

## Metoda wyznaczania w czasie rzeczywistym optymalnej częstotliwości impulsowania tyrystorowego, rezonansowego przekształtnika DC-DC o przełączanych kondensatorach

**Streszczenie.** W artykule przedstawiono wyniki badań stanów pracy przekształtnika tyrystorowego podwyższającego napięcie o kondensatorach przełączanych typu SCVM (Switched Capacitor Voltage Multiplier). Specyfika układu i zastosowanych elementów półprzewodnikowych determinuje wiele zjawisk związanych z przeciążeniem. Zjawiska te zostały przebadane symulacyjnie za pomocą programu MATLAB/SIMULINK, i poprzez przeprowadzenie eksperymentów na modelu małej skali. W celu wyeliminowania niepożądanych stanów przekształtnika tyrystorowego SCVM, związanych z przeciążeniem układu, zaproponowano realizację adaptacyjnego sterownika. W artykule omówiono koncepcję działania proponowanego układu sterowania i wyniki weryfikujące jego skuteczność.

**Abstract.** The paper presents research results of modes of operation of the thyristor-based DC-DC step-up Switched Capacitor Voltage Multiplier (SCVM). A method of operation of the converter as well as the specific semiconductor switches determine numerous of different operational modes in the overload condition. These modes of overload was investigated by simulation in MATLAB/SIMULINK and by small scale experiments. In order to avoid the dangerous operation in overload conditions of the thyristor-based SCVM a novel adaptive pulse generator is proposed. The paper presents the concept of the proposed generator as well as the results that confirm its effectiveness. (**Real Time, Optimal Switching Frequency Calculation for Thyristor Based DC-DC Resonant Switched Capacitor Voltage Multiplier**)

**Słowa kluczowe:** przełączalne kondensatory, powielacz napięcia, przekształtnik DC-DC podnoszący napięcie, tyrystor.

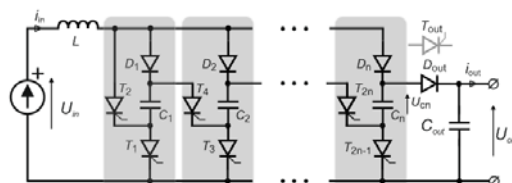
**Keywords:** switched capacitors, voltage multiplier, DC-DC converter, Step-up, boost, thyristor, high power

### Wstęp

Układy przekształtników o przełączanych kondensatorach w ostatnich latach zyskują coraz większą popularność i stanowią coraz silniejszą alternatywę [1-4] dla konwencjonalnych przekształtników DC-DC wykorzystujących indukcyjności jako jedyne elementy przenoszące energię pomiędzy wejściem a wyjściem układu. Szeroki wachlarz możliwych zastosowań przekształtników o przełączanych kondensatorach powoduje, że na całym świecie prowadzone są badania nad rozwiązaniami które wykorzystują różnego rodzaju łączniki np. tranzystory MOSFET [9], tranzystory IGBT [10, 11] czy tyrystory [5]. Tyrystory, które mają zastosowanie głównie w układach dużej i bardzo dużej mocy, pomimo swojej długiej historii są nadal wykorzystywane we współczesnych przekształtnikach energoelektronicznych [5-8,12]. Przesądza o tym niezwykła odporność tych elementów na przeciążenie, na tyle duża, że z powodzeniem mogą być chronione przez szybkie bezpieczniki topikowe. Te właściwości oraz atrakcyjna, w porównaniu do tranzystorów IGBT cena, powodują, że przekształtniki dużej mocy chętnie budowane są w oparciu o tyrystory [5-8, 12]. W artykule skupiono się na analizie przeciążenia przekształtnika typu SCVM (Switched Capacitor Voltage Multiplier) z tyrystorami SCR, poprzedzonej skrótowym opisem zasady działania. Praca w stanie przeciążenia jest istotnym problemem, ponieważ występuje ona nie tylko przy ciągłej pracy układu ale także w trakcie jego rozruchu. Na podstawie wyników symulacji komputerowej prze-analizowano zagadnienie przeciążenia przekształtnika pracującego w otwartym układzie sterowania oraz zidentyfikowano związane z nim problemy. Przedstawiono także charakterystyki wyjściowe przekształtnika z zamkniętym układem regulacji częstotliwości pracy, który umożliwia bezpieczną i niezawodną pracę przekształtnika w stanie przeciążenia i rozruchu. W ostatniej części artykułu zaprezentowano wyniki eksperymentalne uzyskane w trakcie testów modelu laboratoryjnego w małej skali ( $P=1kW$ ) zbudowanego w celu weryfikacji rozważań analitycznych oraz badań symulacyjnych.

### Zasada działania układu SCVM (Switched Capacitor Voltage Multiplier)

Schemat przekształtnika SCVM złożonego z  $n$  komórek przedstawiono na rysunku 1.



Rys.1. Schemat n - komórkowego tyrystorowego przekształtnika SCVM

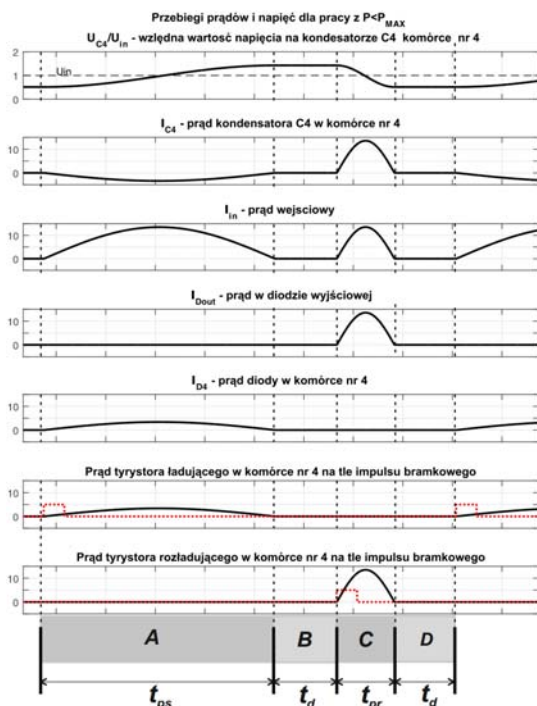
Układ składa się z wejściowego dławika  $L$ ,  $n$ -liczby identycznych komórek, diody rozładowującej  $D_{out}$  (ewentualnie tyrystora SCR  $T_{out}$ ), oraz kondensatora wyjściowego. Każda z komórek przekształtnika zawiera kondensator przełączany, tyrystor SCR ładowania (oznaczone numerami parzystymi), tyrystor SCR ładowania (nieparzyste) i diodę ładowania. Zgodnie z [9], opisany przekształtnik podwyższa napięcie ze wzmacnieniem:

$$(1) \quad k_u = n + 1$$

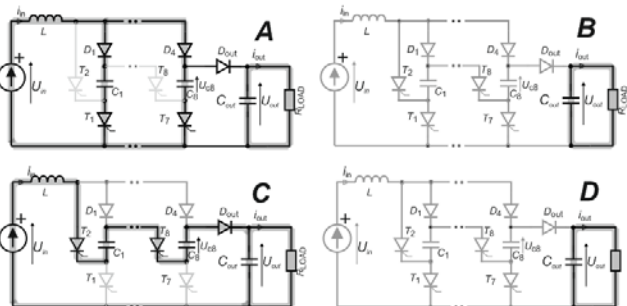
Zależność (1) nie uwzględnia spadków napięcia na elementach półprzewodnikowych oraz na rezystancjach pasożytniczych. Na rysunku 2 zamieszczono przykładowe przebiegi prądów i napięć dla nieprzeciążonego przekształtnika. Impulsy sterujące generowane są naprzemiennie dla wszystkich tyrystorów ładowania i dla wszystkich tyrystorów rozładowania. Pojedynczy takt pracy przekształtnika podzielono na charakterystyczne interwały. Rozpływy prądów w trakcie trwania poszczególnych interwałów przedstawiono na rysunku 3. Praca przekształtnika przebiega dwuetapowo. W pierwszym etapie (interwał A) kondensatory we wszystkich komórkach są ładowane równolegle za pośrednictwem indukcyjności  $L$ , po wyzwoleniu tyrystorów ładowania ( $T_1, T_3, T_5, T_7$ ). Obecność indukcyjności zapewnia oscylacyjny charakter płynącego prądu.

Po czasie  $t_{ps}$  puls prądu ładującego kończy się. Dla prawidłowej pracy przekształtnika należy następnie odczekać czas  $t_d$  (interwał B) potrzebny na odzyskanie zdolności blokowania napięcia dodatniego tyrystorów ładowania i dopiero po tym czasie możliwe jest wyzwolenie tyrystorów rozładowania ( $T_2, T_4, T_6, T_8$ ). Rozładowanie

kondensatorów przełączalnych (*interwał C*) również ma charakter oscylacyjny, jednak ze względu na ich szeregowe połączenie trwa *n*-razy krócej niż ładowanie. Po zakończeniu pulsu rozładowania należy ponownie odczekać czas *t<sub>d</sub>* (*interwał D*), potrzebny na wyłączenie tyrystorów rozładowania, po czym okres pracy przekształtnika kończy się.



Rys.2. Przebiegi z prasy układu SCVM złożonego z 4 komórek dla mocy wyjściowej  $P_{out} \leq P_{max}$



Rys.3. Rozpływ prądów w czterekomórkowym przekształtniku SCVM, przy obciążeniu  $P_{out} \leq P_{max}$ : A – dla interwału ładowania, C – dla interwału rozładowania, B, D – odzyskiwanie zdolności zaworowych przez tyrystory

Przy pracy w stanie ustalonym bez przeciążenia, wartości szczytowe pulsów ładowania i rozładowania są sobie równe. Czasy ładowania i rozładowania można wyliczyć na podstawie zależności (2) i (3).

$$(2) \quad t_{ps} = \pi \sqrt{nCL}$$

$$(3) \quad t_{pr} = \pi \sqrt{\frac{C}{n}L}$$

Po uwzględnieniu wartości katalogowego czasu odzyskiwania zdolności blokowania przez tyrystory (*t<sub>g</sub>*) można wyliczyć maksymalną częstotliwość pracy przekształtnika (przyjmując *t<sub>d</sub>* ≥ *t<sub>g</sub>*):

$$(4) \quad f = \frac{1}{t_{ps} + t_{pr} + 2t_d}$$

Wartość międzyszczytowa napięcia na kondensatorach zależy od mocy obciążenia przekształtnika i maksymalnie może wynosić  $2U_{in}$  (przy pominięciu spadków napięć od 0 do  $2U_{in}$ ). Zgodnie z [9], maksymalna, teoretyczna moc obciążenia dla której przekształtnik pracuje z pełnym przeładowaniem kondensatorów i nie jest przeciążony określona jest wzorem:

$$(5) \quad P_{max\ teor} = 2CU_{in}^2(n+1)f$$

Wzór (5) nie uwzględnia strat mocy w układzie, które dla maksymalnego teoretycznego obciążenia można oszacować przy pomocy zależności 6 i 7.

$$(6) \quad \eta_{Pmax} = 1 - \frac{2\Delta U_T + \frac{1}{n}\Delta U_{TDout} + \Delta U_D}{U_{in}\left(1 + \frac{1}{n}\right)} - \frac{\pi}{4} \sqrt{\frac{nC}{L}}(R_L + R_C)$$

Gdzie: *C* – pojemność kondensatorów przełączalnych, *R<sub>C</sub>* – rezystancja kondensatorów przełączanych, *R<sub>L</sub>* – rezystancja zastępcza dławika,  $\Delta U_{TDout}$  – napięcie przewodzenia diody lub tyrystora wyjściowego,  $\Delta U_T$  i  $\Delta U_D$  – napięcie przewodzenia tyrystorów/diod.

$$(7) \quad P_{max} = \eta P_{max} P_{max\ teor}$$

### Model przekształtnika DC-DC o przełączalnych kondensatorach pracujący w otwartym układzie sterowania

W oparciu o analizę teoretyczną, wykorzystując oprogramowanie MATLAB/SIMULINK, zbudowano model 4-komórkowego przekształtnika DC-DC o przełączalnych kondensatorach. Parametry układu zamieszczono w Tabeli 1.

Tabela 1. Parametry modelu symulacyjnego przekształtnika DC-DC o przełączalnych kondensatorach

Parametr	Wartość
Napięcie wejściowe	$U_{in}$ 100V
Teoretyczne napięcie wyjściowe	$U_{out}$ 500V
Teoretyczne wzmocnienie napięciowe	$G_U$ 5
Tyrystory	$U_{fwd}$ 1,4V
	$t_g$ 20μsek
Diody (D1-D5 i DOUT)	$U_{fwd}$ 1,4V
	$C$ 2,2μF
Pojemność w komórkach	$R_{ESR}$ 10mΩ
	$L_{in}$ 100μH
Indukcyjność wejściowa	$R_{ESR}$ 20mΩ
	$C_{out}$ 100μF

Bazując na zależnościach (1–4) wyliczono parametry sygnałów sterujących dla tyrystorów. Wyniki obliczeń zestawiono w Tabeli 2.

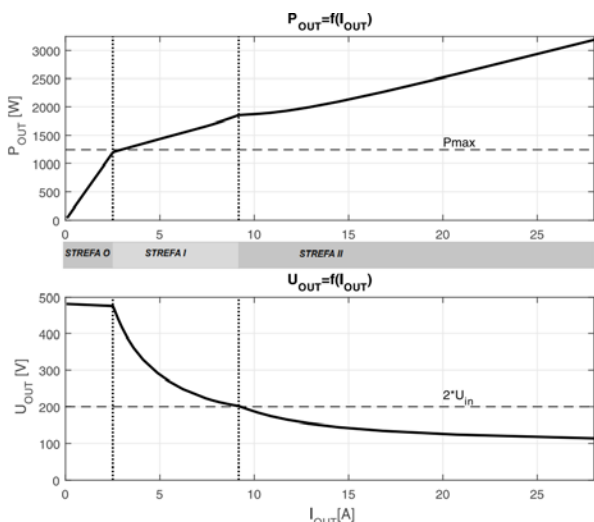
Tabela 2. Parametry czasowe dla modelu symulacyjnego przekształtnika

Parametr	Obliczenia	Wartość
$t_{ps}$	$\pi \sqrt{4 \cdot 2,2 \cdot 10^{-6} \cdot 100 \cdot 10^{-6}}$	93,2 μsek
$t_{pd}$	$\pi \sqrt{\frac{2,2 \cdot 10^{-6}}{4} \cdot 100 \cdot 10^{-6}}$	23,3 μsek
$t_d$	$t_d > 20\mu\text{sek}$	25 μsek
$f$	$\frac{1}{(93,2 + 23,3 + 2 \cdot 25) \cdot 10^{-6}}$	6,006KHz

Zgodnie z zależnościami (5) i (6) wyliczono maksymalną moc teoretyczną na poziomie  $P_{\max\_teoret} = 1,32\text{kW}$  oraz, uwzględniając rzeczywiste parametry elementów przekształtnika (Tabela 1), maksymalną sprawność teoretyczną  $\eta_{\max}=0,96$ . Oznacza to, że maksymalna moc z jaką może pracować przekształtnik wynosi:

$$(8) \quad P_{\max} = P_{\max\_teoret} \cdot \eta_{\max} = 1,32 \cdot 0,96 = 1,27\text{kW}$$

Na rysunku 4 zaprezentowano charakterystyki wyjściowe przekształtnika 4-sekcyjnego otrzymane na podstawie rezultatów badań symulacyjnych w warunkach zmiany wartości obciążenia rezystancyjnego na wyjściu przekształtnika.



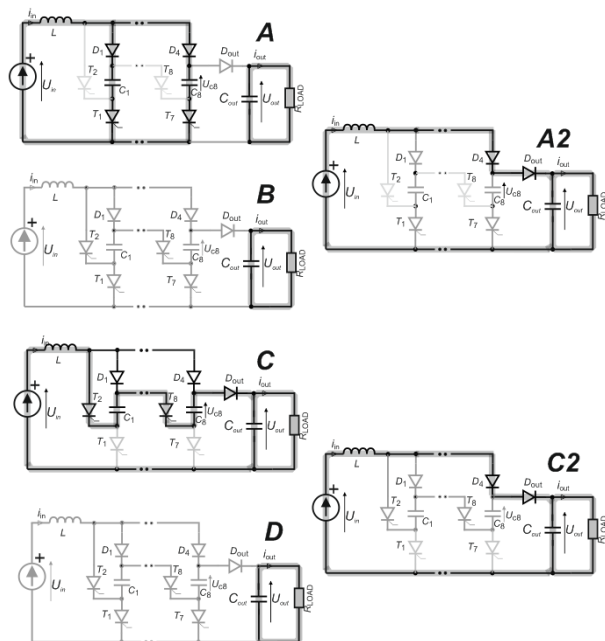
Rys.4. Charakterystyki wyjściowe przekształtnika – wynik symulacji

Analizując charakterystyki wyjściowe przekształtnika można wyróżnić następujące obszary pracy:

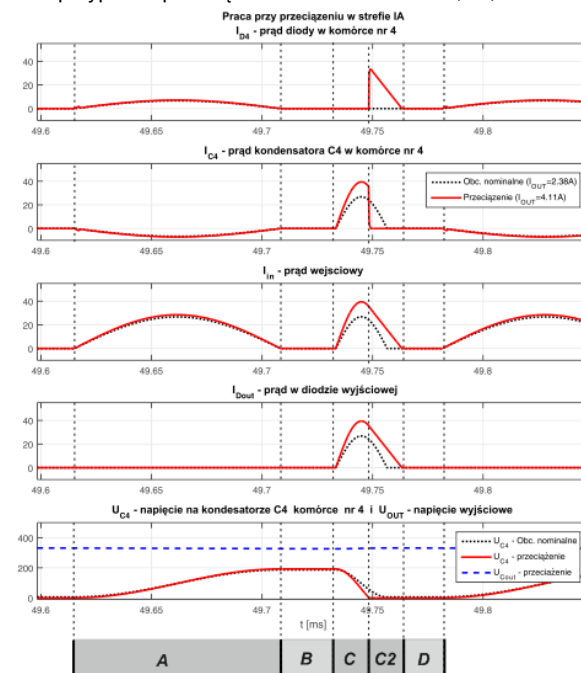
- **STREFA 0** – odpowiada pracy w zakresie obciążeń poniżej nominalnego ( $P < P_{\max}$ ). W trakcie pojedynczego okresu pracy przekształtnika występują cztery interwały (rysunek 5): **A** – ładowanie kondensatorów; **B** - czas potrzebny na bezpieczne wyłączenie tyrystorów  $T1, T3, T5, T7$ , **C** – rozładowanie kondensatorów w komórkach, **D** - czas potrzebny na bezpieczne wyłączenie tyrystorów  $T2, T4, T6, T8$ . W przypadku pracy w **STREFIE 0** puls prądu ładowania ma taką samą wartość szczytową jak puls rozładowania.

- **STREFA I** – ( $P > P_{\max}$  i  $U_{out} > 2U_{in}$ ) w tej strefie występuje przeciążenie 1-wszego typu. Jak widać na charakterystyce, gdy przekształtnik jest przeciążony, wraz ze wzrostem wartości prądu obciążenia gwałtownie maleje wartość średnia napięcia na wyjściu. W obrębie strefy I-wszej można wyróżnić dwie podstrefy **A** i **B**. Przebiegi prądów i napięć przekształtnika w obu podstrefach zamieszczono na rysunkach 6 i 7. Praca w warunkach przeciążenia charakteryzuje się tym, że puls prądu rozładowania ma większą wartość szczytową niż puls ładowania. Czas trwania pulsu rozładowania ponadto wydłuża się w miarę wzrostu obciążenia. W całej **STREFIE I** ładowanie kondensatorów przebiega podobnie jak w przypadku obciążenia z mocą maksymalną  $P_{\max}$  (interwał A - rysunek 5), zatem kondensatory ładują się w przybliżeniu od zerowej wartości napięcia do  $2U_{in}$ . Po zapoczątkowaniu procesu rozładowania (interwał C – wyzwolone tyrystory rozładowania  $T2, T4, T6, T8$ ), napięcie na szeregowo połączonych kondensatorach (i tyrystorach rozładowania) zmniejsza się, i w chwili gdy osiąga niewielką wartość

ujemną, dostateczną do spolaryzowania diody  $D4$  w kierunku przewodzenia, tyrystory rozładowania przestają przewodzić.



Rys.5. Rozptył prądu dla wszystkich interwałów występujących w przypadku przeciążenia w **STREFACH I-A, I-B, II-A i II-B**

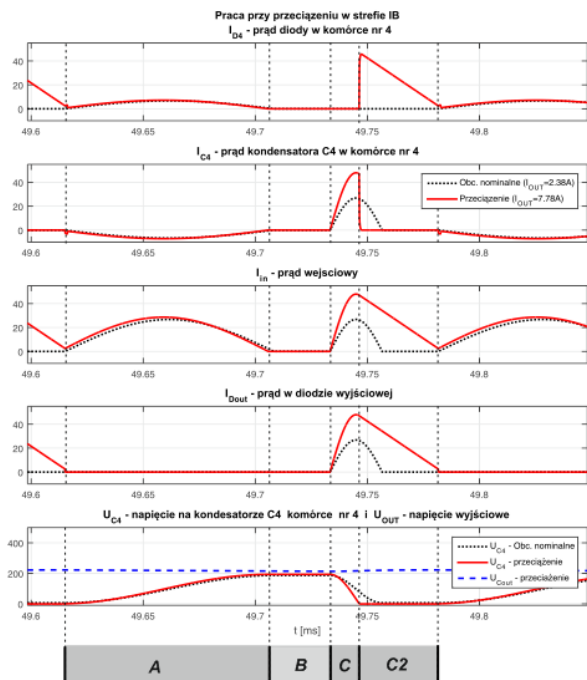


Rys.6. Przebiegi prądów i napięć przekształtnika przy przeciążeniu w **STREFIE I-A**. (Dla porównania linią przerywaną naniesiono przebiegi z pracy bez przeciążenia)

Rozpoczyna się interwał C2 (rysunki 5, 6, 7), w którym prąd dławika liniowo zmniejsza swoją wartość – nadmiarowa energia zmagazynowana w dławiku przekazywana jest na wyjście układu (przez diodę  $D4$  i  $D_{out}$ ). Czas trwania interwału C2 zależy od napięcia wyjściowego, a zatem od stopnia przeciążenia przekształtnika.

W strefie I-A prąd dławika zanika zanim nastąpi załączenie tyrystorów ładujących (rysunek 6). Dalsze zwiększanie obciążenia przekształtnika prowadzi do pracy przekształtnika z ciągłym przewodzeniem pomiędzy końcem pulsu rozładowania, a początkiem pulsu ładowania

(STREFA I-B), bez interwału D (rysunek 7). Tego typu stan występuje na skutek znacznego wydłużenia czasu trwania interwału liniowego zanikania prądu dławika (rysunek 6). Należy wspomnieć, że liniowa zmienność prądu występuje tylko przy założeniu, że pojemność wyjściowa przekształtnika jest na tyle duża, że napięcie wyjściowe podczas tego interwału nie zmienia się. Takie założenie jest z reguły spełnione w typowych, praktycznych konstrukcjach.

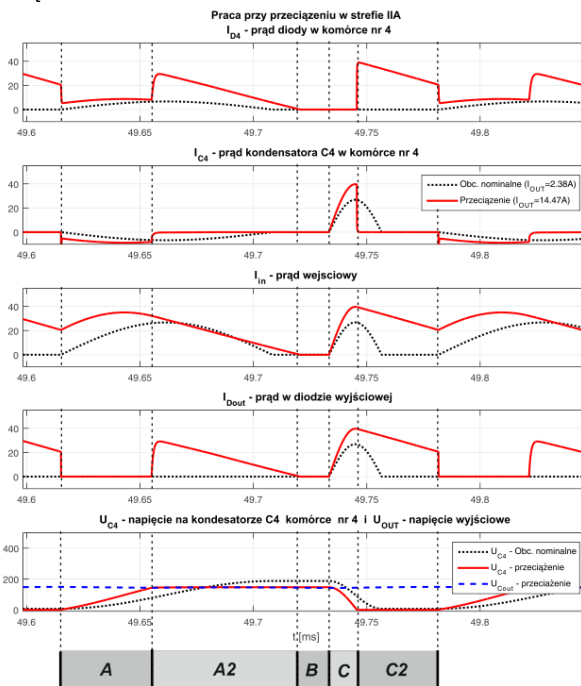


Rys.7. Przebiegi prądów i napięć przekształtnika przy przeciążeniu w STREFIE I-B. (Dla porównania linią przerywaną naniesiono przebiegi z pracy bez przeciążenia)

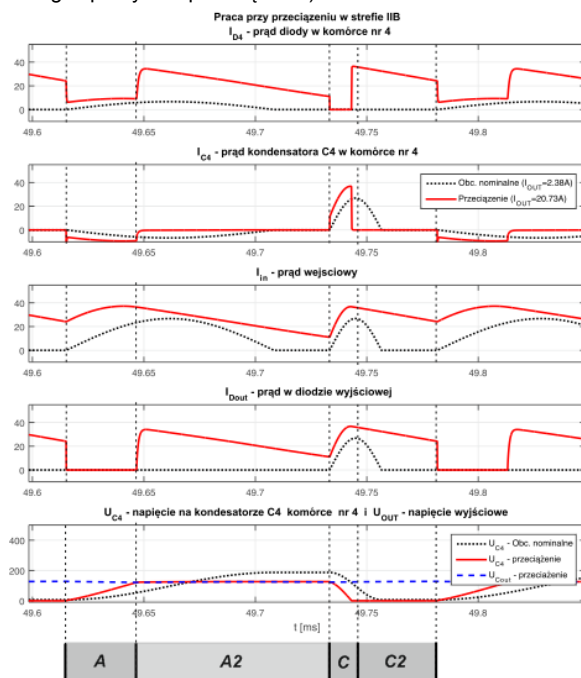
**STREFA II** – ( $P > P_{max}$  i  $U_{out} < 2 * U_{in}$ ) praca w *strefie II* rozpoczyna się w momencie gdy napięcie na wyjściu przekształtnika zmniejszy się poniżej wartości  $2U_{in}$ . Wówczas dodatkowo zachodzi wydłużenie pulsu ładowania kondensatorów. W zależności od stopnia przeciążenia przekształtnika, ten obszar pracy można podzielić na dwie podstrefy: II-A oraz II-B. Oscylogramy z symulacji komputerowej tego typu przeciążenia zamieszczono na rysunku 8 (II-A) i rysunku 9 (II-B).

Ładowanie kondensatorów (*interwał A*) rozpoczyna się od wartości zerowej (tak jak w każdym stanie przeciążenia, bądź pracy z mocą maksymalną). Po załączeniu tyrystorów ładowania napięcie na kondensatorach rośnie w skutek oscylacyjnego ładowania. Gdy, w czasie trwania *interwału A*, napięcie na kondensatorach (połączonych równolegle) zrówna się z napięciem wyjściowym przekształtnika rozpoczyna się *interwał A2*, w którym przewodzenie podejmuje dioda ostatniej komórki oraz dioda wyjściowa  $D_{out}$  (rysunki 8, 9). Należy zwrócić uwagę, że interwał A2 rozpoczyna się poprzez dołączenie do ładujących się kondensatorów, kondensatora wyjściowego i obciążenia (rysunek 5). Jeżeli pojemność wyjściowa  $C_{out}$  jest dużo większa niż pojemność kondensatorów w komórkach, prąd ładujący kondensatory zmniejsza się do wartości poniżej prądu podtrzymania tyrystorów ładowania, co umożliwi im wyłączenie. Wartość pojemność kondensatora wyjściowego  $C_{out}$  dobierana jest ze względu na maksymalne tętnienia napięcia (zwykle kilka procent), zatem w praktycznych konstrukcjach powyższy warunek jest zawsze spełniony. Energia zgromadzona w indukcyjności  $L$  w momencie rozpoczęcia interwału A2 będzie przekazywana na wyjście układu z liniowym zanikaniem prądu (rysunki 8 i 9).

Rozładowanie kondensatorów odbywa się podobnie jak dla strefy I-B. Większe przeciążenie przekształtnika prowadzi do nałożenia się przedłużonego pulsu rozładowania z początkiem pulsu ładowania i tym samym prąd dławika wejściowego  $L$  nie przyjmuje wartości zerowych, występuje zatem stan z ciągłym przewodzeniem który został nazwany pracą w *strefie II-B*.



Rys.2. Przebiegi prądów i napięć przekształtnika przy przeciążeniu w STREFIE II-A. (Dla porównania linią przerywaną naniesiono przebiegi z pracy bez przeciążenia)



Rys.3. Przebiegi prądów i napięć w przekształtniku przy przeciążeniu w strefie II-B. (Dla porównania linią przerywaną naniesiono przebiegi z pracy bez przeciążenia)

Praca w *STREFIE II* występuje tylko w przekształtniku w którym elementem wyjściowym jest dioda. Jeżeli zamiast diody  $D_{out}$  zostanie zastosowany tyrystor, puls ładowania nie będzie wydłużany i przeciążony przekształtnik będzie pracował tylko w *STREFIE I*.

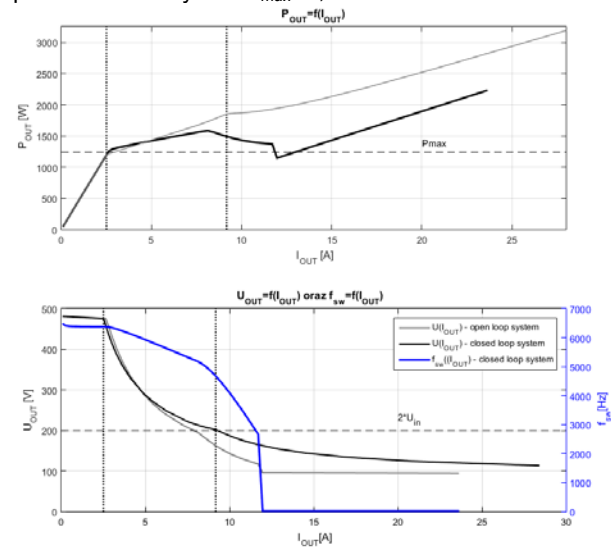
Należy zwrócić uwagę, że pomimo nachodzenia na siebie pulsów prądu ładowania i rozładowania w stanie przeciążenia (*STREFA I-B, II-A i II-B*) tyrystory mają zapewniony czas na odzyskanie zdolności blokowania napięcia dodatniego. Wynika to z tego, że przewodzenie tyrystorów ładowania (parzystych) w interwale *C2* i w interwale *A2* przejmują dioda ostatniej komórki *D4*. W tym czasie na tyrystorach rozładowania utrzymywane jest niewielkie napięcie dodatnie. Jest ono jednak na tyle małe, że nie powoduje przewodzenia tyrystorów, aczkolwiek w układzie rzeczywistym może wydłużyć ich czas odzyskiwania zdolności blokowania napięcia. Dodatkowo w strefie pracy *II-B*, podczas trwania interwału *A2*, zaburzenie w przebiegu napięcia wyjściowego (zwiększenie napięcia na kondensatorze wyjściowym wymuszone ujemnym impulsem w prądzie  $i_{out}$ , wywołanym przez obciążenie może spowodować ponowne przewodzenie tyrystorów i w najgorszym przypadku zbyt krótki czas na odzyskanie zdolności blokowania (brak interwału *B*). W efekcie prowadzi to do zwarcia źródła zasilającego przekształtnik i może wywołać poważną awarię. Praca w stanie przeciążenia w strefie *II-B* ma miejsce zawsze w początkowej fazie rozruchu przekształtnika gdy  $U_{OUT}=U_{IN}$  (przy założeniu, że kondensator wyjściowy został naładowany poprzez dodatkowy obwód rozruchowy z rezystorem i np. stycznikiem). Wtedy przekształtnik rozpoczyna pracę od *STREFY II-B*. Aby zabezpieczyć przekształtnik przed zawarciem wystarczy zastosować sterownik z kontrolą obecności prądu wejściowego (np. hallotronowy przetwornik prądu + komparator). Możliwa jest wtedy realizacja algorytmu sterowania z adaptacyjnym algorytmem wyliczania interwałów dla generatora impulsów wyzwalających tyrystory (parametry  $t_{ps}$  i  $t_{pr}$ ) w taki sposób aby zapewnić odpowiednią przerwę pomiędzy pulsami prądu ładowania i rozładowania (wymuszenie występowania interwałów *B* i *D* w przebiegu prądu wejściowego). W konsekwencji, przekształtnik w odpowiedzi na zmianę warunków przeciążenia, będzie zmieniał częstotliwość pracy tak aby występowała tylko jedna strefa przeciążenia - *I-A*. Na rysunku 10 przedstawiono charakterystyki wyjściowe przekształtnika pracującego ze sterownikiem kontrolującym przebieg prądu wejściowego. Ze względu na zmniejszanie częstotliwości pracy przekształtnika, w miarę wzrostu obciążenia, jego moc maksymalna maleje (5) co powoduje zmianę charakterystyk wyjściowych w porównaniu do układu bez regulacji. Na rysunku 11 zaprezentowano wpływ dociążania przekształtnika na kształt przebiegu prądu wejściowego ( $i_{IN}$ ). Czerwona linia, wyznaczająca granice pomiędzy kolejnymi okresami przełączeń, pokazuje jak układ sterowania zmienia częstotliwość przełączeń w odpowiedzi na wzrost wartości średniej prądu wyjściowego.

### Realizacja praktyczna i testy układu pracującego w otwartym układzie regulacji

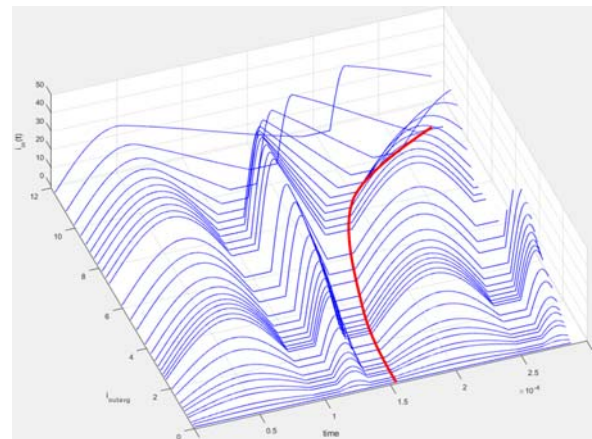
W celu weryfikacji praktycznej wyników badań symulacyjnych został zbudowany laboratoryjny model cztero-komórkowego przekształtnika małej skali (rysunek 12). W Tabeli 3 zebrano najważniejsze parametry modelu laboratoryjnego. Dobrano szybkie tyrystory o czasie odzyskiwania zdolności blokowania napięcia dodatniego  $t_{\leq 20\mu s}$ .

W charakterze sterownika wykorzystano układ programowalny CPLD – MAXII EPM570 (Altera) taktowany zegarem 20MHz. Bazując na zależnościach (1)-(4) wyliczono parametry sygnałów sterujących dla tyrystorów. Wyniki obliczeń zestawiono w Tabeli 4. Zgodnie z zależnościami (5) i (6) maksymalna moc teoretyczną przekształtnika wynosi:  $P_{max,teoret} = 1,03kW$ . Uwzględniając rzeczywiste parametry elementów przekształtnika (Tabela

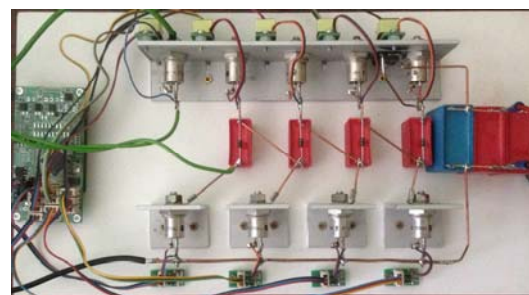
3) oraz maksymalną sprawność teoretyczną  $\eta_{max}=0,96$ , maksymalna moc wyjściowa z jaką może pracować przekształtnik wynosi  $P_{max}=0,99kW$ .



Rys.10. Charakterystyki wyjściowe przekształtnika pracującego w zamkniętym układzie regulacji (kolorem szarym naniesiono charakterystyki dla układu pracującego w otwartym układzie regulacji)



Rys.11. Zestawienie przebiegów prądu wejściowego dla różnych wartości obciążenia



Rys.12. Laboratoryjne stanowisko badawcze

Na rysunku 13 zamieszczono oscylogram z pracy układu laboratoryjnego z obciążeniem bliskim mocy maksymalnej. Zarejestrowane napięcie na kondensatorze jednej z komórek zmienia się w pełnym zakresie tj. ok. 0 –  $2U_{IN}$ . Wartości szczytowe pulsów prądu ładowania i rozładowania widoczne w prądzie wejściowym przekształtnika są równe. Oznacza to, że przekształtnik SCVM nie jest przeciążony (praca w *STREFIE 0*). Na rysunkach 14 oraz 15 zamieszczono przebiegi z pracy przekształtnika w strefie przeciążenia *I-A* ( $U_{OUT}\approx 400V$ ).

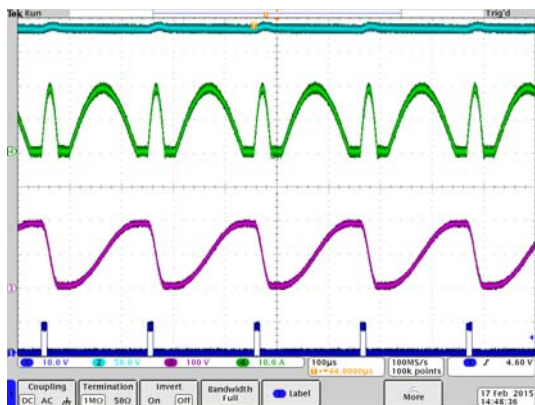
Widoczna jest nierówność wartości szczytowych pulsów w prądzie wejściowym. Rysunek 15 zawiera zbliżenie na puls rozładowania, gdzie wyraźnie widoczny jest interwał liniowego zaniku prądu (C2), który rozpoczyna się w momencie gdy napięcie na kondensatorach przełączalnych osiąga wartość bliską zerowej.

Tabela 3. Parametry modelu eksperymentalnego przekształtnika DC-DC o przełączalnych kondensatorach

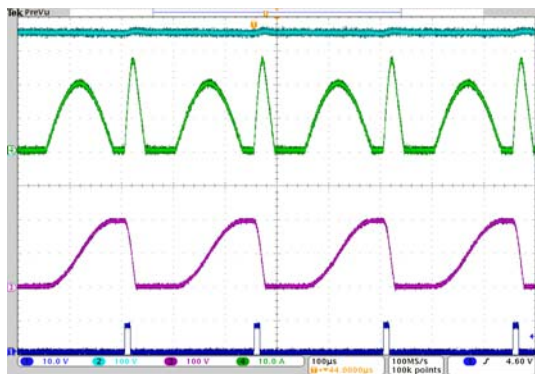
Parametr		Wartość
Napięcie wejściowe	$U_{in}$	100V
Teoretyczne napięcie wyjściowe	$U_{out}$	500V
Teoretyczne wzmocnienie napięciowe	$G_U$	5
Tyrystory TR922/ SN20C70	$U_{fwd}$	2,2V/1,5V
	$t_d$	20/12,5μsek
Diody HFA25TB60	$U_{fwd}$	1,3V
	$C$	2,2μF
Pojemność w komórkach	$R_{ESR}$	10mΩ
	$L_{in}$	200μH
Indukcyjność wejściowa	$R_{ESR}$	20mΩ
	$C_{out}$	180μF

Tabela 4 Parametry czasowe dla przekształtnika laboratoryjnego

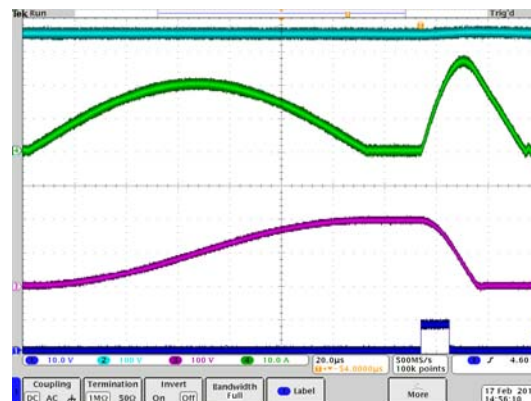
Parametr	Obliczenia	Wartość
$t_{ps}$	$\pi \sqrt{4 \cdot 2,2 \cdot 10^{-6} \cdot 200 \cdot 10^{-6}}$	131,8 μsek
$t_{ps}$	$\pi \sqrt{\frac{2,2 \cdot 10^{-6}}{4} \cdot 200 \cdot 10^{-6}}$	32,95 μsek
$t_d$	$t_d > 20 \mu\text{sek}$	25 μsek
$f$	$\frac{1}{(131,8 + 32,95 + 2 \cdot 25) \cdot 10^{-6}}$	4,65kHz



Rys.13. Praca przekształtnika SCVM pracujący w STREFIE 0 ( $P < P_{max}$ ): 1 - impuls sterowania dla tyrystorów rozładowania, 2 - napięcie na jednym kondensatorze przełączalnym  $U_{C4}$  (100v/div), 4 - prąd wejściowy  $i_{in}$ (10A/div), 3 - napięcie wyjściowe  $U_{out}$  (100v/div)



Rys.14. Praca przekształtnika SCVM w STREFIE IA ( $P > P_{max}$ ), 1 - impuls sterowania dla tyrystorów rozładowania, 2 - napięcie na kondensatorze  $C_4$ (100v/div), 4 - prąd wejściowy  $i_{in}$ (10A/div), 3 - napięcie wyjściowe  $U_{out}$  (100v/div)



Rys.15. Praca przekształtnika SCVM w STREFIE IA ( $P > P_{max}$ ), 1 - impuls sterowania dla tyrystorów rozładowania, 2 - napięcie na jednym kondensatorze  $C_4$  (100v/div), 4 - prąd wejściowy  $i_{in}$ (10A/div), 3 - napięcie wyjściowe  $U_{out}$  (100v/div)

### Podsumowanie i wnioski

W artykule przedstawiono wyniki badań symulacyjnych eksperymentalnych stanów pracy tyrystorowego przekształtnika o przełączanych kondensatorach w topologii powielacza napięcia (SCVM) oraz propozycję sterownia realizującego zabezpieczenie układu przed awarią w stanach przeciążenia i przy rozruchu przekształtnika.

W artykule zestawiono zidentyfikowane podstawowe trudności i zagrożenia związane z pracą przekształtnika w różnych stanach przeciążenia. Z analizy teoretycznej popartej symulacją komputerową wynika konieczność zastosowania sterownika z adaptacyjnym algorytmem doboru częstotliwości pracy.

Proponowana koncepcja układu sterowania adaptacyjnego wykorzystuje detekcję zaniku prądu wejściowego dla ustalenia punktu, od którego odliczany jest czas odzyskiwania zdolności zaworowych tyrystorów. Skuteczność metody sterowania potwierdziły wyniki badań symulacyjnych modelu. Działanie układu tyrystorowego SCVM zweryfikowane zostało również przez badania eksperymentalne.

**Autorzy:** prof. dr hab. inż. Stanisław Piróg, e-mail: [pirog@agh.edu.pl](mailto:pirog@agh.edu.pl); dr hab. inż. Robert Stala, e-mail: [stala@agh.edu.pl](mailto:stala@agh.edu.pl); dr inż. Adam Penczek, e-mail: [penczek@agh.edu.pl](mailto:penczek@agh.edu.pl); dr inż. Andrzej Mondzik, e-mail: [mondzik@agh.edu.pl](mailto:mondzik@agh.edu.pl); mgr inż. Adam Kawa, e-mail: [adamkawa@agh.edu.pl](mailto:adamkawa@agh.edu.pl), AGH Kraków, Katedra Energoelektroniki i Automatyki Systemów Przetwarzania Energii.

### LITERATURA

- [1] Cao Dong, Qian Wei, Peng F.Z., A high voltage gain multilevel modular switched-capacitor DC-DC converter, Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2014 IEEE, 14-18 Sept. 2014, 5749 – 5756
- [2] Cao Dong; Fang Zheng Peng, A family of zero current switching switched-capacitor dc-dc converters, Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE, 21-25 Feb. 2010, 1365,1372
- [3] Stala R., Piróg S., Baszyński M., Mondzik A., Penczek A., Czekoński J., Gąsiorek S., Results of investigation of multicell converters with balancing circuit, Part 1, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56 (2009) n.7, 2610–2619
- [4] Stala R., Piróg S., Baszyński M., Mondzik A., Penczek A., Czekoński J., Gąsiorek S., Results of investigation of multicell converters with balancing circuit, Part 2, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56 (2009), n.7, 2620–2628
- [5] Keiser O.; Steimer P.K.; Kolar J.W., High power resonant Switched-Capacitor step-down converter, IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 15-19 June 2008, 2772-2777
- [6] Kumbhare J.M., Renge M.M., Line commutated converter for grid interfacing of solar photovoltaic array, 2014 IEEE

- International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES), 16-19 Dec. 2014, 1-6
- [7] Nanayakkara R., Nasiri A., SCR-based wind turbine control for a DC distributed wind farm, IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2012 15-20 Sept. 2012, 2059 – 2066
- [8] Arsov G.L., Mircevski S., Quo vadis, thyristor?, 2010 14th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), T2-152 - T2-157 , 6-8 Sept. 2010
- [9] Surma P., Dobór wartości indukcyjności przekształtnika DC-DC o przelączanych kondensatorach, *Przegląd Elektrotechniczny*, 91 (2015), nr 3, 190-193
- [10] Parastar A., Seok Jul-Ki, High-Gain Resonant Switched-Capacitor Cell-Based DC/DC Converter for Offshore Wind Energy Systems, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 30 (2015), n.2, 644 – 656
- [11] 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*, 27 (2012), n.4, 1668,1678
- [12] Hajian M.; Robinson J.; Jovcic D.; Bin Wu, 30 kW, 200 V/900 V, Thyristor LCL DC/DC Converter Laboratory Prototype Design and Testing, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 29 (2014), n.3, 1094-1102