

*przełączalne kondensatory, tyrystorowy przekształtnik rezonansowy,
układ podwyższający napięcie stałe*

Andrzej MONDZIK*, Adam KAWA*, Stanisław PIROG*,
Adam PENCZEK*, Robert STALA*

OPTIMALIZACJA KSZTAŁTU PRĄDU WEJŚCIOWEGO TYRYSTOROWEGO PRZEKSZTAŁTNIKA Z PRZEŁĄCZANYMI KONDENSATORAMI PODNOŚĄCEGO NAPIĘCIE STAŁE O ŁADOWANIU KOLEJNOŚCIOWYM

W artykule opisano układ tyrystorowego przekształtnika DC-DC z przełączalnymi kondensatorami podwyższający napięcie, ze szczególnym uwzględnieniem stopnia wejściowego. Odpowiedni podział i dobór indukcyjności rezonansowej ogranicza impuls prądu rozładowania kondensatorów roboczych komórek, w celu wyrównania wartości szczytowych pulsów występujących w prądzie wejściowym przekształtnika. Pozwala to na dobór filtra wejściowego na większą częstotliwość, a tym samym na redukcję jego gabarytu. Zamieszczono analizę matematyczną układu oraz przykładowe wyniki badań laboratoryjnych.

1. WSTĘP

Przekształtniki podnoszące napięcie stałe z przełączalnymi kondensatorami są układami o stosunkowo dużych wzmocnieniach. Charakteryzują się małymi gabarytami, dużą niezawodnością i prostotą sterowania. Mogą być alternatywą do klasycznych, układów przekształtników DC-DC.

Prezentowany układ działa na zasadzie pompy ładunku. Kondensatory ładowane i rozładowywane są poprzez dławik, tworząc obwód rezonansowy. Pozwala to na załączanie i wyłączenie bezprądowe łączników półprzewodnikowych, a więc zwiększenie sprawności i zmniejszenie gabarytów układu, a także możliwość wykorzystania

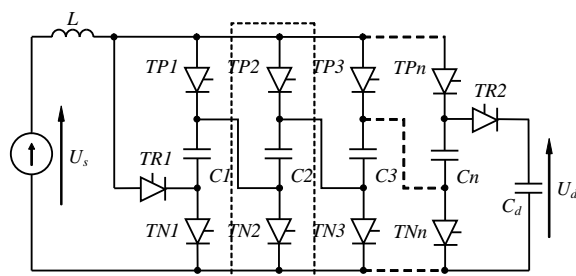
* AGH Akademia Górniczo-Hutnicza, Wydział Elektrotechniki, Automatyki, Informatyki i Inżynierii Biomedycznej, Katedra Energoelektroniki i Automatyki Systemów Przetwarzania Energii, al. A. Mickiewicza 30, 30-059 Kraków, e-mail: mondzik@agh.edu.pl, adamkawa@agh.edu.pl, pirog@agh.edu.pl, penczek@agh.edu.pl

tyrystorów. Zastosowanie tyrystorów upraszcza sterowanie, gdyż nie jest wymagana kontrola prądu kondensatorów. Dodatkowo zmniejsza to koszty i umożliwia budowanie układów większych mocy.

Przekształtniki z przełączalnymi kondensatorami wykonywane są między innymi jako układy podnoszące napięcie stałe [2], [6], [8], [9], [11], [13]–[15], [17] dwukierunkowe napięcia stałego [4], [5], [12], [16], układy AC-AC [1], [7] lub falowniki [10], [3].

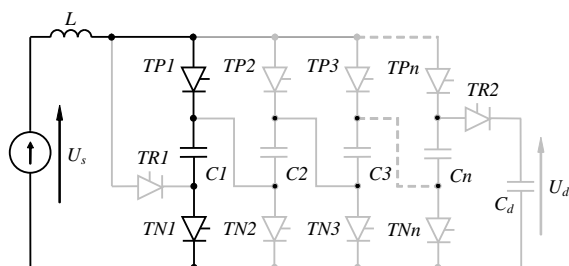
2. ZASADA DZIAŁANIA

Na rysunku 1 przedstawiono tyrystorowy przekształtnik podnoszący napięcie stałe. Układ składa się z n komórek zawierających po dwa tyrystory TPk , TNk i kondensator Ck , dwóch tyrystorów $TR1,2$ oraz dławika L wejściowego i kondensatora wyjściowego Cd .



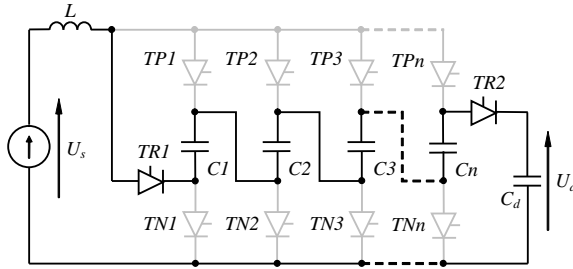
Rys. 1. Wielokomórkowy układ tyrystorowy o ładowaniu kolejnościowym kondensatorów

Praca układu przebiega dwuetapowo. W pierwszym etapie kolejno ładowane są kondensatory komórki Ck ze źródła napięcia U_s poprzez dławik L i parę tyrystorów TPk , TNk . Załączanie tyrystorów komórek w przyjętym rozwiązaniu następuje cyklicznie po sobie, ponieważ przy równoczesnej pracy komórek doszłoby do zwarcia źródła zasilającego. Na rysunku 2 kolorem czarnym wyróżniono obwód ładowania kondensatora pierwszej komórki.



Rys. 2. Obwód ładowania kondensatora pierwszej komórki (analogiczny do pozostałych komórek)

W drugim etapie załączane są tyrystory $TR1$, $TR2$ i następuje ładowanie kondensatora wyjściowego C_d ze źródła napięcia U_s i kondensatorów C_n poprzez dławik L (rys. 3).



Rys. 3. Obwód ładowania kondensatora wyjściowego

Wartość pojemności kondensatora wyjściowego powinna być dużo większa od wartości pojemności kondensatorów komórek, aby pojedyncze cykle pracy nie powodowały znaczącej zmiany jego napięcia. Pomiędzy każdym cyklem ładowania kondensatorów komórek lub kondensatora wyjściowego musi być zachowana minimalna przerwa równa lub dłuższa niż czas odzyskiwania zdolności zaworowych tyrystorów.

Wzmocnienie napięciowe układu bez uwzględnienia spadków napięć, rezystancji itp. wynosi $n + 1$.

3. ANALIZA MATEMATYCZNA UKŁADU

W czasie ładowania kondensatorów k . komórki półokres drgań własnych i oporność falowa układu z rysunku 2, z pominięciem rezystancji, spadków napięć na elementach itp. wynosi:

$$t_{ps1} = \pi\sqrt{LC} \quad (1)$$

$$\rho_{s1} = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2)$$

gdzie: t_{ps1} , ρ_{s1} – półokres i oporność falowa układu w czasie ładowania, L – wartość indukcyjności wejściowej, C – wartość pojemności kondensatorów komórek.

Prąd i napięcie kondensatora w trakcie ładowania wynikają z opisu obwodu LC z zerowym prądem początkowym indukcyjności wejściowej i niezerowym napięciem na kondensatorze:

$$i_{Cs1} = \frac{U_s - U_{C\min}}{\rho_{s1}} \sin \omega_{s1}t \quad (3)$$

$$u_{Cs} = (U_{C\min} - U_s) \cos \omega_{s1}t + U_s \quad (4)$$

gdzie: U_s – wartość napięcia zasilającego, $U_{C\min}$ – minimalna wartość napięcia na kondensatorze, ω_{s1} – pulsacja układu w czasie ładowania

Szczytowa wartość impulsu prądu ładowania każdego kondensatora wynosi więc:

$$I_{ps1} = \frac{U_s - U_{C\min}}{\rho_{s1}} \quad (5)$$

Kondensatory ładują się do maksymalnego napięcia po czasie t_{ps1} czyli dla $\omega_{s1}t = \pi$.

$$U_{C\max} = 2U_s - U_{C\min} \quad (6)$$

W przypadku maksymalnego obciążenia układu, kondensatory będą się rozładowywać do zera, więc maksymalna wartość napięcia w czasie ładowania wyniesie $2U_s$.

W trakcie ładowania kondensatora wyjściowego czyli rozładowania szeregowo połączonych n kondensatorów komórek (rys. 3), półokres drgań własnych i oporność falowa układu wynoszą:

$$t_{pr1} = \pi \sqrt{L \frac{C}{n}} = \frac{t_{ps1}}{\sqrt{n}} \quad (7)$$

$$\rho_{r1} = \sqrt{\frac{L}{C}} = \sqrt{\frac{nL}{C}} = \sqrt{n} \rho_{s1} \quad (8)$$

gdzie: t_{pr1} , ρ_{r1} – półokres i oporność falowa układu w czasie rozładowania

Prąd i napięcie opisane są wtedy zależnościami:

$$i_{Cr1} = \frac{nU_{C\max} - U_d + U_s}{\rho_{r1}} \sin \omega_{r1}t \quad (9)$$

$$nu_{Cr} = (nU_{C\max} - U_d + U_s) \cos \omega_{r1}t + U_d - U_s \quad (10)$$

gdzie: U_d – wartość napięcia wyjściowego

Szczytowa wartość prądu rozładowania:

$$I_{pr1} = \frac{nU_{C\max} - U_d + U_s}{\rho_{r1}} \quad (11)$$

Proces rozładowania kondensatorów komórek kończy się, gdy prąd osiągnie wartość zero, czyli po czasie t_{pr1} (dla $\omega_{r1}t = \pi$). Napięcia na kondensatorach maleje do wartości:

$$U_{C_{\min}} = 2 \frac{U_d - U_s}{n} - U_{C_{\max}} \quad (12)$$

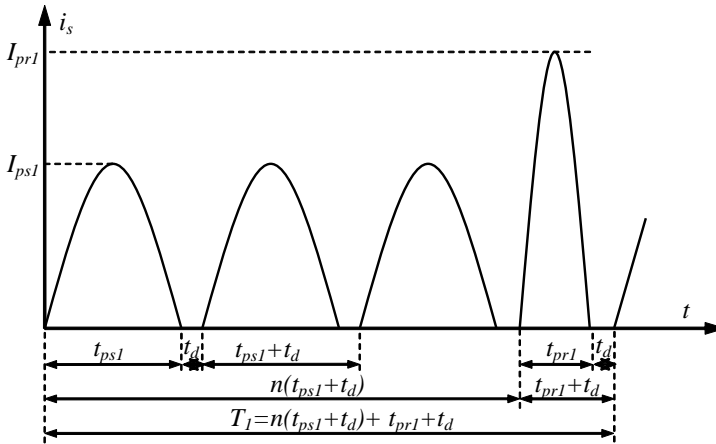
Z zależności (6) i (12) wynika wartość napięcia wyjściowego:

$$U_d = (n+1)U_s \quad (13)$$

Po podstawieniu (13) do (11) i uwzględnieniu (8) i (6) otrzymuje się zależność między wartością maksymalną prądu rozładowania i ładowania kondensatorów:

$$I_{pr1} = n \frac{U_{C_{\max}} - U_s}{\rho_{r1}} = \frac{n(U_s - U_{C_{\min}})}{\sqrt{n}\rho_{s1}} = \sqrt{n}I_{ps1} \quad (14)$$

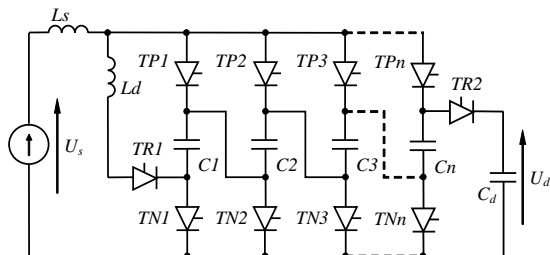
Na rysunku 4 przedstawiono przebieg prądu źródła tak sterowanego przekształtnika, w stanie ustalonym.



Rys. 4. Przebieg prądu źródła w stanie ustalonym, zasilającego przekształtnik o kondensatorach ładowanych kolejnościo

W prądzie źródła (rys. 4) układu przedstawionego na rysunku 1 występuje składowa o częstotliwości powtarzania cyklu pracy przekształtnika, wywołana impulsem prądu rozładowania. Filtr wejściowy powinien być dobrany na tę częstotliwość. Filtr wejściowy można dobrać dla częstotliwości wynikającej z okresu ładowania kondensatorów komórek, czyli o czasie trwania $t_{ps1} + t_{d1}$ jeżeli szczytowa wartość impulsu prądu rozładowania zostanie zmniejszona do szczytowej wartości impulsu prądu ładowania kondensatora. W tym celu szeregowo z tyrystorem $TR1$ lub $TR2$, a więc w obwodzie rozładowania, należy włączyć dodatkowy dławik zwiększający oporność falową obwodu rozładowania.

Na rysunku 5 przedstawiono taki układ.



Rys. 5. Wielokomórkowy układ tyrystorowy o ładowaniu kolejnościowym kondensatorów z dodatkowym dławikiem L_d w obwodzie rozładowywania. Zmodyfikowany układ z rys. 1

Jeżeli szczytowa wartość prądu ładowania pojedynczego kondensatora (5) ma być równa szczytowej wartości prądu rozładowania (14), to:

$$I_{ps2} = \frac{U_s - U_{C\min}}{\rho_{s2}} = I_{pr2} = \frac{n(U_s - U_{C\min})}{\rho_{r2}} \quad (15)$$

Z zależności (15) otrzymuje się:

$$\rho_{r2} = n\rho_{s2} \quad (16)$$

czyli:

$$n\sqrt{\frac{L_s}{C}} = \sqrt{\frac{n(L_s + L_d)}{C}} \quad (17)$$

gdzie: L_s – wartość indukcyjności wejściowej w obwodzie ładowania, L_d – wartość dodatkowej indukcyjności w obwodzie rozładowania.

Stąd:

$$nL_s = L_s + L_d \quad \Rightarrow \quad L_d = (n-1)L_s \quad (18)$$

Dławiki L_s i L_d można wykonać na wspólnym rdzeniu. Spowoduje to minimalizację kosztów i gabarytów układu, ale zwiększy maksymalne napięcie występujące na tyrystorach rozładowujących w stanie blokowania.

Przy pominięciu czasów t_d , okresy pracy bazowego przekształtnika (rys. 1) i zmodyfikowanego (rys. 5) wynoszą odpowiednio:

$$T_1 = t_{ps1} \left(n + \frac{1}{\sqrt{n}} \right) \quad (19)$$

$$T_2 = t_{ps2} (n+1) \quad (20)$$

Aby przekształtnik po wprowadzeniu dodatkowego dławika miał taką samą moc maksymalną, przy niezmiennych wartościach pojemności kondensatorów, powinien pracować z tą samą częstotliwością. Z tego założenia wynika stosunek pomiędzy czasami trwania pulsów ładowania w obu przekształtnikach:

$$\frac{t_{ps1}}{t_{ps2}} = \frac{n+1}{n + \frac{1}{\sqrt{n}}} = m \quad (21)$$

Równość (21) pozwala na określenie relacji pomiędzy wartościami indukcyjności L przekształtnika bazowego, a L_s – zmodyfikowanego przekształtnika:

$$\pi\sqrt{CL} = m\pi\sqrt{CL_s} \Rightarrow \frac{L}{L_s} = m^2 \quad (22)$$

Jeżeli oba przekształtniki pracują z tą samą mocą przy identycznym napięciu wejściowym, (a takie jest założenie) zachodzi równość ich wartości średnich prądów wejściowych:

$$I_{sAVG1} = \frac{2}{\pi} I_{ps1} m = I_{sAVG2} \frac{2}{\pi} I_{ps2} \quad (23)$$

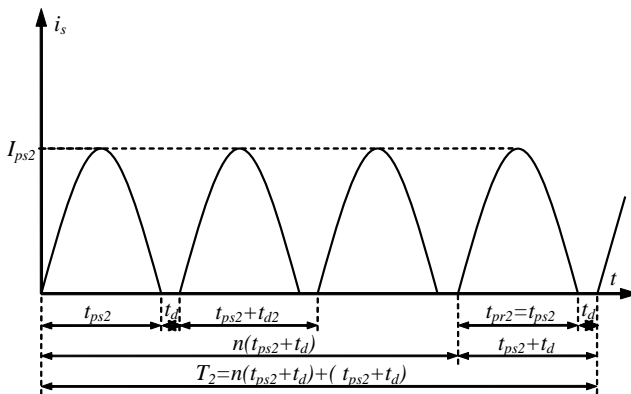
$$\frac{I_{ps2}}{I_{ps1}} = m \quad (24)$$

Korzystając z (21), (22), (24), możliwe jest porównanie maksymalnych energii, jakie są magazynowane w elementach indukcyjnych obu przekształtników:

$$W_{L_{max}} = \frac{1}{2} n I_{ps1}^2 L \quad (25)$$

$$W_{L_s L_d \max} = \frac{1}{2} I_{ps2}^2 (L_s + L_d) = \frac{1}{2} n I_{ps2}^2 L \quad (26)$$

Z porównania zależności (25) i (26) wynika, że dławiki dla obu układów mają jednakową objętość, a więc rozdzielenie dławika wejściowego nie zwiększa objętości i kosztów układu.



Rys. 6. Przebieg prądu źródła zasilającego przekształtnik o kolejno ładowanych kondensatorach z dodatkowym dławikiem L_d w obwodzie rozładowywania, w stanie ustalonym

4. PARAMETRY UKŁADU Z DODATKOWYM DŁAWIKIEM L_d

Moc wejściowa układu z przełączanymi kondensatorami o ładowaniu kolejnościowym z dodatkowym dławikiem L_d w obwodzie rozładowywania wynosi:

$$\begin{aligned} P_s &= U_s I_{sAVG2} = U_s \frac{2(n+1)t_{ps2} I_{ps2}}{\pi T} = \\ &= U_s \frac{2}{\pi} I_{ps2} \frac{(n+1)t_{ps2}}{(n+1)(t_{ps} + t_d)} = U_s I_{ps2} \frac{2}{\pi} \left(\frac{1}{1 + \frac{t_d}{t_{ps2}}} \right) \end{aligned} \quad (27)$$

Częstotliwość pełnego cyklu ładowania i rozładowania wynosi:

$$f = \frac{1}{(n+1)(t_{ps2} + t_d)} \quad (28)$$

Częstotliwość składowej zmiennej prądu źródła:

$$f_{s2} = \frac{1}{t_{ps2} + t_d} \quad (29)$$

Z zależności (1) i (5) dla maksymalnej mocy, czyli dla $U_{Cmin} = 0$ otrzymuje się wartość indukcyjności wejściowej i pojemności kondensatorów:

$$L_s = \frac{t_{ps2}}{\pi} \frac{U_s}{I_{ps2}} = \frac{2U_s^2 t_{ps2}}{\pi^2 P_{smax} \left(1 + \frac{t_d}{t_{ps2}} \right)} \quad (30)$$

$$C = \frac{t_{ps2}}{\pi} \frac{I_{ps2}}{U_s} = \frac{t_{ps2} P_{smax}}{2U_s^2} \left(1 + \frac{t_d}{t_{ps2}} \right) \quad (31)$$

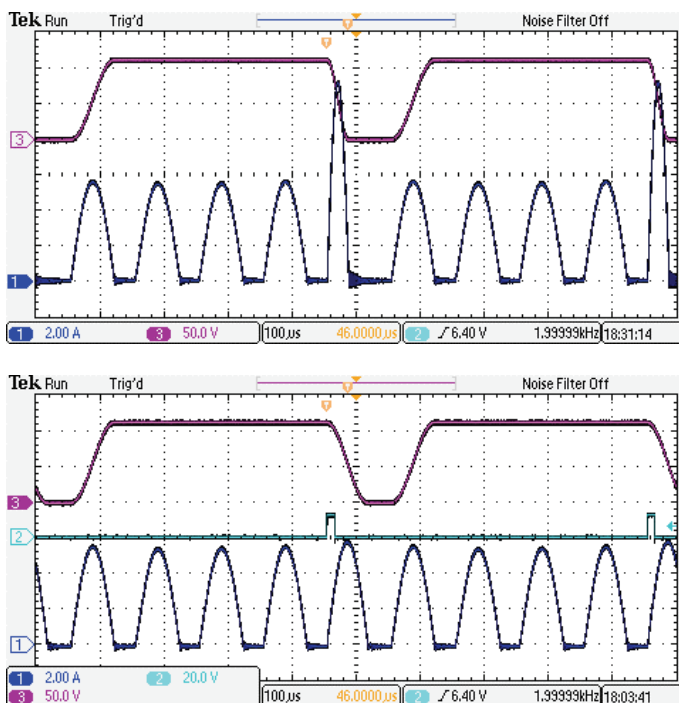
5. PRACA UKŁADU I WYNIKI BADAŃ

W celu weryfikacji rozważań analitycznych zbudowano i zbadano tyrystorowy przekształtnik z przełączanymi kondensatorami o ładowaniu kolejnościowym. Jako elementy składowe komórek wykorzystano kondensatory impulsowe MKP o pojemności 2,2 uF i tyrystory TR922. Indukcyjność wejściową stanowi dławik z rdzeniem ferrytowym o indukcyjności 180 uH. W obwodzie rozładowywania zastosowano również tyrystory TR922 i dławik dodatkowy o indukcyjności 540 uH. Przekształtnik zwymia-

rowano na moc rzędu 150 W i zasilono napięciem równym 60 V. Parametry układu zawarto w tabeli 1.

Tabela 1. Parametry układu

Parametr	Wartość
Ilość komórek n	4
Wzmocnienie napięciowe U_d/U_s	5
Tyrystory TP, TN, TR	TR922
Pojemność kondensatora C_n	2,2 μ F
Indukcyjność wejściowa L_s	180 μ H
Indukcyjność dodatkowa L_d	540 μ H
Pojemność kondensatora C_d	180 μ F

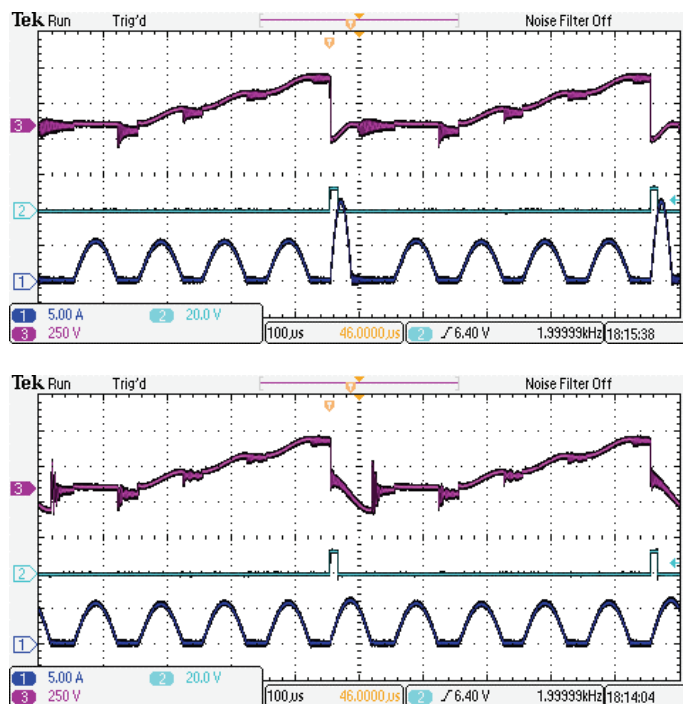


Rys. 7. Przebieg napięcia na kondensatorze pierwszej komórki u góry (3), prądu źródła zasilającego przekształtnik u dołu (1) oraz impuls bramkowy tyrystora rozładowującego (2) przekształtnika o kondensatorach ładowanych kolejno: bez dodatkowego dławika L_d (u góry) i z dodatkowym dławikiem L_d (u dołu) w obwodzie rozładowywania – stan ustalony, obciążenie znamionowe

Na rysunku 7 przedstawiono przebiegi prądu wejściowego i napięcia na kondensatorze przekształtnika znamionowo obciążonego, bez i z dodatkowym dławikiem L_d .

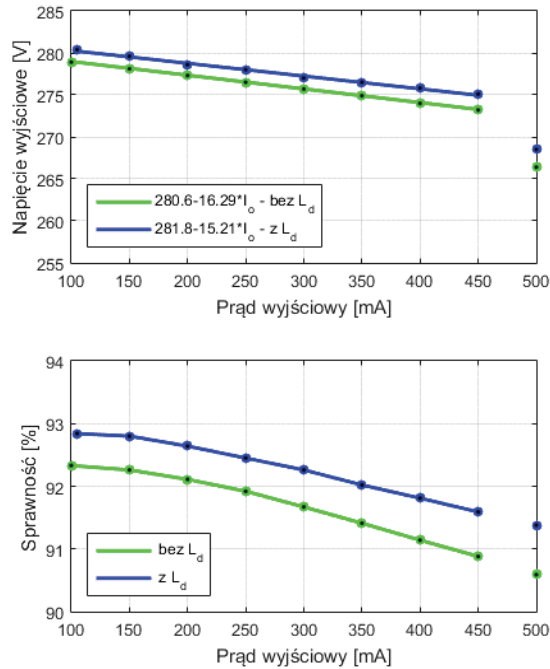
W pierwszym przypadku, w prądzie wejściowym widoczny jest co piąty wysoki i krótki impuls pochodzący od rozładowywania kondensatorów. Cztery pozostałe, takie same impulsy, wywołane są ładowaniem pojemności roboczych. W drugim przypadku wszystkie impulsy mają tę samą wartość szczytową. Częstotliwość pełnego cyklu pracy układu w obu przypadkach jest taka sama i wynosi 2 kHz.

Maksymalna wartość napięcia na kondensatorach wynosi 120 V. Jest równa podwójnej wartości napięcia zasilającego ponieważ kondensator zostaje w pełni rozładowany. Świadczy to o obciążeniu przekształtnika maksymalną mocą.



Rys. 8. Przebieg napięcia na tyrystorze $TP1$ pierwszej komórki u góry (3), prądu źródła zasilającego przekształtnik u dołu (1) oraz impuls bramkowy tyrystora rozładowującego (2) przekształtnika o kondensatorach ładowanych kolejno: bez dodatkowego dławika L_d (u góry) i z dodatkowym dławikiem L_d (u dołu) w obwodzie rozładowywania – stan ustalony

Rysunek 8 ilustruje napięcie na tyrystorze ładującym, górnym pierwszej komórki $TP1$ wraz z prądem wejściowym dla obu układów. W czasie trwania pierwszego impulsu ładującego, obserwowane napięcie w przybliżeniu jest równe zero. W trakcie ładowania kolejnych kondensatorów stopniowo wzrasta do około 360 V, co stanowi sumę napięć na kondensatorach C2, C3 i C4. Podczas rozładowywania kondensatorów napięcie na obserwowanym tyrystorze jest o około 100 V większe w układzie z dwoma dławikami z powodu spadku napięcia na indukcyjności dodatkowej L_d .



Rys. 9. Napięcie wyjściowe (u góry) oraz sprawność (u dołu) w funkcji prądu wyjściowego przekształtnika o kondensatorach ładowanych kolejno bez dodatkowego dławika L_d i z dodatkowym dławikiem L_d w obwodzie rozładowywania

Na rysunku 9 zamieszczono zmierzoną charakterystykę wyjściową przekształtnika dla dwóch przypadków: bez dodatkowego dławika L_d i z dodatkowym dławikiem L_d w obwodzie rozładowywania. Do pomiaru użyto analizatora mocy Yokogawa WT1800. Aby wyznaczyć zastępczą rezystancję wyjściową przekształtnika w obu przypadkach dopasowano prostą do punktów pomiarowych. Zainstalowanie dławika L_d spowodowało zmniejszenie zastępczej rezystancji wyjściowej przekształtnika, a także zwiększenie napięcia jałowego. Poprawa efektywności napięciowej przekształtnika wynika ze zmniejszenia spadków napięcia w obwodzie rozładowania (zmniejszenie wartości szczytowej i wydłużenie impulsu prądu rozładowania). Wprowadzenie dodatkowej indukcyjności L_d poprawia także sprawność przekształtnika (rys. 9) zarówno w zakresie niewielkich obciążeń, jaki i bliskich znamionowemu.

6. PODSUMOWANIE

W artykule przedstawiono tyrystorowy układ DC-DC podwyższający napięcie z przełączalnymi kondensatorami o ładowaniu kolejnościowym. W celu optymalizacji

kształtu prądu wejściowego dokonano modyfikacji poprzez włączenie dodatkowej indukcyjności w torze rozładowania kondensatorów roboczych. Spowodowało to zmniejszenie wartości szczytowej i wydłużenie impulsu prądu rozładowującego. Rozwiązanie takie korzystnie wpływa na obciążanie źródła i dobór filtra wejściowego. Wadą zaprezentowanej modyfikacji może być zwiększenie napięcia występującego na tyrystorach w stanie zaporowym. Dodatkowo, pomimo wykazanej równości energii magazynowanej w elementach indukcyjnych w przekształtniku bazowym i zmodyfikowanym, zastosowanie dwóch dławików może w praktycznej realizacji oznaczać niewielkie zwiększenie gabarytu urządzenia. Jednak w szczególnym przypadku rozdzielenie jednego dławika na dwa elementy może wpłynąć korzystnie na rozmieszczenie elementów w obudowie przekształtnika i większą gęstość zabudowy.

LITERATURA

- [1] ANDERSEN R.L., LAZZARIN T.B., BARBI I., *A 1-kW Step-Up/Step-Down Switched-Capacitor AC-AC Converter*, IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, Vol. 28, No. 7, 3329–3340.
- [2] CHUNG H.S.-H., *Design and analysis of a switched-capacitor-based step-up DC/DC converter with continuous input current*, Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, IEEE Transactions on, 1999, Vol. 46, No. 6, 722–730.
- [3] DING LI, POH CHIANG LOH, MIAO ZHU, FENG GAO, BLAABJERG F., *Generalized Multicell Switched-Inductor and Switched-Capacitor Z-Source Inverters*, IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, Vol. 28, No. 2, 837–848.
- [4] FAN ZHANG, LEI DU, FANG ZHENG PENG, ZHAOMING QIAN, *A New Design Method for High-Power High-Efficiency Switched-Capacitor DC-DC Converters*, IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, Vol. 23, No. 2, 832–840.
- [5] FLORES CORTEZ D., WALTRICH G., FRAIGNEAUD J., MIRANDA H., BARBI I., *DC-DC Converter for Dual Voltage Automotive Systems Based on Bidirectional Hybrid Switched-Capacitor Architectures*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. PP, No. 99.
- [6] KEISER O., STEIMER P.K., KOLAR J.W., *High power resonant Switched-Capacitor step-down converter*, Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE, 15–19 June 2008, 2772–2777.
- [7] LAZZARIN T.B., ANDERSEN R.L., MARTINS G.B., BARBI I., *A 600-W Switched-Capacitor AC-AC Converter for 220 V/110 V and 110 V/220 V Applications*, IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, Vol. 27, No. 12, 4821–4826.
- [8] MAKOWSKI M.S., *Realizability conditions and bounds on synthesis of switched-capacitor DC-DC voltage multiplier circuits*, IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, 1997, Vol. 44, No. 8, 684–691.
- [9] ON-CHEONG MAK, YUE-CHUNG WONG, IOINOVICI A., *Step-up DC power supply based on a switched-capacitor circuit*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1995, Vol. 42, No. 1, 90–97.
- [10] TSUNODA A., HINAGO Y., KOIZUMI H., *Level and Phase Shifted PWM for 7-Level Switched-Capacitor Inverter Using Series/Parallel Conversion*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, Vol. 61, No. 8, 4011–4021.
- [11] WEI QIAN, DONG CAO, CINTRON-RIVERA J.G., GEBBEN M., WEY D., FANG ZHENG PENG, *A Switched-Capacitor DC-DC Converter With High Voltage Gain and Reduced Component Rating and Count*, IEEE Transactions on Industry Applications, 2012, Vol. 48, No. 4, 1397–1406.

- [12] WEI QIAN, HONNYONG CHA, FANG-ZHENG PENG, TOLBERT L.M., *55-kW Variable 3X DC-DC Converter for Plug-in Hybrid Electric Vehicles*, IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, Vol. 27, No. 4, 1668–1678.
- [13] WU G., RUAN X., YE Z., *Non-Isolated High Step-Up DC-DC Converters Adopting Switched-Capacitor Cell*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. PP, No. 99.
- [14] YEUNG Y.P.B., CHENG K.W.E., HO S.L., LAW K.K., SUTANTO D., *Unified analysis of switched-capacitor resonant converters*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2004, Vol. 51, No. 4.
- [15] YI-PING HSIEH, JIANN-FUH CHEN, TSORNG-JUU LIANG, LUNG-SHENG YANG, *Novel High Step-Up DC–DC Converter With Coupled-Inductor and Switched-Capacitor Techniques*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, Vol. 59, No. 2, 998–1007.
- [16] YUANG-SHUNG LEE, YI-PIN KO, MING-WANG CHENG, LI-JEN LIU, *Multiphase Zero-Current Switching Bidirectional Converters and Battery Energy Storage Application*, IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, Vol. 28, No. 8, 3806–3815.
- [17] YUANMAO YE, CHENG K.W.E., *A Family of Single-Stage Switched-Capacitor–Inductor PWM Converters*, IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, Vol. 28, No. 11, 5196–5205.

THE OPTIMIZATION OF THE SHAPE OF INPUT CURRENT
IN THYRISTOR BASED BOOST SWITCHED CAPACITOR CONVERTER
WITH SEQUENCE CHARGING

This paper describes the thyristor based DC-DC step-up switched capacitors converter, taking into account the input stage. Proper divide and value selection of resonant inductances reduces the peak value of discharging current pulse in order to equalize peak value of pulses of input current of converter. This allows to design the input filter for a higher frequency, which brings gauge reduction. Mathematical analysis of models and experimental results of laboratory setup have been presented.