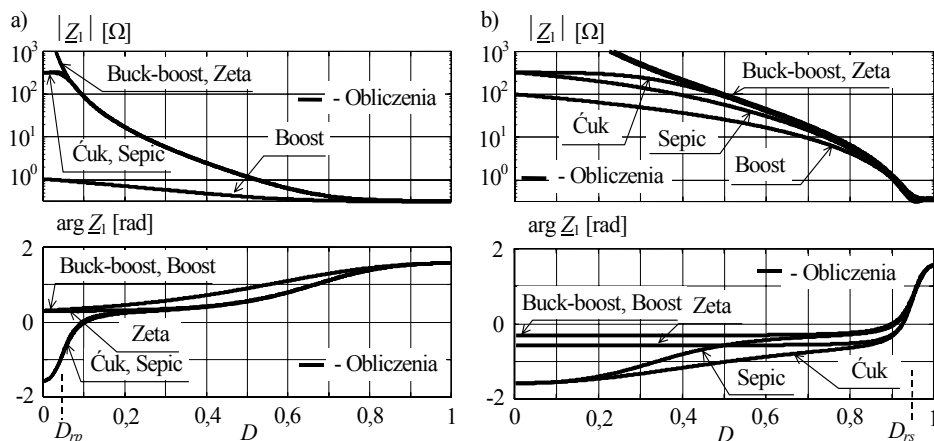
Stąd, otrzymujemy zależność wartości współczynnika wypełnienia impulsu D , przy której występuje rezonans szeregowy w warunkach dopasowania obciążenia ($R_L = \sqrt{L/C}$):

$$D_{rs} = 1 - \frac{\omega}{\omega_n} \sqrt{\frac{L}{R_L^2 C}} = 1 - \frac{\omega}{\omega_n}. \quad (4.7)$$

Tak określona wartość współczynnika wypełnienia impulsu odpowiada wartości tego współczynnika oznaczonej na rysunkach 4.27 oraz 4.28 pionową linią przerywaną. Na tych rysunkach pokazano charakterystyki modułu i fazy impedancji wejściowej w układach z SMR o topologiach podstawowych. Z zależności (4.6) wynika, że w układzie o topologii typu buck-boost nie występuje rezonans prądów (równoległy) w zakresie zmian współczynnika wypełnienia impulsu ($0 < D < 1$). Jest to również widoczne na rysunkach 4.27 oraz 4.28.



Rys. 4.27. Zależności modułu i fazy impedancji wejściowej od współczynnika D w układach z SMR jednobiegunowych o topologiach podstawowych w warunkach dopasowania (4.1), a) rodzina typu buck, b) rodzina typu boost



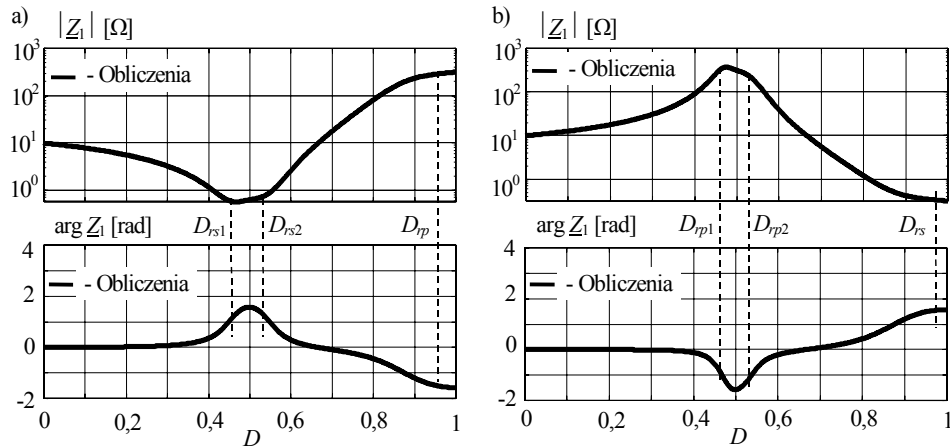
Rys. 4.28. Zależności modułu i fazy impedancji wejściowej od współczynnika D w układach z SMR jednobiegunowych o topologiach podstawowych w warunkach niedopasowania obciążenia, a) dla $R_L = 0,1\sqrt{L/C}$, b) dla $R_L = 10\sqrt{L/C}$

Podobnie otrzymujemy zależności wartości współczynnika impulsu dla rezonansu szeregowego D_{rs} oraz równoległego D_{rp} w pozostałych omawianych układach o topologiach podstawowych. W przypadku układów z SMR o topologiach czwartego rzędu (typu Ćuk, Zeta oraz Sepic) są one bardziej złożone, natomiast ich zależności przybliżone w warunkach dopasowania można określić za pomocą następujących wyrażeń [29], [31], [37], [44]:

$$D_{rs} \approx 1 - \frac{\omega}{\omega_n}, \quad (4.8)$$

$$D_{rp} \approx \frac{\omega}{\omega_n}. \quad (4.9)$$

Wartości współczynnika wypełnienia impulsu D , przy których występują zjawiska rezonansu napięć lub prądów w układach z SMR dwubiegunowymi pokazano na rys. 4.29. Widać, że charakterystyki modułu impedancji wejściowej obydwu układów są symetryczne względem osi symetrii $|Z_1| = \sqrt{L/C} = R_L$, natomiast charakterystyki fazy tej impedancji są symetryczne względem osi symetrii $\arg Z_1 = 0$. Ponadto widać, że w układzie o topologii typu Ćuk B1 rezonans szeregowy (rezonans napięć) występuje w otoczeniu wartości $D = 0,5$. Występuje również rezonans równoległy (rezonans prądów) w pobliżu wartości $D = 1$. W układzie o topologii typu Ćuk B2 zjawiska rezonansowe występują dla podobnych wartości D , odpowiednio do wspomnianej symetrii charakterystyk.



Rys. 4.29. Zależności modułu i fazy impedancji wejściowej od współczynnika D w układach z SMR dwubiegowymi w warunkach dopasowania (4.1),
 a) układ o topologii typu B1, b) układ o topologii typu B2

4.6. Podsumowanie

- Zależności opisujące podstawowe funkcje układowe SM i SMR oraz właściwości układów transformujących napięcia przemiennie z tymi sterownikami w stanie ustalonym (tablice 4.1, 4.2) dotyczą jedno- i trójfazowych układów z modelami obwodowymi uśrednionymi SM oraz SMR, które przedstawiono w rozdziale 3. Należy zaznaczyć, że dla skończonej częstotliwości przełączania są to zależności przybliżone oraz uwzględniające harmoniczne podstawowe zmiennych stanu.
- Pokazane w tym rozdziale przykłady wyników badań funkcji układowych SM i SMR oraz właściwości układów z tymi sterownikami (rysunki charakterystyk statycznych) ilustrują przydatność zaproponowanej metody modelowania jako prostego narzędzia do analizy szerokiej grupy omawianych układów.
- Właściwości układów matrycowych nie izolowanych (tabl. 4.1, rysunki 4.1, 4.2) są podobne do właściwości układów z transformatorami idealnymi obniżającymi napięcie zasilania. Uzyskanie napięcia obciążenia większego od napięcia zasilania w układach matrycowych wymaga zastosowania dodatkowego transformatora (4.3).
- W układach z SM filtry dolnoprzepustowe LC (wejściowy, wyjściowy), które są niezbędne do eliminowania odkształceń napięcia wyjściowego oraz

prądu wejściowego, niekorzystnie zmniejszają współczynnik mocy (współczynnik przesunięcia) (rysunki rys. 4.3, rys. 4.4 oraz rys. 4.5).

- W układach matrycowo-reaktancyjnych nie izolowanych (bez transformatora) jest możliwe zarówno zmniejszanie jak i zwiększanie napięcia zasilającego (transformowanie napięcia typu buck-boost) (rysunki 4.6 – 4.10). Ponadto, w układach z SMR dwubiegunowymi jest możliwa zmiana fazy napięcia wyjściowego (rysunki 4.8, 4.9).
- Funkcje układowe SMR oraz właściwości układów z tymi sterownikami silnie zależą od parametrów elementów SMR i obciążenia oraz od relacji pomiędzy pulsacją napięcia zasilania, pulsacją przełączania i pulsacjami własnymi sterownika (rysunki rys. 4.12 – 4.15 oraz rys. 4.19 – 4.26).
- Funkcje układowe SMR o topologiach czwartego rzędu (topologie typu Ćuk, Zeta, Sepic, Ćuk B1, Ćuk B2) oraz właściwości układów z tymi sterownikami można kształtować przez zmianę wewnętrznego dopasowania parametrycznego (rysunki rys. 4.14, rys. 4.15, rys. 4.23, rys. 4.24, rys. 4.25).
- W układach z SMR izolowanymi (z transformatorem) występuje dodatkowy stopień swobody w kształtowaniu funkcji układowych SMR oraz właściwości układów z tymi sterownikami przez zmianę przekładni napięciowej p transformatora (rysunki 4.11, 4.19).
- W układach z SMR występują zjawiska rezonansowe, które silnie wpływają na właściwości tych układów. Przy niewystarczająco małej wartości względnej pulsacji napięcia zasilającego (ω/ω_n) występują złożone zjawiska rezonansowe uniemożliwiające realizację funkcji podstawowej omawianych układów (rysunki 4.16, 4.26).
- Właściwości układów z SM można uznać za dobrze poznane, natomiast funkcje układowe SMR oraz właściwości układów z tymi sterownikami wymagają kontynuacji badań i szerszego potwierdzenia eksperymentalnego.