

doi:10.15199/48.2015.03.44

Dobór wartości indukcyjności przekształtnika DC-DC o przełączanych kondensatorach

Streszczenie. Wiele topologii przekształtników DC-DC o przełączanych kondensatorach zostało do tej pory opracowanych. Każda z topologii wymaga odpowiedniego sterowania oraz doboru wartości parametrów elementów LC. W artykule tym przedstawiono analityczne rozważania dotyczące wyznaczenia napięcia wyjściowego przekształtnika n poziomowego. Przeanalizowano również wpływ indukcyjności oraz sterowania na moc dostarczoną do odbiornika rezystancyjnego.

Abstract. A lot of topology DC-DC converters with the switched capacitors has been developed so far. Each topology requires appropriate control and parameters values of LC elements. This article presents an analytical discussion of the designation of the output voltage n level inverter. The influence of inductance and control strategy of the resistance load power has also been examined. **Design of DC-DC converter with the switched capacitors**

Słowa kluczowe: przekształtnik DC-DC ZCS, przekształtniki rezonansowe, przekształtniki wielopoziomowe DC-DC

Keywords: DC-DC ZCS Converters, Resonant Converters, Multilevel modular Converters

Wstęp

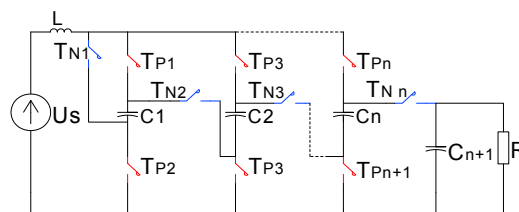
W dobie rosnącego zapotrzebowania na energię elektryczną prowadzone są badania nad alternatywnymi źródłami energii oraz metodami ich przetwarzania. Jedną z wielu dostępnych metod jest wykorzystanie w procesie przetwarzania energii (wytworzonej lub zmagazynowanej) przekształtników DC-DC o przełączanych kondensatorach [1]. Przekształtniki te charakteryzują się kompaktową budową, wysoką sprawnością oraz dużą gęstością mocy. Poprzez wykorzystanie indukcyjności rozproszenia ścieżek łączących elementy przekształtnika jako indukcyjności rezonansowej, przełączenia tranzystorów odbywają się przy zerowej wartości prądu. Wykorzystanie indukcyjności ścieżek determinuje znaczne obniżenie kosztów przekształtnika oraz pozwala na znaczne zmniejszenie jego gabarytów [2]. W artykule tym dokonano porównania wpływu rozmieszczenia indukcyjności na moc dostarczoną do odbiornika rezystancyjnego. Przedstawiono również wpływ sterowania na prąd źródła i moc dostarczoną do odbiornika. Obliczenia i symulacje przeprowadzono przy założeniu zerowej wartości rezystancji elementów przekształtnika $R=0$ oraz pominięciu spadków napięcia na diodach.

Topologia przekształtnika DC-DC o przełączanych kondensatorach

Rozwój technologii tranzystorów MOSFET oraz pojawienie się nowych materiałów ceramicznych (kondensatory ceramiczne) umożliwiły kompaktową budowę urządzeń energoelektronicznych. Właściwości te przyczyniły się w znaczny sposób do obniżenia kosztów ich budowy. Jedynym elementem, który jest wykorzystywany w przetwarzaniu energii współpracujący z wieloma urządzeniami energoelektronicznymi, generujący znaczne koszty jest cewka. Na rysunku 1 przedstawiono schemat przekształtnika n sekcyjnego DC-DC o przełączanych kondensatorach, który na wejściu posiada wspólny element indukcyjny dla całego układu.

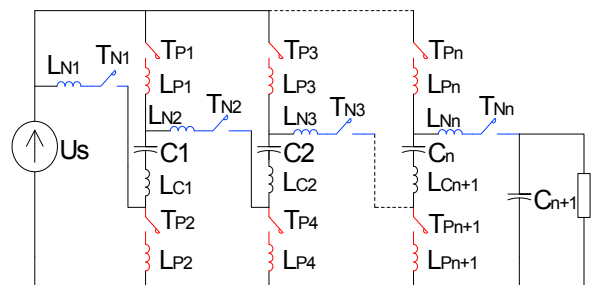
Cewka ta bierze udział w przełączeniach łączników z częstotliwością rezonansową układu. Schemat ten jest poprawny przy założeniu znaczenie większej indukcyjności cewki od indukcyjności pasywnych pozostałych elementów wchodzących w skład przekształtnika. Budowa takiego układu jest kosztowna ze względu na duże koszty wykonania cewki w porównaniu do pozostałych elementów przekształtnika oraz znacznie zwiększa gabaryty

przekształtnika. W celu wyeliminowania tych wad jako indukcyjność rezonansową wykorzystano indukcyjności pasywnicze elementów przekształtnika oraz ścieżek łączących poszczególne elementy. Na rysunku 2 przedstawiono schemat uwzględniający indukcyjności pasywnicze wszystkich elementów przekształtnika.

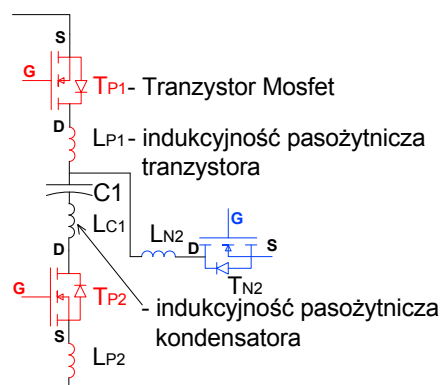


Rys.1. Przekształtnik DC-DC o przełączanych kondensatorach z wspólnym elementem indukcyjnym

a)



b)

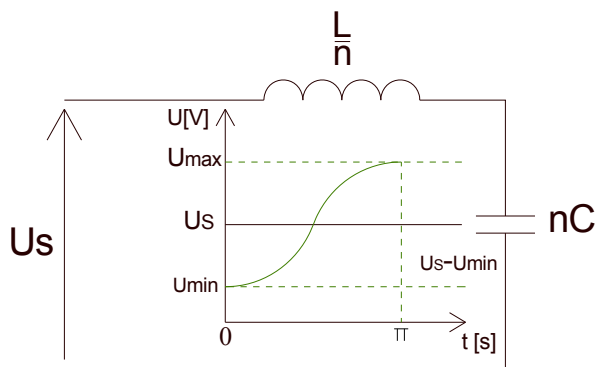


Rys.2. Przekształtnik DC-DC o przełączanych kondensatorach z wykorzystaniem indukcyjności pasywniczych, a) schemat przekształtnika, b) pojedyncza sekcja przekształtnika

W układzie tym dominującą indukcyjnością jest indukcyjność kondensatora, która we współczesnych kondensatorach zawiera się w granicach 10÷100 nH. W celu zwiększenia wartości indukcyjności można wyprofilować odpowiednio doprowadzenia kondensatora, jak również odpowiednio zaprojektować ścieżki na płycie PCB. Uwarunkowania te podczas projektowania z góry determinują wartość indukcyjności. Wykorzystanie indukcyjności pasozytniczych elementów wchodzących w skład przekształtnika oraz ścieżek łączących te elementy powoduje zmniejszenie strat, które ograniczają się przede wszystkim do strat przewodzenia łączników, kondensatorów oraz ścieżek łączących te elementy. Jako elementy przełączające można wykorzystać tranzystory MOSFET, jak to przedstawiono na rysunku 2.

Napięcie wyjściowe przekształtnika DC-DC o przełączanych kondensatorach

Podczas projektowania przekształtnika jednym z podstawowych parametrów jest wartość napięcia wyjściowego U_d . Przekształtniki DC-DC ZCS wykorzystywane są do podwyższania, jak i do obniżania napięcia wejściowego [3]. W celu wyznaczenia napięcia wyjściowego przekształtnika n poziomowego należy rozważyć proces ładowania i rozładowania kondensatorów. Cykl pracy przekształtnika polega na naprzemiennym ładowaniu i rozładowaniu kondensatorów. Podczas procesu ładowania kondensatorów układ przedstawiony na rysunku 2 zaprezentowano za pomocą schematu zastępczego przedstawionego na rysunku 3. Podczas procesu ładowania kondensatory i indukcyjności połączone są równolegle [4-5].



Rys.3. Schemat zastępczy w fazie ładowania kondensatorów przekształtnika DC-DC o przełączanych kondensatorach dla n kondensatorów i n indukcyjności oraz przebieg procesu ładowania kondensatorów

Podczas procesu ładowania kondensatorów ich napięcie rośnie od wartości U_{min} do U_{max} . Wartość napięcia i prądu dla procesu ładowania przedstawiono za pomocą równań:

$$(1) \quad u_c = U_s - (U_s - U_{min})\cos\omega t$$

$$(2) \quad i_c = \frac{U_s - U_{min}}{\varrho} \sin\omega t$$

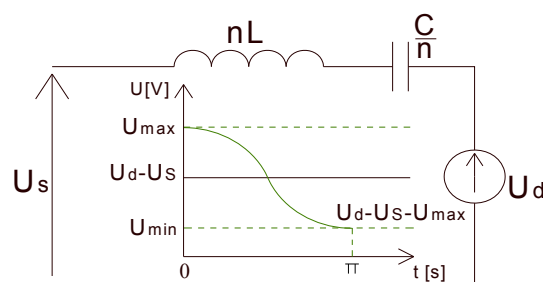
gdzie: $\varrho = \sqrt{\frac{L}{C}}$ impedancja falowa

Dla $i_c=0 \rightarrow \omega t=\pi$, stąd:

$$(3) \quad U_{C_{max}} = 2U_s - U_{min}$$

Po procesie ładowania następuje rozładowanie kondensatorów $C_1 \div C_n$ i ładowanie kondensatora C_{n+1} . Podczas procesu rozładowania układ przedstawiony na rysunku 2 zaprezentowano za pomocą schematu

zastępczego przedstawionego na rysunku 4. Podczas procesu rozładowania kondensatory i indukcyjności połączone są szeregowo.



Rys.4. Schemat zastępczy w fazie rozładowania kondensatorów przekształtnika DC-DC o przełączanych kondensatorach dla n kondensatorów i n indukcyjności oraz przebieg procesu rozładowania kondensatorów

Podczas procesu rozładowania napięcie na kondensatorach zmniejsza się od wartości U_{max} do U_{min} . Wartość napięcia dla procesu rozładowania przedstawiono za pomocą równania:

$$(4) \quad nu_c = U_d - U_s - (U_d - U_s - nU_{C_{max}})\cos\omega t$$

Dla $i_c=0 \rightarrow \omega t=\pi$ stąd:

$$(5) \quad n(U_{C_{min}} + U_{C_{max}}) = 2U_d - 2U_s$$

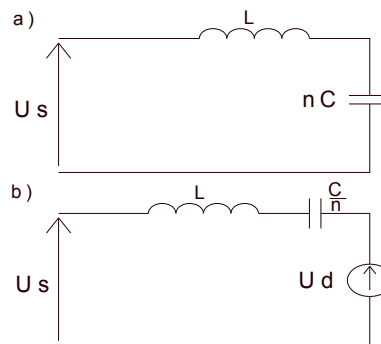
Uwzględniając proces ładowania i rozładowania napięcie wyjściowe U_d przekształtnika n sekcyjnego wyraża równanie:

$$(6) \quad U_d = U_s(n + 1)$$

Zgodnie z wzorem 6 napięcie wyjściowe U_d zależy od wartości napięcia wejściowego U_s oraz liczby sekcji (n).

Wpływ indukcyjności na moc dostarczaną do obciążenia

W fazie projektowania przekształtnika wybór indukcyjności rezonansowej ma duży wpływ na prąd źródła, czas przeładowania kondensatorów oraz sposób sterowania przekształtnikiem. Ograniczenie to spowodowane jest tym, iż wszystkie kondensatory posiadają wspólną indukcyjność. Sterowanie takim układem jest możliwe tylko poprzez naprzemienne ładowaniu i rozładowaniu kondensatorów. W pierwszej fazie kondensatory $C_1 \div C_n$ są ładowane (załączone łączniki $T_{p1} \div T_{pn+1}$), następnie kondensatory $C_1 \div C_n$ są rozładowywane (załączone łączniki $T_{n1} \div T_{nn}$) i ładowany jest kondensator C_{n+1} . Schemat przedstawiony na rysunku 1 podczas ładowania i rozładowania przedstawiono za pomocą schematu zastępczego:



Rys. 5. Schemat zastępczy układu przedstawionego na rysunku 1 dla: a) ładowania kondensatorów b) rozładowania kondensatorów

Prąd i czas ładowania kondensatorów dla schematu zastępczego przedstawionego na rysunku 5a można obliczyć ze wzorów 7 i 8.

$$(7) \quad i_{Cl} = \frac{U_S - U_{min}}{\sqrt{\frac{L}{nC}}} \sin \omega t = I_p \sin \omega t$$

$$(8) \quad t_l = \pi \sqrt{L \cdot nC} = t_p$$

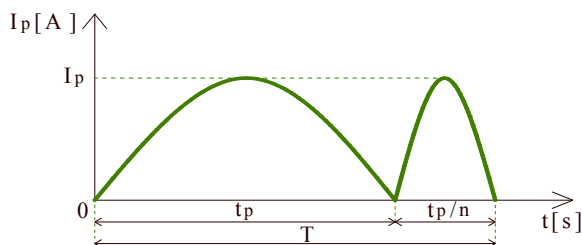
Prąd i czas rozładowania kondensatorów dla schematu zastępczego przedstawionego na rysunku 5b można obliczyć ze wzorów 9 i 10.

$$(9) \quad i_{Cr} = \frac{U_d - U_S - nU_{max}}{\sqrt{\frac{Ln}{c}}} \cdot \sin \omega t = I_p \sin \omega t$$

$$(10) \quad t_r = \pi \sqrt{L \cdot \frac{c}{n}} = \frac{t_p}{n}$$

gdzie: I_p – prąd przeładowania kondensatorów, t_p – czas przeładowania kondensatorów

Przebieg prądu źródła dla przekształtnika ze wspólną cewką przedstawiony jest na rysunku 5.



Rys.5. Przebieg prądu źródła przekształtnika ze wspólną cewką

Energia dostarczona do odbiornika jest sumą energii zgromadzonej w kondensatorach oraz energii pobieranej ze źródła podczas rozładowania kondensatorów.

Moc dostarczoną do odbiornika w trakcie jednego okresu T można obliczyć:

$$(11) \quad P = U_S \frac{2}{\pi} \left(I_p t_p + I_p \frac{t_p}{n} \right) \frac{1}{t_p + \frac{t_p}{n}} = \frac{2I_p U_S}{\pi}$$

Topologia przekształtnika przedstawionego na rysunku 2 wykorzystującego indukcyjności pasożytnicze umożliwia różne sposoby sterowania. Poprzez odpowiednie sterowania można regulować moc dostarczaną do odbiornika jak i napięcie.

Jednym z podstawowych sposobów sterowania jest sterowanie poprzez naprzemienne ładowanie i rozładowywanie kondensatorów. Schematy zastępcze dla tego rodzaju sterowania przedstawiono na rysunkach 3 i 4. Prąd i czas ładowania kondensatorów dla schematu zastępczego przedstawionego na rysunku 3 można obliczyć ze wzorów 12 i 13.

$$(12) \quad i_{Cl} = \frac{U_S - U_{min}}{\sqrt{\frac{L}{n^2C}}} \sin \omega t = nI_p \sin \omega t$$

$$(13) \quad t_l = \pi \sqrt{LC} = t_p$$

Prąd i czas rozładowania kondensatorów dla schematu zastępczego przedstawionego na rysunku 4 można obliczyć ze wzorów 14 i 15.

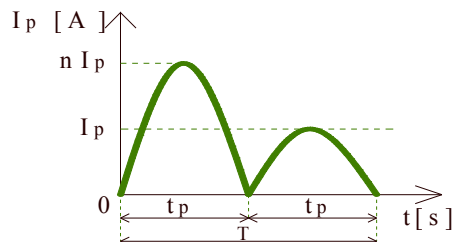
$$(14) \quad i_{Cr} = \frac{U_S(n+1) - U_S - nU_{max}}{\sqrt{\frac{Ln^2}{c}}} \sin \omega t = i_{Cl} = I_p \sin \omega t$$

$$(15) \quad t_r = \pi \sqrt{LC} = t_p$$

Stosunek szczytowych wartości prądu ładowania do prądu rozładowania kondensatorów wynosi:

$$(16) \quad \frac{i_{Cl}}{i_{Cr}} = n$$

Przebieg prądu źródła dla przekształtnika przedstawionego na rysunku 2 dla sterowania naprzemienne ładowania i rozładowania kondensatorów przedstawiono na rysunku 6.



Rys. 6. Przebieg prądu źródła przekształtnika wykorzystującego indukcyjności pasożytnicze, dla sterowania naprzemienne.

Moc dostarczoną do odbiornika opisuje równanie:

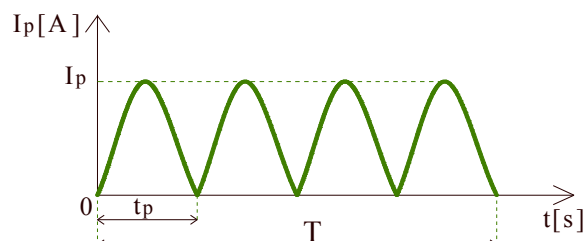
$$(17) \quad P = U_S \frac{2}{\pi} (nI_p t_p + I_p t_p) \frac{1}{2t_p} = \frac{I_p U_S (n+1)}{\pi}$$

Innym sposobem sterowania przekształtnikiem wykorzystującym indukcyjność rezonansową jest indywidualne ładowanie kondensatorów $C_1 \div C_n$, następnie rozładowanie kondensatorów $C_1 \div C_n$ i ładowanie C_{n+1} . Prąd i czas ładowania oraz rozładowania dla tego rodzaju sterowania przedstawiono za pomocą równań 18 i 19.

$$(18) \quad i_{Cl} = i_{Cr} = \frac{U_S - U_{min}}{\sqrt{\frac{L}{C}}} \sin \omega t = I_p \sin \omega t$$

$$(19) \quad t_l = t_r = \pi \sqrt{L \cdot C} = t_p$$

Przebieg prądu źródła dla ładowania pojedynczych kondensatorów przedstawiono na rysunku 7.



Rys. 7. Przebieg prądu źródła dla indywidualnego ładowania kondensatorów.

Moc dostarczoną do odbiornika opisuje równanie:

$$(20) \quad P = U_S \frac{2}{\pi} (nI_p t_p + I_p t_p) \frac{1}{(n+1)t_p} = \frac{2I_p U_S}{\pi}$$

Sterowanie przekształtnikiem wykorzystującym indukcyjności pasożytnicze umożliwia również regulowaniem wartością napięcia na odbiorniku U_d . Wartość napięcia U_d zgodnie z równaniem 6 zależy od napięcia zasilającego U_S i liczny sekcji przekształtnika n . Zmianę liczby sekcji można dokonać poprzez wyłączenie z procesu ładowania jednego lub kilku kondensatorów w zależności od liczby sekcji i żądanego napięcia wyjściowego U_d .

Parametry LC przekształtnika

Podczas projektowania przekształtnika DC-DC ZCS o przełączanych kondensatorach jednym z głównych parametrów jest wartość napięcia wyjściowego U_d . Znając

wartość napięcia wejściowego U_S oraz liczbę sekcji przekształtnika n można wyznaczyć jego wartość zgodnie ze wzorem 4.

Dla danej topologii przekształtnika, przy pominięciu strat, zakładając wartość mocy P oraz indukcyjności pasywniczej L można wyznaczyć częstotliwość f oraz pojemność kondensatorów C .

$$(21) \quad P = 2U_S^2(n+1)Cf$$

Zgodnie ze równaniem 21, moc jest funkcją pojemności C , częstotliwości f , liczby sekcji n oraz napięcia wejściowego U_S . W celu wyznaczenia wartości pojemności należy założyć wartość indukcyjności L . Dla przekształtnika wykorzystującego indukcyjności pasywnicze, sterowanego naprzemiennie (rys.6) należy wyznaczyć wartość pojemności korzystając ze równań 22 i 23.

$$(22) \quad I_P = U_S \sqrt{\frac{C}{L}}$$

$$(23) \quad t_P = \pi \sqrt{LC}$$

Dla założonego L wyznaczono czas przeładowania kondensatorów t_P :

$$(24) \quad t_P = \frac{LP I_P}{U_S}$$

Korzystając z równania 17 wyznaczono prąd przeładowania I_P . Znając czas przeładowania można obliczyć częstotliwość:

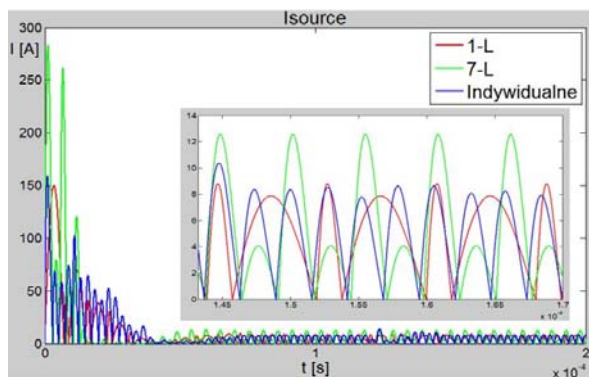
$$(25) \quad f = \frac{U_S^2(n+1)}{2LP\pi^2}$$

Podstawiając równanie 25 do 21 otrzymano pojemność kondensatorów:

$$(26) \quad C = \frac{LP^2\pi^2}{U_S^4(n+1)^2}$$

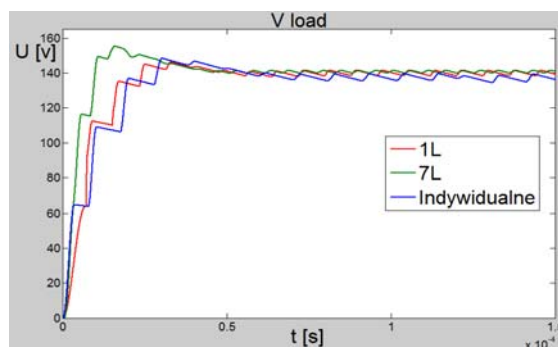
Badania symulacyjne

Badania symulacyjne przeprowadzono w programie Matlab Simulink dla napięcia zasilającego $U_S=30$ V [DC], liczby sekcji $n=3$, rezystancji obciążenia $R=110$ Ω , indukcyjności $L=243$ [nH] i pojemności kondensatorów $C=2.6$ [μ F]. Na rysunku 8 przedstawiono porównanie prądów źródła podczas ładowania i rozładowania kondensatorów. Symulacje przeprowadzono dla przekształtnika zawierającego wspólną cewkę (1L), n cewek (w rozważanym przypadku - 7L) oraz indywidualnego ładowania kondensatorów.



Rys.8. Przebieg prądu źródła w procesie ładowania i rozładowania kondensatorów w przekształtniku DC-DC o przełączanych kondensatorach dla wspólnej cewki (1L), siedmiu cewek (7L) oraz sterowania indywidualnego

Na rysunku 9 przedstawiono przebieg napięcia wyjściowego U_d dla przekształtnika zawierającego wspólną cewką (1L), n cewek (7L) oraz indywidualnego ładowania kondensatorów.



Rys.9. Przebieg napięcia wyjściowego U_d przekształtnika DC-DC o przełączanych kondensatorach dla wspólnej cewki (1L), siedmiu cewek (7L) oraz indywidualnego ładowania kondensatorów

Wnioski

Wnioski z artykułu przedstawiają porównanie wpływu położenia indukcyjności w przekształtniku DC-DC o przełączanych kondensatorach na moc dostarczoną do obciążenia. Na podstawie przedstawionych rozważań analitycznych stwierdzono iż wspólna indukcyjność dla całego przekształtnika (rysunek 6) oraz indywidualne ładowanie kondensatorów dostarcza mniej mocy do obciążenia w jednym cyklu przeładowania. Różnica ta wynika z mniejszej mocy pobieranej ze źródła podczas rozładowania kondensatorów $C_1 \div C_3$ i ładowania kondensatora C_4 . Na podstawie rozważań analitycznych oraz badań symulacyjnych przeprowadzonych w programie Matlab Simulink stwierdzono iż dla n indukcyjności czasy ładowania i rozładowania są takie same. Natomiast amplituda ładowania kondensatorów jest n razy większa od amplitudy rozładowania. Różnica wartości szczytowych prądów ładowania i rozładowania utrudnia filtrację prądu źródła.

Dla przekształtnika zawierającego wspólną indukcyjność amplitudy prądu źródła są równe, natomiast czas ładowania kondensatorów jest n razy dłuższy od czasu rozładowania.

Indywidualne ładowanie kondensatorów powoduje zmniejszenie mocy dostarczonej do odbiornika ponieważ znacznie wydłuża się okras T w którym następuje ładowanie i rozładowanie kondensatorów.

LITERATURA

- [1] Fang Zeng Peng, Dong Cao, A Family of Zero Current Switching Switched-Capacitor DC-DC Converters, *Power Electronics Conference and Exposition*, (2010). APEC. Twenty-fifth Annual IEEE, Palm Spring, (2010), pp. 1365
- [2] Fang Zeng Peng, Shuai Jiang, Dong Cao, Optimal Design of Multilevel Modular Switched-Capacitor DC-DC Converter, *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, (2011) IEEE, (2011), pp. 537
- [3] Oliver Keiser, Peter K. Steimer, Johann W. Kolar, High Power Resonant Switched-Capacitor Step-Down Converter, *Electronics Specialists Conference*, (2008). PESC 2008, pp. 2772
- [4] Michael D. Seeman, Seth R. Sanders, Analysis and Optimization of Switched-Capacitor DC-DC Converters, *Power Electronics, IEEE Transactions*, vol. 23, pp. 841-851, (2008)
- [5] Fang Zeng Peng, Dong Cao, Zero Current Switching Multilevel Modular Switched-Capacitor DC-DC Converter, *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, (2009). ECCE (2009). San Jose, (2009)

Autor

mgr inż. Paweł Surma, ICN Polfa Rzeszów S.A., Dział ds. Informatyki, e-mail: pawel-s3@o2.pl