

## JEDNOFAZOWY KOMPENSATOR MOCY BIERNEJ O TOPOLOGII PRZEKSZTAŁNIKA ĆUKA

### *Single-Phase Static VAR Compensator Based on Ćuk Converter Topology*

Zbigniew FEDYCZAK

Politechnika Zielonogórska

**Streszczenie:** Przedmiotem artykułu jest nowy jednofazowy kompensator mocy biernej (składowej biernej harmonicznej podstawowej prądu obciążenia) (KMB) o komutacji wymuszonej. W proponowanym rozwiązaniu KMB stosowany jest matrycowo-reakcyjny sterownik prądu przemiennego (MRSPP) o topologii przekształtnika Ćuka. MRSPP z obciążeniem rezystancyjnym rozwartym lub zwartym spełnia funkcję sterowanej reaktancji i służy do generowania lub absorbowania mocy biernej. W artykule przedstawiono wyniki analizy teoretycznej oraz przykładowe wyniki badań symulacyjnych i eksperymentalnych właściwości energetycznych proponowanego rozwiązania KMB. W analizie teoretycznej stosowana jest metoda uśrednionych zmiennych stanu, natomiast wyniki badań eksperymentalnych uzyskano za pomocą modelu laboratoryjnego o mocy ok. 0,5 kVA.

**Abstract:** The paper deals with new single-phase, forced commutation, static VAR compensator (reactive component of the load current fundamental harmonic) (SCSVC). A matrix-reactance PWM AC line conditioner (MRACLCLC) based on Ćuk topology is used in the proposed solution of SCSVC. The MRACLCLC with an open or short resistive load is applied as a controlled reactance to generate or absorb the reactive power. Theoretical analysis results plus exemplary simulation, experimental test results and power properties of the proposed solution are presented. Theoretical analysis is based on the state-space averaged method; experimental test results are obtained on a 0,5 kVA laboratory model.

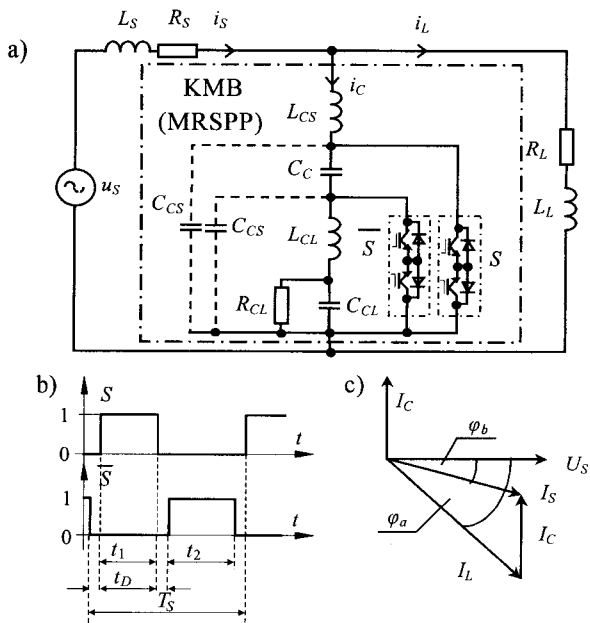
**Słowa kluczowe:** kompensator mocy biernej, matrycowo-reakcyjny sterownik prądu przemiennego

**Key words:** static VAR compensator, matrix-reactance PWM AC line conditioner

### 1. WPROWADZENIE

Poprawa wejściowego współczynnika mocy w układzie elektrycznym wymaga stosowania w tym układzie dodatkowych elementów (kompensatora) do zmniejszania mocy pozornej źródła zasilającego [1, 5, 10, 11, 12, 13]. W praktyce przemysłowej problem ten jest zwykle rozwiązywany za pomocą kompensatorów mocy biernej (kompensatorów mocy przesunięcia [13], kompensatorów składowej biernej harmonicznej podstawowej prądu obciążenia [11]) KMB (w lit. ang.: *Static VAR Compensator, SVC*). W rozwiązaniach KMB stosowane są baterie kondensatorów przełączane za pomocą łączników tyrystorowych (w lit. ang.: *Thyristor Switched Capacitor, TSC*) oraz nie regulowana bateria kondensatorów połączona równolegle z dławikiem, którego prąd jest sterowany za pomocą łącznika tyrystorowego (w lit. ang.: *Fixed Capacitor and Thyristor Controlled Reactor, FC/TCR*)

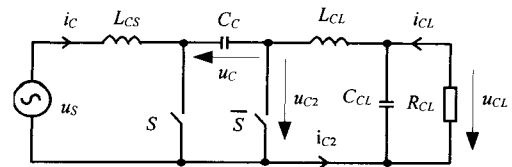
[1, 5, 10, 11, 12, 13]. Ich główne wady to generowanie harmonicznych niskiego rzędu w prądzie wejściowym oraz ograniczenia dynamiki odpowiedzi na skokowe zmiany sygnału sterującego [1, 6, 7]. Są one coraz częściej zastępowane w pełni sterowanymi kompensatorami mocy biernej (w lit. ang.: *Self-Commutated Static Var Compensator, SCSVC*). Gdy taki kompensator jest stosowany również do kompensacji harmonicznych, nazywany jest filtrem aktywnym (w lit. ang.: *Active Power Filter, APF*). Umożliwia on pełne kompensowanie niekorzystnego oddziaływania odbiorników nieliniowych i niesymetrycznych na sieć zasilającą, przy czym wymaga stosowania złożonego algorytmu sterowania [1, 6, 7, 11, 12, 13]. Do grupy kompensatorów z łącznikami w pełni sterowanymi można również zaliczyć układy kompensatorów mocy biernej z matrycowymi sterownikami prądu przemiennego (MSPP) [6, 7]. Są to kompensatory alternatywne do kompensatorów z dławikami, których prąd jest sterowany za pomocą łączników tyrystorowych (FC/TCR). Do zmiany wartości reaktancji in-



Rys. 1. KMB z MRSPP o topologii przekształtnika Ćuka: a) uproszczony schemat ideowy, b) przebiegi czasowe sygnałów sterujących łączniki  $S$  i  $\bar{S}$ , c) idealizowany wykres wskazowy dla obciążenia indukcyjnego

dukcyjnej są w nich stosowane MSPP o prostym sterowaniu z modulacją szerokości impulsu (w lit. ang.: *Pulse Width Modulation*, PWM), przy częstotliwości impulsowania  $f_S \gg f$ , gdzie  $f$  — częstotliwość napięcia zasilającego. W rezultacie uzyskuje się korzystniejsze widmo harmonicznego prądu wejściowego oraz zwiększenie szybkości odpowiedzi na skokową zmianę sygnału sterującego. Ich główne wady to stosunkowo duże straty mocy czynnej powodowane stratami na przełączanie łączników z częstotliwością powyżej kilku kHz oraz, podobnie jak w przypadku kompensatorów z łącznikami tyrystorowymi (FC/TCR), konieczność stosowania MSPP o prądzie znamionowym dwukrotnie większym od prądu znamionowego baterii kondensatorów w celu uzyskania możliwości zmiany mocy bierniej kompensatora w zakresie  $\pm 1$  mocy znamionowej. W celu redukcji strat komutacyjnych proponuje się stosowanie struktur wielomodułowych z synchronizowanymi MSPP pracującymi ze zmniejszoną częstotliwością impulsowania [7].

W artykule przedstawiono koncepcję nowego rozwiązania KMB z matrycowo-reakcyjnym sterownikiem prądu przemiennego (MRSPP) o topologii przekształtnika Ćuka. MRSPP z obciążeniem rezystancyjnym rozwartym lub zwartym spełnia funkcję sterowanej reaktancji i służy do generowania lub generowania i absorbowania mocy bierniej (składowej bierniej harmonicznego podstawowej prądu obciążenia). Prezentowana w artykule koncepcja powstała podczas badań właściwości energetycznych MRSPP o topologii przekształtnika Ćuka, przy wykorzystaniu tego przekształtnika do transformowania napięć przemiennych [3, 4]. Istotną cechą prezentowanego rozwiązania KMB jest wykorzystywanie efektu transformowania do zwiększania zakresu zmiany regulowanej wartości reaktancji. Proponowane rozwiązanie KMB jest przykładem wykorzystania interesujących właści-



Rys. 2. Schemat zastępczy MRSPP o topologii przekształtnika Ćuka z łącznikami idealnymi (przy założeniu, że  $L_S = 0$  oraz  $R_S = 0$ )

wości energetycznych jednej z wielu znanych topologii przekształtników prądu stałego w układzie przekształcania prądu przemiennego.

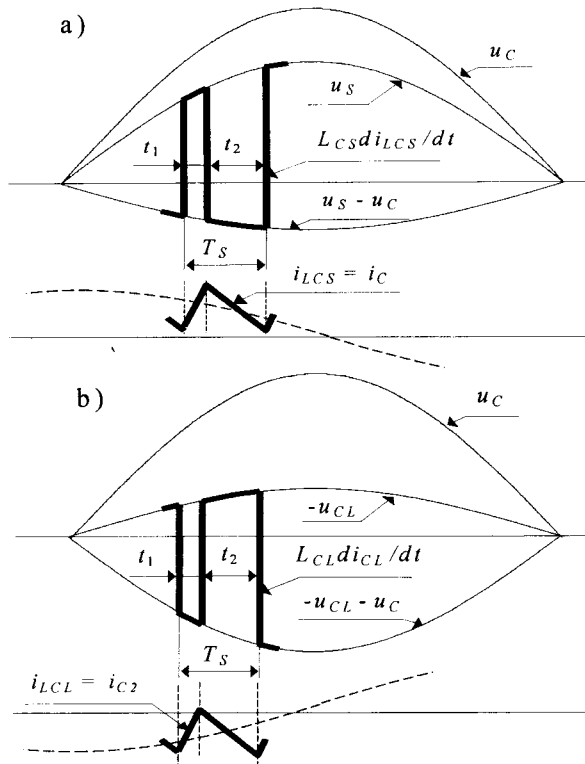
Opis proponowanego rozwiązania KMB wraz z analizą teoretyczną właściwości energetycznych, w której wykorzystano metodę uśrednionych zmiennych stanu, jest zamieszczony w rozdziale 2. Proponowana koncepcja jest weryfikowana za pomocą badań symulacyjnych oraz eksperymentalnych modelu laboratoryjnego o mocy ok. 0,5 kVA. W rozdziałach 3 i 4 zamieszczono wyniki tych badań. Podsumowanie jest przedstawione w rozdziale 5.

## 2. OPIS PROPONOWANEGO ROZWIĄZANIA

### 2.1. Opis ogólny

Na rysunku 1 pokazano jednofazowy obwód zasilania z MRSPP o topologii przekształtnika Ćuka, który spełnia funkcję sterowanej reaktancji. MRSPP umożliwia generowanie lub generowanie i absorbowanie mocy bierniej (składowej bierniej harmonicznego podstawowej prądu obciążenia), zależnie od wartości współczynnika wypełnienia impulsu  $\delta = t_1 / T_S$  sygnałów sterujących łącznikami  $S$  i  $\bar{S}$  (rys. 1b). Idealizowany wykres wskazowy, ilustrujący działanie MRSPP jako KMB wywołującego prąd bierny pojemnościowy, jest pokazany na rysunku 1c. Istotą takiego działania MRSPP można wyjaśnić za pomocą analizy modułu i fazy impedancji wejściowej (widzianej od strony zacisków źródła zasilania) uśrednionego schematu zastępczego (z ang. *averaged circuit model*) MRSPP, co jest przedstawione w p.2.2 niniejszego rozdziału. Nazwa „uśredniony schemat zastępczy” wynika stąd, że jest on konstruowany za pomocą metody uśrednionych zmiennych stanu [9].

Działanie prezentowanego MRSPP jest podobne do działania przekształtnika DC/DC o topologii Ćuka i jest szczegółowo opisane w pracach [3, 4]. W celu przedstawienia krótkiego opisu tego działania, na rysunku 2 pokazano schemat zastępczy MRSPP z łącznikami idealnymi, natomiast na rysunku 3 — przykładowe idealizowane przebiegi czasowe napięć i prądów występujące w omawianym układzie. Idealizacja przebiegów czasowych wynika z przyjętego założenia, że wartości pojemności  $C_C$  i  $C_{CL}$  są wystarczająco duże, aby pominąć odkształcenia napięć  $u_C$  oraz  $u_{CL}$ . Kiedy  $u_S$  jest dodatnie i łącznik  $S$  jest włączony, prądy  $i_C$  oraz  $i_{C2}$  płyną przez ten łącznik. Występuje gromadzenie się energii w indukcyjności  $L_{CS}$  i narastanie prądu  $i_C$ . Ponieważ  $u_C > u_{CL}$ ,  $C_C$  rozładowuje się przez łącznik  $S$ . Występuje transferowanie energii do obciążenia oraz gromadzenie się energii w in-



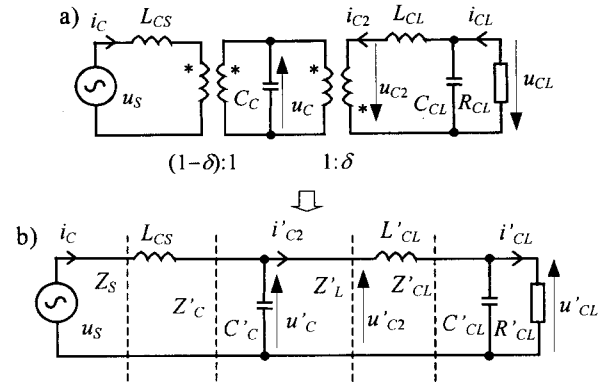
Rys. 3. Przykładowe przebiegi czasowe napięć i prądów w układzie pokazanym na rys. 2: a) dla dławika  $L_{CS}$ , b) dla dławika  $L_{CL}$

dukcyjności  $L_{CL}$ . Dlatego  $i_{C2}$  również narasta. Kiedy łącznik  $S$  jest wyłączony, prądy dławików  $i_C$  oraz  $i_{C2}$  płyną przez łącznik  $\bar{S}$ . Kondensator  $C_C$  jest ładowany energią ze źródła zasilającego oraz zgromadzoną w indukcyjności  $L_{CS}$ . Prąd  $i_C$  zmniejsza się, ponieważ  $u_C$  jest większe niż  $u_S$ . Energia zgromadzona w indukcyjności  $L_{CL}$  zasila obciążenie. Powoduje to również zmniejszanie się  $i_{C2}$ .

## 2.2. MRSPP o topologii przekształtnika Ćuka jako sterowana reaktancja

Jak już wspomniano wcześniej, istotę działania MRSPP, jako KMB wywołującego prąd bierny pojemnościowy lub indukcyjny, można wyjaśnić za pomocą analizy właściwości energetycznych dla harmonicznej podstawowej na podstawie schematu zastępczego, otrzymanego za pomocą metody uśrednionych zmiennych stanu. Taki schemat zastępczy jest pokazany na rysunku 4 [3, 4]. Parametry tego układu (rys. 4.b) są określone zależnościami (1).

$$\begin{aligned} R'_{CL} &= \left(\frac{1-\delta}{\delta}\right)^2 R_{CL} & C'_{CL} &= \left(\frac{\delta}{1-\delta}\right)^2 C_{CL} \\ L'_{CL} &= \left(\frac{1-\delta}{\delta}\right)^2 L_{CL} & C'_C &= \frac{1}{(1-\delta)^2} C_C \end{aligned} \quad (1)$$



Rys. 4. Uśredniony schemat zastępczy MRSPP o topologii przekształtnika Ćuka: a) układ z transformatorami idealnymi, b) układ, w którym uwzględniono współczynniki transformacji jego parametrów

gdzie:

$\delta = t_1 / T_S$  — współczynnik wypełnienia impulsów sterujących łącznikami  $S$  i  $\bar{S}$ .

Z analizy właściwości energetycznych omawianego układu, na podstawie schematu zastępczego (rys. 4b), wynika, że impedancja obciążenia  $\bar{Z}_L = [(1-\delta)/\delta]^2 \bar{Z}_L$  ma charakter indukcyjny, jeśli  $R_{CL} < \sqrt{L_{CL}/C_{CL}}$ , a charakter pojemnościowy, jeżeli  $R_{CL} > \sqrt{L_{CL}/C_{CL}}$ . Gdy impedancja obciążenia ma charakter indukcyjny, w układzie występuje rezonans równoległy, natomiast, jeżeli ma charakter pojemnościowy, w układzie występuje rezonans szeregowy. Przybliżone wartości pulsacji rezonansowych są określone zależnościami (2) i (3) [3, 4].

$$\omega'_{rp} \approx \frac{1}{\sqrt{L'_{CL} C'_C}} = \frac{\delta}{\sqrt{L_{CL} C_C}} = \delta \omega_{rp} \quad \text{dla } R_{CL} < \sqrt{L_{CL}/C_{CL}} \quad (2)$$

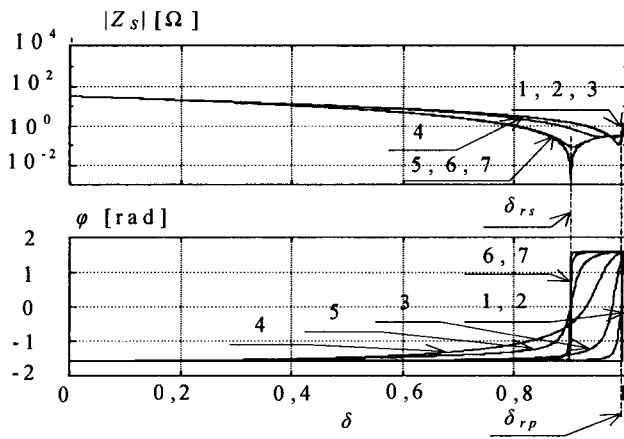
$$\omega'_{rs} \approx \frac{1}{\sqrt{L'_{CS} C'_C}} = \frac{1-\delta}{\sqrt{L_{CS} C_C}} = (1-\delta) \omega_{rs} \quad \text{dla } R_{CL} > \sqrt{L_{CL}/C_{CL}} \quad (3)$$

gdzie:

$\omega_{rp}, \omega_{rs}$  — wartości pulsacji rezonansu równoległego, szeregowego, w układzie pokazanym na rysunku 4 przy jednostkowym współczynniku transformacji obydwu transformatorów występujących w schemacie zastępczym.

Na podstawie (2) i (3) można określić przybliżone wartości współczynnika wypełnienia impulsu dla rezonansu równoległego  $\delta_{rp}$ , zależność (4), oraz rezonansu szeregowego  $\delta_{rs}$ , zależność (5).

$$\delta_{rp} \approx \frac{\omega}{\omega_{rp}} = \omega \sqrt{L_{CL} C_C} \quad (4)$$



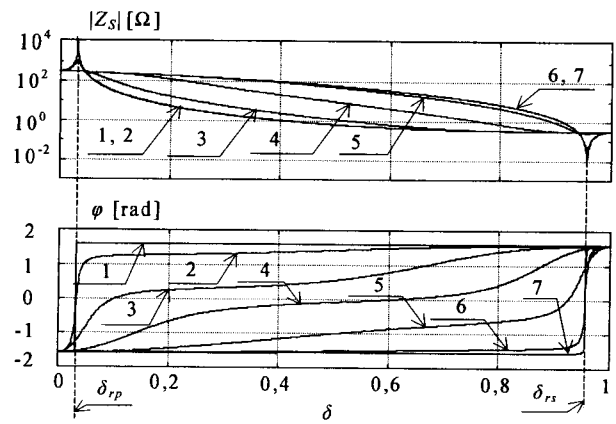
Rys. 5. Moduł i faza impedancji źródła  $Z_S$  w zależności od współczynnika wypełnienia impulsu dla  $L_{CS} = 1$  mH,  $L_{CL} = 100$  mH,  $C_C = 100$   $\mu$ F,  $C_{CL} = 1$   $\mu$ F oraz  $R_{CL} = l \times \sqrt{L_{CS}/C_C}$   $\Omega$ ;  
1:  $l = 0$ ; 2:  $l = 0,03$ ; 3:  $l = 0,3$ ; 4:  $l = 3$ ; 5:  $l = 31$ ; 6:  $l = 316$ ; 7:  $l = 3166$ ;

$$\delta_{rs} \approx 1 - \frac{\omega}{\omega_{rs}} = 1 - \omega \sqrt{L_{CS} C_C} \quad (5)$$

Jak wynika z zależności (2) – (5), zarówno typ rezonansu, jak i wartość współczynnika wypełnienia impulsu ( $\delta_{rp}$  lub  $\delta_{rs}$ ), przy której występuje rezonans, są zależne od parametrów elementów występujących w omawianym schemacie zastępczym (rys. 4). W kontekście omawianego zastosowania MRSPP jako KMB istotne jest to, jak te parametry wpływają na charakter (fazę) i moduł impedancji źródła  $Z_S$  (impedancji wejściowej, widzianej od strony zacisków źródła zasilającego). Poniżej przedstawiono dwa przypadki rodzin charakterystyk impedancji źródła, które mogą być wykorzystane przy zastosowaniu MRSPP o topologii przekształtnika Ćuka jako KMB. Wygodnym wyróżnikiem tych przypadków jest relacja pomiędzy rezystancjami charakterystycznymi ( $\sqrt{L_{CS}/C_C}$  oraz  $\sqrt{L_{CL}/C_{CL}}$ ) dwóch filtrów  $L_C$  występujących w omawianym układzie.

$$1 \text{ przypadek: } \sqrt{L_{CS}/C_C} \ll \sqrt{L_{CL}/C_{CL}}$$

Na rysunku 5 pokazano przykład rodziny charakterystyk modułu i fazy impedancji źródła  $Z_S$  w funkcji współczynnika wypełnienia impulsu  $\delta$ , dla tego przypadku relacji pomiędzy rezystancjami charakterystycznymi filtrów  $L_C$ . Z rysunku 5 widać, że zarówno rezonans szeregowy, jak i równoległy występują przy dużej wartości współczynnika wypełnienia impulsu  $\delta$  ( $\delta_{rs} > 0,85$ , natomiast  $\delta_{rp} > 0,95$ ). Oznacza to, że prawie w całym zakresie zmian sygnału sterującego impedancja źródła  $Z_S$  ma charakter pojemnościowy. Taki efekt występuje zarówno przy obciążeniu rozwartym ( $R_{CL} \Rightarrow \infty$ ), jak i zwartym ( $R_{CL} \Rightarrow 0$ ). Stąd też, w omawianym przypadku, MRSPP o topologii przekształtnika Ćuka spełnia funkcję sterowanej reaktancji pojemnościowej i może być wykorzystany jako dwójnik generujący moc bierną.

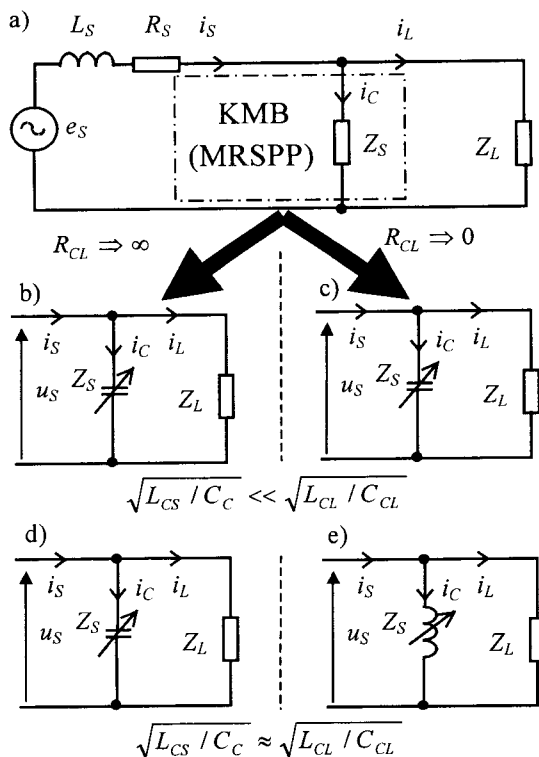


Rys. 6. Moduł i faza impedancji źródła  $Z_S$  w zależności od współczynnika wypełnienia impulsu dla  $L_{CS} = L_{CL} = 1$  mH,  $C_C = C_{CL} = 1$   $\mu$ F oraz  $R_{CL} = l \times \sqrt{L_{CS}/C_C}$   $\Omega$ ;  
1:  $l = 0$ ; 2:  $l = 0,01$ ; 3:  $l = 0,1$ ; 4:  $l = 1$ ; 5:  $l = 10$ ; 6:  $l = 100$ ; 7:  $l = 1000$ ;

$$2 \text{ przypadek: } \sqrt{L_{CS}/C_C} \approx \sqrt{L_{CL}/C_{CL}}$$

Przykład rodziny charakterystyk modułu i fazy impedancji źródła  $Z_S$  w funkcji współczynnika wypełnienia impulsu  $\delta$ , dla tego przypadku relacji pomiędzy rezystancjami charakterystycznymi filtrów  $L_C$ , pokazano na rysunku 6. Z rysunku widać, że rezonans równoległy występuje przy niewielkiej wartości współczynnika wypełnienia impulsu  $\delta$  ( $\delta_{rp} < 0,1$ ), natomiast rezonans szeregowy — przy dużej wartości tego współczynnika ( $\delta_{rs} > 0,9$ ). Oznacza to, że przy obciążeniu rozwartym ( $R_{CL} \Rightarrow \infty$ ) MRSPP o topologii przekształtnika Ćuka spełnia funkcję sterowanej reaktancji pojemnościowej i może być wykorzystany jako dwójnik generujący moc bierną, podobnie jak w przypadku 1, natomiast przy obciążeniu zwartym ( $R_{CL} \Rightarrow 0$ ), dla  $\delta > \delta_{rp}$ , impedancja  $Z_S$  ma charakter indukcyjny i omawiany przekształtnik może być stosowany jako dwójnik absorbujący moc bierną.

Podsumowując przedstawiony opis istoty działania MRSPP jako sterowanej reaktancji, na rysunku 7 zestawiono uproszczone schematy zastępcze układu zasilania z prezentowanym KMB. Z tego poglądowego rysunku wynika, że są możliwe cztery sposoby pracy KMB, zależne od parametrów elementów stosowanych w MRSPP. Łatwo wykazać, że stosując w MRSPP dodatkowy łącznik (np. dwa tyristory połączone przeciwsośnie równoległe) zamiast rezystora  $R_{CL}$  uzyskujemy dwa sposoby pracy prezentowanego KMB. W pierwszym sposobie pracy (warunki pracy A), gdy dodatkowy łącznik jest rozwarty ( $R_{CL} \Rightarrow \infty$ ), KMB umożliwia generowanie mocy biernej (rys. 7b,d). W drugim sposobie pracy (warunki pracy B), gdy dodatkowy łącznik jest zwarty ( $R_{CL} \Rightarrow 0$ ), KMB umożliwia generowanie lub absorbowanie mocy biernej (rys. 7c, e). Zastosowanie dodatkowego łącznika daje zatem możliwość nastawiania charakteru prądu kompensującego, co jest niezbędne przy wykorzystaniu prezentowanego KMB w obwodach zasilania o nieznanym charakterze obciążenia.



Rys. 7. Uproszczone schematy zastępcze obwodu zasilania dla różnych parametrów prezentowanego KMB: a) schemat ogólny, b), d) MRSPP jako sterowana reaktancja pojemnościowa przy rozwartym obciążeniu ( $R_{CL} \Rightarrow \infty$ ), c) MRSPP jako sterowana reaktancja pojemnościowa przy zwartym obciążeniu ( $R_{CL} \Rightarrow 0$ ), e) MRSPP jako sterowana reaktancja indukcyjna przy zwartym obciążeniu ( $R_{CL} \Rightarrow 0$ )

### 2.3. Moc bierna generowana/absorbowana przez MRSPP o topologii przekształtnika Ćuka

Kontynuując opis działania prezentowanego KMB, przedstawiono poniżej wyniki analizy teoretycznej dotyczącej charakterystyk statycznych mocy biernej generowanej/absorbowanej przez MRSPP o topologii przekształtnika Ćuka.

2.3.1. Warunki pracy A, gdy  $R_{CL} \Rightarrow \infty$  (obwód obciążenia rozwarty, schematy zastępcze jak na rysunku 7 (b,d)).

Uwzględniając schemat zastępczy pokazany na rysunku 4 (rys. 4b) oraz zależności (1), otrzymujemy zależność (6) na moc bierną MRSPP:

$$Q = \frac{U_S^2}{\omega L_{CS} + \frac{(1-\delta)^2}{\delta^2} \frac{1}{\omega C_C} \left( \frac{1}{\omega C_{CL}} - \omega L_{CL} \right)} \quad \text{dla } R_{CL} \Rightarrow \infty \quad (6)$$

$$\frac{1}{\delta^2} \left( \omega L_{CL} - \frac{1}{\omega C_{CL}} \right) - \frac{1}{\omega C_C}$$

gdzie:

$U_S$  — wartość skuteczna napięcia zasilającego.

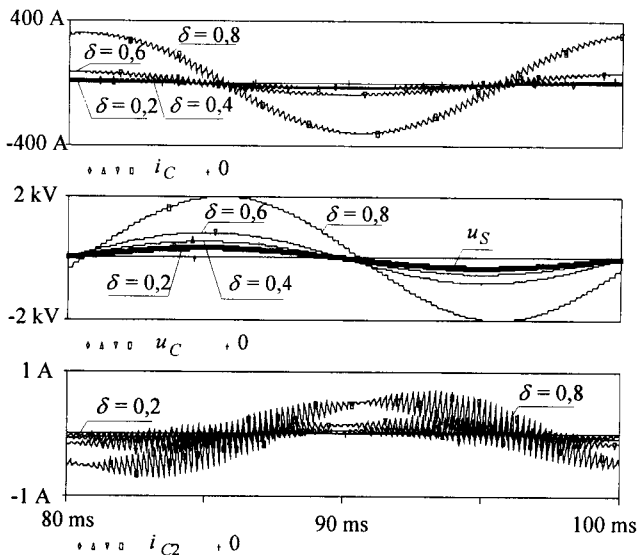
Na rysunku 10 pokazano przykład rodziny charakterystyk mocy biernej w funkcji wartości współczynnika wypełnienia impulsu  $\delta$  dla omawianego sposobu pracy (warunki pracy

Tablica 1. Parametry obwodu zasilania i prezentowanego KMB

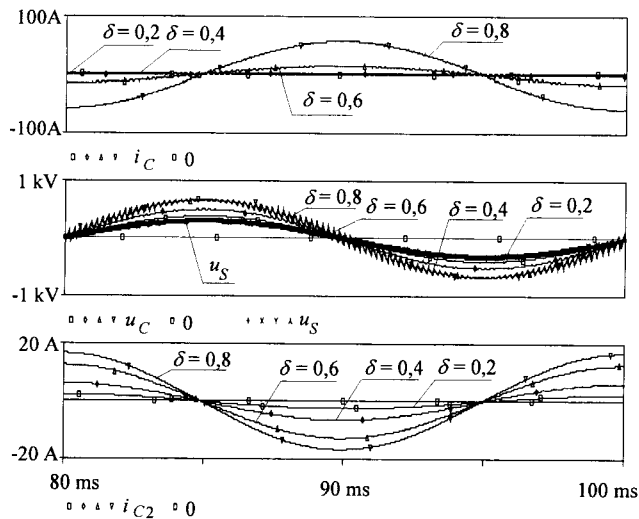
Nazwa parametru	Symbol	Wartość
Napięcie zasilające	$U_S$	230 V / 50 Hz
Impedancja obciążenia	$Z_L$	$ Z_L  = 2,3 \Omega$ , $\cos \phi_L = 0,43$
Częstotliwość impuls.	$f_s$	5 kHz
Rezyst. obc. MRSPP, warunki pracy A	$R_{CL}$	$\infty$ (obl.), 10 k $\Omega$ (symul.)
Rezyst. obc. MRSPP, warunki pracy B	$R_{CL}$	0 (obl.), 0,1 $\Omega$ (symul.)
Elem. MRSPP, zestaw 1	$L_{CS}, C_C$	0,1 mH, 1000 $\mu$ F
$(\sqrt{L_{CS}/C_C} = 0,001 \sqrt{L_{CL}/C_{CL}})$	$L_{CL}, C_{CL}$	100 mH, 1 $\mu$ F
Elem. MRSPP, zestaw 2	$L_{CS}, C_C$	1 mH, 100 $\mu$ F
$(\sqrt{L_{CS}/C_C} = 0,01 \sqrt{L_{CL}/C_{CL}})$	$L_{CL}, C_{CL}$	100 mH, 1 $\mu$ F
Elem. MRSPP, zestaw 3	$L_{CS}, C_C$	0,3 mH, 10 $\mu$ F
$(\sqrt{L_{CS}/C_C} = 0,02 \sqrt{L_{CL}/C_{CL}})$	$L_{CL}, C_{CL}$	100 mH, 1 $\mu$ F
Elem. MRSPP, zestaw 4	$L_{CS}, C_C$	10 mH, 10 $\mu$ F
$(\sqrt{L_{CS}/C_C} = 0,1 \sqrt{L_{CL}/C_{CL}})$	$L_{CL}, C_{CL}$	100 mH, 1 $\mu$ F
Elem. MRSPP, zestaw 5	$L_{CS}, C_C$	50 mH, 1 $\mu$ F
$(\sqrt{L_{CS}/C_C} = 0,5 \sqrt{L_{CL}/C_{CL}})$	$L_{CL}, C_{CL}$	100 mH, 1 $\mu$ F

A). Charakterystyki te otrzymano na podstawie zależności (6) dla parametrów elementów układu MRSPP zestawionych w tablicy 1. Pokazano je razem z wynikami badań symulacyjnych układu KMB z układem zastępczym MRSPP pokazanym na rysunku 2. Badania symulacyjne przeprowadzono za pomocą programu symulacyjnego PSpice [8]. Takie zestawienie wyników badań pozwala również na ocenę różnic w wynikach otrzymanych za pomocą metody uśrednionych zmiennych stanu dla schematu zastępczego pokazanego na rysunku 4 oraz programu symulacyjnego PSpice dla schematu zastępczego pokazanego na rysunku 2. Wyniki analizy mocy biernej przedstawione na rysunku 10 potwierdzają, że dla  $\delta < \delta_{rs}$  KMB generuje moc bierną zarówno wtedy, gdy  $\sqrt{L_{CS}/C_C} \ll \sqrt{L_{CL}/C_{CL}}$  (np. zestaw 1), jak i gdy  $\sqrt{L_{CS}/C_C} \approx \sqrt{L_{CL}/C_{CL}}$  (np. zestaw 5). Ponadto, z rysunku 10 wynika, że wraz ze wzrostem różnicy pomiędzy rezystancjami charakterystycznymi ( $\sqrt{L_{CS}/C_C}$  oraz  $\sqrt{L_{CL}/C_{CL}}$ ) zwiększa się zakres zmian wartości mocy biernej oraz wartość mocy biernej początkowej  $Q_0 = Q(\delta = 0)$ , co należy uwzględnić w układzie aplikacyjnym. Widoczne na rysunku 10 różnice pomiędzy wynikami obliczeń oraz wynikami uzyskanymi za pomocą badań symulacyjnych są spowodowane wpływem wyższych harmonicznych oraz stratami mocy czynnej na łącznikach i rezystancji obciążenia  $R_{CL}$ , które nie są uwzględniane w schemacie zastępczym pokazanym na rysunku 4.

Przykładowe wyniki badań charakterystyk KMB dla omawianego sposobu pracy (warunki pracy A) pokazano na rysunku 12. Są one również zestawione z wynikami badań symulacyjnych i potwierdzają występowanie zjawiska kompensacji mocy biernej za pomocą proponowanego rozwiązania KMB.



Rys. 8. Przebiegi czasowe napięć i prądów MRSPP w warunkach pracy A oraz z zestawem 2 parametrów układu (tab. 1)



Rys. 9. Przebiegi czasowe napięć i prądów MRSPP w warunkach pracy B oraz z zestawem 4 parametrów układu (tab. 1)

### 2.3.2. Warunki pracy B, gdy $R_{CL} \Rightarrow 0$ (obwód obciążenia zwarty, schematy zastępcze jak na rysunku 7c, e).

W tych warunkach pracy zależność na moc bierną MRSPP jest wyrażana w prostszej postaci niż zależność (6), ponieważ  $1/\omega C_{CL} \Rightarrow 0$ . Podobnie jak dla warunków pracy A, na rysunku 11 pokazano przykład rodziny charakterystyk mocy biernej w funkcji wartości współczynnika wypełnienia impulsu  $\delta$  dla omawianego sposobu pracy (warunki pracy B). Z rysunku 11 widać, że gdy  $\sqrt{L_{CS}/C_C} \ll \sqrt{L_{CL}/C_{CL}}$ , KMB generuje moc bierną (np. zestaw 1). Natomiast zwiększanie wartości rezystancji charakterystycznej  $\sqrt{L_{CS}/C_C}$  powoduje zmniejszanie wartości współczynnika wypełnienia impulsu, przy której występuje rezonans równoległy  $\delta_{rp}$ , powyżej której KMB absorbuje moc bierną (zestawy 3, 4, 5). Występujący wówczas rezonans równoległy (zestawy 3, 4, 5) jest słabo widoczny ze względu na niewielką wartość dobroci układu MRSPP w omawianych warunkach pracy. W układzie aplikacyjnym wykorzystującym ten tryb pracy i dla zestawów 3, 4, 5 należy jednak uwzględnić, że dla  $\delta < \delta_{rp}$  KMB generuje niewielką wartość mocy biernej.

## 3. WYNIKI BADAŃ SYMULACYJNYCH

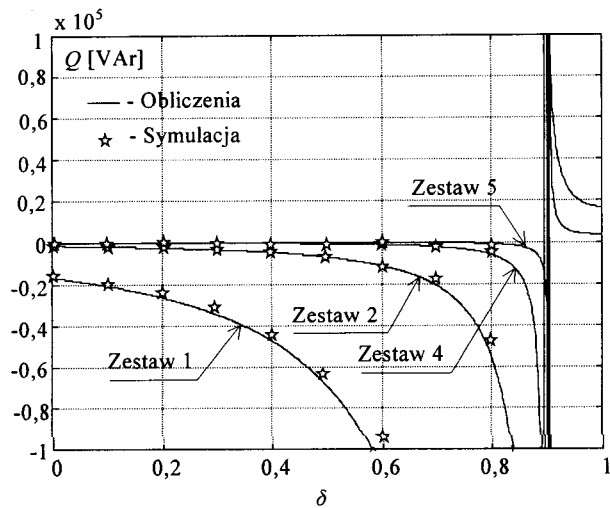
Parametry obwodu zasilania i prezentowanego KMB zestawiono w tabelicy 1. Na rysunkach 8 oraz 9 pokazano przykłady przebiegów czasowych napięć i prądów występujących w prezentowanym KMB, odpowiednio w warunkach pracy A oraz B. Z rysunku 8 widać, że w warunkach pracy A prąd  $i_C$  MRSPP ma charakter pojemnościowy (jest przesunięty o  $\pi/2$  względem  $u_S$ ) przy zmianie współczynnika wypełnienia impulsu  $\delta$  od 0 do 0,8. W warunkach pracy B (rys. 9) prąd  $i_C$  MRSPP ma charakter indukcyjny (jest przesunięty o  $-\pi/2$  względem  $u_S$ ) przy zmianie współczynnika wypełnienia impulsu  $\delta$  od 0 do 0,8. Przykłady wyników badań symulacyj-

nych: mocy biernej generowanej przez KMB w warunkach pracy A, mocy biernej generowanej/absorbowanej w warunkach pracy B oraz wybranych właściwości energetycznych obwodu zasilania z prezentowanym KMB pokazano odpowiednio na rysunkach 10, 11 oraz 12. W celu porównania zestawiono je razem z wynikami badań teoretycznych, o czym wspomniano wcześniej. Rysunek 12 potwierdza dobrą zgodność wyników badań teoretycznych i symulacyjnych. Stan kompensacji mocy biernej, przy którym jest osiągana minimalna wartość prądu źródła  $I_S$  oraz maksymalna wartość wejściowego współczynnika mocy  $\lambda_S$ , jest osiągany dla współczynnika wypełnienia impulsu  $\delta = 0,69$ . Przebiegi czasowe prądu obciążenia  $i_L$ , prądu  $i_C$  MRSPP oraz prądu źródła  $i_S$  w stanie kompensacji pokazano na rysunku 13.

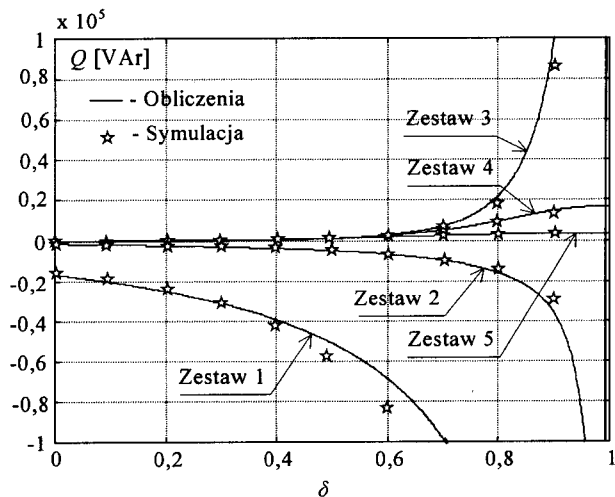
## 4. WYNIKI BADAŃ EKSPERYMENTALNYCH

Schemat ideowy badanego układu KMB z MRSPP o topologii przekształtnika Ćuka pokazano na rysunku 1. Parametry obwodu zasilania i prezentowanego KMB zestawiono w tabelicy 2. W układzie eksperymentalnym MRSPP stosowano prosty algorytm sterowania typu PWM z „czasem martwym”  $t_D \approx 1,5 \mu s$  (rys. 1). Do ochrony przepięciowej łączników tranzystorowych (IGBT) stosowano kondensatory  $C_{CS}$ , których połączenia są oznaczone na rysunku 1 linią przerywaną [2].

Na rysunkach 14, 15 pokazano eksperymentalne przebiegi czasowe napięć i prądów MRSPP odpowiednio w warunkach pracy A oraz B. Z rysunku 14 widać, że prąd  $i_C$  MRSPP ma charakter pojemnościowy (jest przesunięty o ok.  $\pi/2$  względem  $u_S$ ), natomiast z rysunku 15 — że ma charakter indukcyjny (jest przesunięty o ok.  $-\pi/2$  względem  $u_S$ ). Pokazane na tych rysunkach przebiegi czasowe potwierdzają przedstawione wcześniej wyniki badań symulacyjnych (rys. 8 i 9). Inne wyniki badań eksperymentalnych, ilustrujące przebiegi czasowe prądów obwodu i prezentowanego KMB w stanie kompensacji, pokazano na rysunkach 16 oraz 17. Na rysunku 16

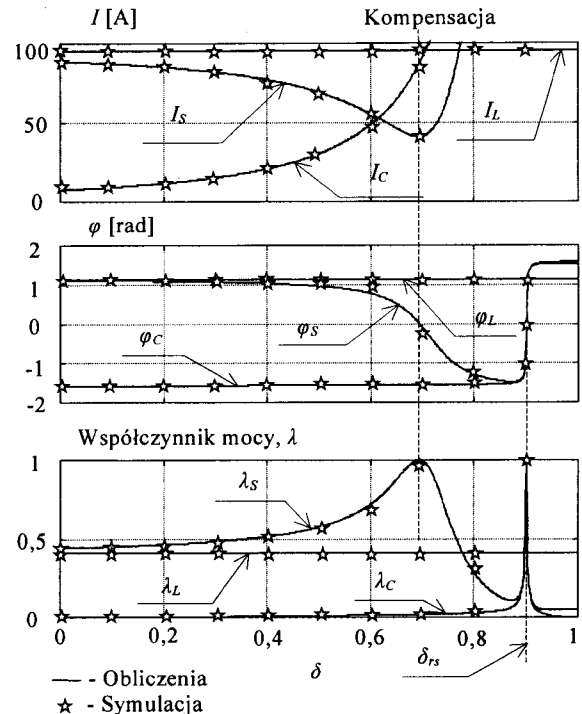


Rys. 10. Zależność mocy bierniej od współczynnika wypełnienia impulsu w warunkach pracy A dla różnych parametrów MRSPP (tab. 1)

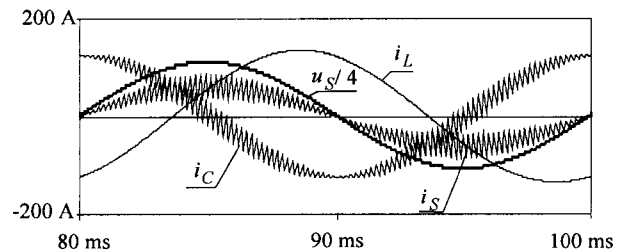


Rys. 11. Zależność mocy bierniej od współczynnika wypełnienia impulsu w warunkach pracy B dla różnych parametrów MRSPP (tab. 1)

pokazano przebiegi czasowe prądów występujących w obwodzie z liniowym obciążeniem rezystancyjno-indukcyjnym o parametrach określonych w tabelicy 2, na rysunku 17 — z obciążeniem rezystancyjnym, połączonym przez łącznik tyrystorowy (generującym wyższe harmoniczne). Te wyniki badań eksperymentalnych (rys. 16 i 17) również potwierdzają możliwość wykorzystania prezentowanego KMB do kompensowania mocy bierniej (składowej bierniej harmonicznej podstawowej prądu obciążenia). Niestety, badania eksperymentalne ujawniły również występowanie niekorzystnych zjawisk rezonansowych w przypadku odkształceń napięcia zasilającego (występowanie wyższych harmonicznych). Taki efekt niekorzystnego zjawiska rezonansowego, powodowanego odkształceniami napięcia zasilającego  $u_S$ , jest widoczny w przebiegu czasowym prądu źródła  $i_S$ , pokazanym na rysunku 16. Uproszczona interpretacja tego zjawiska w przedstawionym układzie eksperymentalnym wynika z zależności (5). Pełna analiza tych niekorzystnych zjawisk rezonansowych wy-



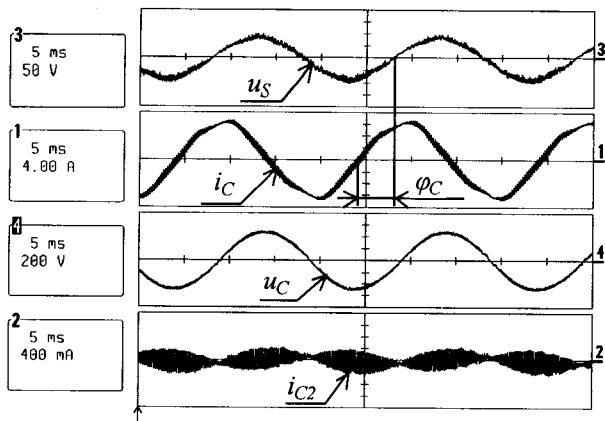
Rys. 12. Zależności wybranych właściwości energetycznych KMB od współczynnika wypełnienia impulsu dla obwodu z obciążeniem RL w warunkach pracy A oraz zestawem 2 parametrów MRSPP (tab. 1)



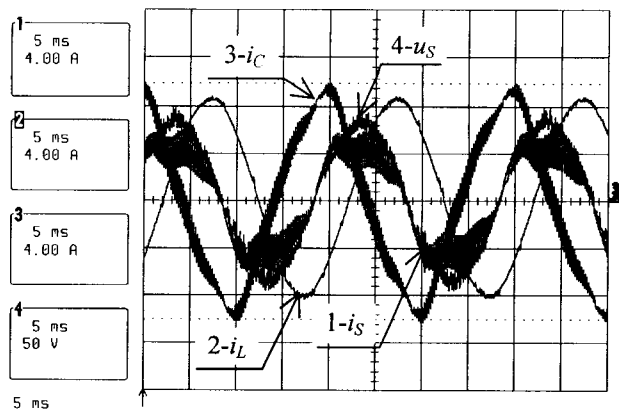
Rys. 13. Przebiegi czasowe napięć i prądów MRSPP w stanie kompensacji pokazanym na rysunku 12 przy  $\delta = 0,69$

Tabela 2. Parametry obwodu zasilania i prezentowanego KMB

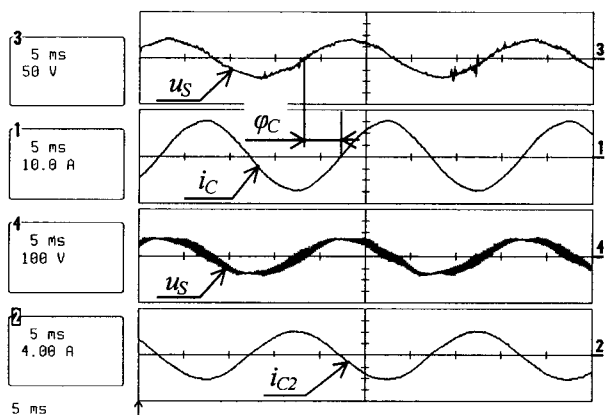
Nazwa parametru	Symbol	Wartość
Moc transformatora	$S_T$	15 kVA
Napięcie zasilające	$U_S$	60 V / 50 Hz
Impedancja obciążenia	$Z_L$	$ Z_L  = 2,1 \Omega$ , $\cos\varphi_L = 0,4$
Częstotliwość impuls.	$f_S$	5 kHz
Rezyst. obc. MRSPP, warunki pracy A	$R_{CL}$	$\infty$ (bez rezystora)
Rezyst. obc. MRSPP, warunki pracy B	$R_{CL}$	0,1 $\Omega$
Elem. MRSPP zestaw 1	$L_{CS}, C_C$	2,8 mH, 17 $\mu$ F
	$L_{CL}, C_{CL}$	70 mH, 1 $\mu$ F
Pojemność kond. do ochrony przepięciowej	$C_{CS}$	47 nF



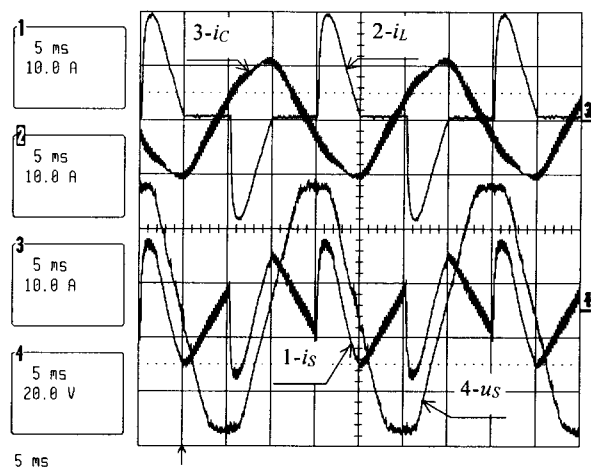
Rys. 14. Eksperymentalne przebiegi czasowe napięć i prądów MRSP w warunkach pracy A i z parametrami wg tab. 2 dla  $\delta = 0,8$



Rys. 16. Eksperymentalne przebiegi czasowe napięcia i prądów MRSP w warunkach pracy B i z parametrami wg tab. 2 w stanie kompensacji przy  $\delta = 0,76$



Rys. 15. Eksperymentalne przebiegi czasowe napięć i prądów MRSP w warunkach pracy B i z parametrami wg tab. 2 dla  $\delta = 0,8$



Rys. 17. Eksperymentalne przebiegi czasowe napięcia i prądów MRSP w warunkach pracy B z obciążeniem rezystancyjnym połączonym przez łącznik tyrystorowy w stanie kompensacji przy  $\delta \approx 0,7$

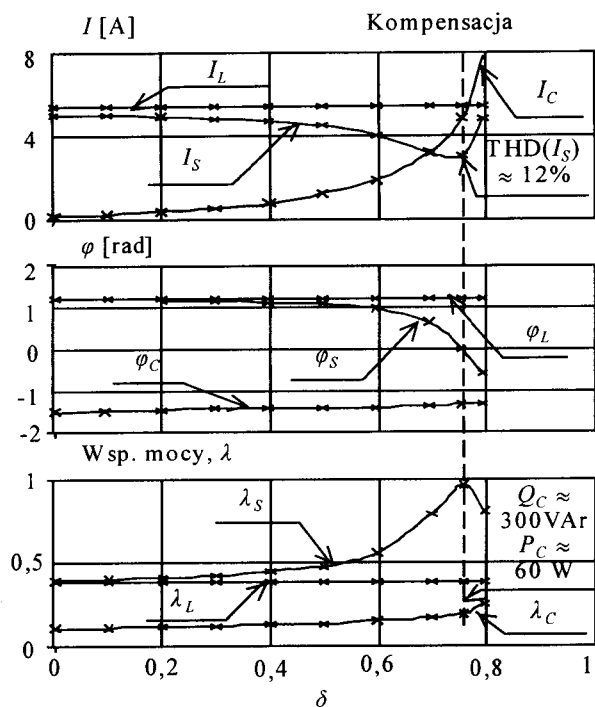
maga jednak odrębnego opracowania, między innymi dlatego, że wykorzystywany w artykule uśredniony schemat zastępczy jest niewystarczający, ponieważ jest słuszny tylko dla harmonicznej podstawowej.

Wyniki badań eksperymentalnych właściwości energetycznych obwodu zasilania z prezentowanym KMB (rys. 1, parametry według tab. 2) pokazano na rysunku 18. Ogólnie można stwierdzić, że przedstawione na tym rysunku charakterystyki potwierdzają wyniki badań teoretycznych i symulacyjnych przedstawione wcześniej. Należy jednak podkreślić, że w stanie kompensacji przy wartości mocy generowanej  $Q_C \approx 300$  VAR w MRSP było tracone ok. 60 W mocy czynnej (ok. 20% mocy generowanej), a współczynnik zawartości harmonicznych prądu źródła (THD) miał wartość ok. 12%. Z powodu tych wyników ocena efektywności układu eksperymentalnego jest niekorzystna, a przedstawione rozwiązanie wymaga modernizacji. Ewentualne układy aplikacyjne prezentowanego rozwiązania KMB wymagają zmian układu oraz algorytmu sterowania MRSP (np. zastosowanie algorytmu sterowania bez „czasu martwego”), które pozwolą zwłaszcza na zmniejszenie strat mocy czynnej, powstających podczas komutacji łączników. Ponadto, konieczna jest analiza i weryfikacja dynamiki działania prezentowanego KMB w układzie zamkniętym.

## 5. PODSUMOWANIE

Proponowane rozwiązanie KMB jest przykładem wykorzystania interesujących właściwości energetycznych jednej z wielu znanych topologii przekształtników prądu stałego w układzie przekształcania prądu przemiennego. Przedstawiony w artykule KMB z MRSP o topologii przekształtnika Čuka może być stosowany do generowania lub absorbowania mocy biernej (składowej biernej harmonicznej podstawowej prądu obciążenia). MRSP spełnia funkcję sterowanej reaktancji, która jest zależna od współczynnika wypełnienia impulsu sygnałów sterujących łącznikami tego przekształtnika. W pierwszym sposobie pracy (warunki pracy A), gdy obwód obciążenia jest rozwarty ( $R_{CL} \rightarrow \infty$ ) MRSP spełnia funkcję sterowanej reaktancji pojemnościowej i może być wykorzystany jako dwójnik generujący moc bierną. W drugim sposobie pracy (warunki pracy B), gdy obwód





Rys. 18. Zależności wybranych właściwości energetycznych KMB od współczynnika wypełnienia impulsu dla obwodu z obciążeniem RL w warunkach pracy A oraz parametrami MRSPP podanymi w tablicy 2

obciążenia jest zwarty ( $R_{CL} \Rightarrow 0$ ) MRSPP spełnia funkcję sterowanej reaktancji pojemnościowej lub indukcyjnej, zależnie od pozostałych parametrów sterownika. Może być wówczas wykorzystany jako dwójnik generujący lub absorbujący moc bierną. Takie właściwości energetyczne MRSPP potwierdzają przedstawione w artykule wyniki badań symulacyjnych i eksperymentalnych obwodu zasilania z tym przekształtnikiem.

Zaletą przedstawionego rozwiązania KMB jest możliwość wykorzystania efektu transformowania wartości parametrów elementów MRSPP. Jest to efekt wynikający wprost ze schematu zastępczego (rys.4) oraz zależności (1). Pozwala to na zwiększenie zakresu zmian reaktancji dwójnika widzianego ze strony źródła napięcia zasilającego, a tym samym zwiększenie zakresu zmian mocy biernej generowanej lub absorbowanej przez KMB. Wadą prezentowanego rozwiązania są stosunkowo duże wewnętrzne straty mocy czynnej, powodowane zwłaszcza stratami komutacyjnymi przy częstotliwości impulsowania powyżej 1 kHz. Ewentualne układy aplikacyjne proponowanego rozwiązania wymagają dalszych prac modernizacyjnych prowadzących do zwiększenia jego efektywności.

Przedstawione rozwiązanie można wykorzystać do kompensacji mocy biernej (składowej biernej harmonicznej podstawowej prądu obciążenia) w układach trójfazowych. Dotychczasowe badania takich układów nie pozwalają jednak na uwzględnianie takiego rozwiązania zamiast poprzecznego filtra aktywnego z falownikiem napięcia, który w układach trójfazowych jest rozwiązaniem bardziej efektywnym.

## 6. PODZIĘKOWANIE

Autor składa serdeczne podziękowania Kolegom z Instytutu Inżynierii Elektrycznej Politechniki Zielonogórskiej:

mgr. inż. Radosławowi Kasperkowi i Krzysztofowi Skórskiemu za pomoc w opracowaniu wyników badań symulacyjnych oraz realizacji i badaniu modelu eksperymentalnego. Artykuł jest wynikiem prac finansowanych przez KBN w ramach projektu badawczego nr 8 T10A 028 16 pt.: „Matrycowe i hybridowe autotransformatory energoelektroniczne prądu przemiennego”.

## LITERATURA

- Chatterjee K., Fernandes B. G., Dubey G. K.: *An instantaneous reactive volt-ampere compensator and harmonic suppressor system*. IEEE Trans. Power Elect. 1999, 14, 2, 381–392.
- Fedyczak Z.: *Sposób równoległego kompensowania mocy biernej oraz układ równoległego kompensatora mocy biernej*. Zgłoszenie patentowe do UPRP nr P 339096, 2000.03.23.
- Fedyczak Z., Korotjev I. E., Strzelecki R.: *The load influence on energetic properties of three-phase PWM AC line conditioner based on Ćuk converter topology*. EPQU'99, 15–17 Sept. Cracow, 493–500.
- Fedyczak Z., Strzelecki R., Skórski K.: *Three-phase PWM AC line conditioner based on Ćuk converter topology: study of the basic energetic properties*. EPE'99, CD P1-P10, 7–9 Sept. 1999, Lausanne.
- Hanzelka Z.: *Skuteczność statycznej kompensacji oddziaływania odbiorników niespokojnych na sieć zasilającą*. Wyd. AGH, Kraków 1994.
- Jin H., Joos G., Lopes L. A.: *An efficient switched reactor/capacitor-based static VAR compensator*. IEEE Trans. Ind. Appl. 1994, 30, 4, 998–1005.
- Lopes L. A., Joos G., Ooi B. T.: *A multi-module PWM switched-reactor-based static VAR compensator*. IEEE PESC'96 Conf. Rec. Baveno 1996, 515–520.
- MicroSim Design Lab. V.8: *User's Guide*, 1998.
- Middlebrock R. D., Ćuk S.: *A general unified approach to modelling switching converter power stages*. Rec. PESC'76, 1976, 18–34.
- Miller T. J. E.: *Reactive power control in electric systems*, John Wiley & Sons, New York 1982.
- Piróg S.: *Energoelektronika*. Wyd. AGH, Kraków 1998.
- Strzelecki R., Supronowicz H.: *Filtracja harmonicznych w sieciach zasilających prądu przemiennego*. Wyd. Adam Marszałek, Toruń 1998.
- Strzelecki R., Supronowicz H.: *Współczynnik mocy w systemach zasilania prądu przemiennego i metody jego poprawy*. OWPW, Warszawa 2000.



### Dr inż. Zbigniew Fedyczak

Urodzony w 1952 r. w Zielonej Górze. Stopień inżyniera uzyskał w 1976 r., tytuł magistra w 1982 r. na Wydziale Elektrycznym WSInż. w Zielonej Górze. Stopień doktora nauk technicznych zdobył w 1996 r. na Wydziale Elektrycznym Politechniki Warszawskiej. Ponad 12 lat pracował w OBR Metrologii Elektrycznej LUMEL w Zielonej Górze jako konstruktor tyrystorowych sterowników prądu przemiennego. W latach 1992–2000 pracował w Instytucie Elektrotechniki Przemysłowej WSInż. w Zielonej Górze (od roku 1998 Politechnika Zielonogórska). Aktualnie jest adiunktem w Instytucie Inżynierii Elektrycznej PZ. Współautor monografii oraz autor i współautor kilkudziesięciu artykułów w czasopiśmie i materiałach konferencyjnych, krajowych i zagranicznych, oraz kilkunastu patentów. Zajmuje się zagadnieniami energoelektroniki, w szczególności poprawą jakości sterowania mocą prądu przemiennego za pomocą przekształtników energoelektronicznych. Członek SEP, PTETiS, EPE oraz IEEE. Adres do korespondencji: Politechnika Zielonogórska, Instytut Inżynierii Elektrycznej, ul. Podgórna 50, 65-246 Zielona Góra, tel. (068)3282528, fax (068) 3254615, E-mail: z.fedyczak@iep.pz.zgora.pl