

## Dwukierunkowy przekształtnik DC-DC w topologii trójfazowego podwójnego mostka aktywnego

**Streszczenie.** Artykuł przedstawia opis i zastosowanie dwukierunkowego przekształtnika DC-DC w topologii podwójnego mostka aktywnego. Przedstawiono porównanie dwóch topologii: jednofazowej i trójfazowej. Omówiono zasadę działania układów, wraz z ich analizą. Opisano zbudowany model laboratoryjny. Przedstawiono wyniki z modelu laboratoryjnego z magazynem energii opartym o superkondensator, kładąc duży nacisk na przedstawienie sprawności układu podczas różnych warunków pracy.

**Abstract.** These article contains description and application of Dual Active Bridge bi-directional DC-DC converter. Comparison of two topologies is presented: single-phase and three-phase, including their analysis. Results from laboratory setup enriched with supercapacitor are presented, with emphasis on the presentation of efficiency under different operating conditions. (**Bi-directional DC-DC converter in three-phase Dual Active Bridge Topology**).

**Słowa kluczowe:** Dual Active Bridge, DAB, superkondensator, magazyn energii

**Keywords:** Dual Active Bridge, DAB, supercapacitor, energy storage

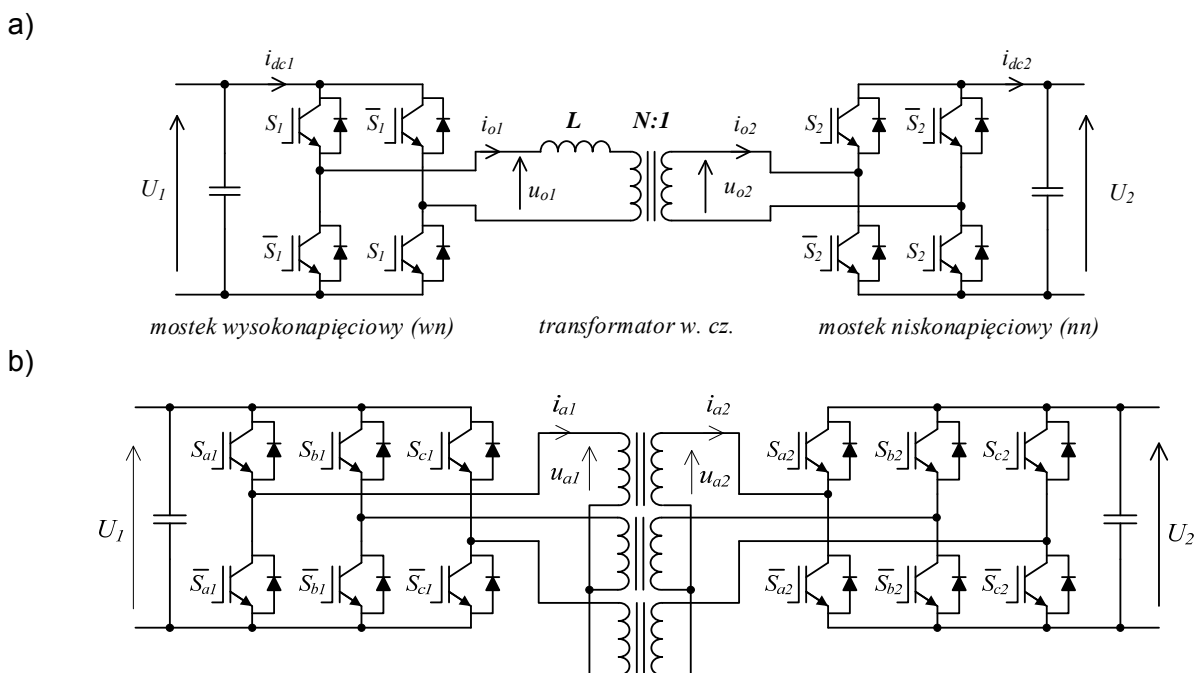
doi:10.12915/pe.2014.05.03

### Wstęp

Wiele współczesnych systemów przekształcania energii elektrycznej wymaga dwukierunkowego przepływu energii pomiędzy źródłami napięcia stałego o różnych wartościach. Przekształtnik DC-DC znajdują nowe zastosowania ze względu na rosnące zapotrzebowanie w systemach takich jak:

- pojazdy elektryczne, hybrydowe i zasilane ogniwami paliwowymi (ang. Electrical Vehicles – EV, Hybrid Electrical Vehicles – HEV, Fuel Cells Vehicles – FCV),
- urządzenia trakcyjne wykorzystujące hamowanie rekuperacyjne,
- układy zasilania rezerwowego (ang. Uninterruptible Power Supply – UPS),
- zasobniki energii przyłączane do sieci elektroenergetycznej (Energy Storage Systems – ESS),
- przekształtniki wielopoziomowe wymagające separacji zasilania poszczególnych poziomów [2].

Jedną z topologii umożliwiającą realizację dwukierunkowego przekształtnika DC-DC o stosunkowo dużej mocy jest podwójny mostek aktywny (ang. Dual Active Bridge - DAB), przedstawiony na rysunku 1. Topologia ta jest znana od lat osiemdziesiątych ubiegłego wieku [1], jednak z powodu braku odpowiednich elementów półprzewodnikowych i magnetycznych nie była rozwijana przez blisko ćwierćwiecze. Obecnie topologia jest intensywnie adaptowana do pracy w dotąd nieosiągalnych obszarach. Zastosowanie tranzystorów z węgla krzemu (SiC) przyniosło możliwość zwiększenia częstotliwości łączeń, za czym idzie zmniejszenie rozmiarów elementów biernych i możliwość przenoszenia większej mocy [3]. Ma to szczególnie duże znaczenie w zastosowaniach w pojazdach elektrycznych, gdzie wiele uwagi poświęca się minimalizacji zarówno rozmiarów przekształtnika, jak i redukcji wagi urządzenia, zwiększając objętościową gęstość mocy przekształtnika. Badania opublikowane w ciągu ostatnich pięciu lat dotyczyły przede wszystkim przekształtnika jednofazowego, gdzie przedstawiano



Rys.1. Topologia a) podwójnego mostka aktywnego (DAB) , b) trójfazowego podwójnego mostka aktywnego (DAB3)

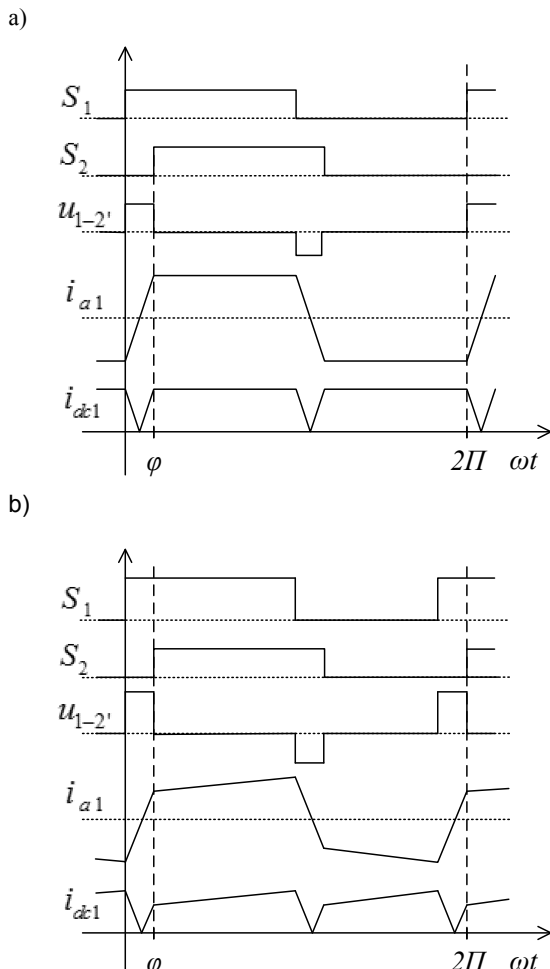
badania symulacyjne stosunkowo dużych mocy rzędu setek kW, natomiast weryfikacja modelu symulacyjnego ograniczała się do układów o mocy pojedynczych kW.

W niniejszym artykule zaproponowano zastosowanie trójfazowej topologii podwójnego mostka aktywnego (DAB3), przedstawionej na rysunku 2. Przedstawiono opis teoretyczny oraz metodę modulacji jedno- i trójfazowych przekształtników DAB. Ponadto przeprowadzono weryfikację modelu trójfazowego na rzeczywistym układzie o mocy 7,5 kW.

### DAB – topologia jednofazowa

DAB jest dwukierunkowym transformatorowym przekształtnikiem DC-DC. Składa się z dwóch mostków H sprzężonych transformatorem wysokiej częstotliwości o przekładni  $N$  dopasowanej do różnicy napięć pomiędzy źródłami napięcia DC (rys.1).

Jedną z metod modulacji przekształtnika DAB jest modulacja z przesunięciem fazowym. Obydwa mostki pracują ze stałą wysoką częstotliwością  $f_s$  (kilku kHz – kilkaset kHz) i stałym wypełnieniem równym 50%. Impulsy sterujące tranzystorów strony wysokonapięciowej ( $wn$ )  $S_1$  i niskonapięciowej ( $nn$ )  $S_2$  są przesunięte względem siebie o kąt  $\varphi$ , jak pokazano na rysunku 3. Obszar przesunięcia  $\varphi$  zawiera się w przedziale  $\langle -\Pi; \Pi \rangle$  [4].



Rys.2. Przebiegi napięć i prądów układu jednofazowego a) przy równowadze napięć, b) przy nierównowadze napięć

Zasadę działania przekształtnika można przedstawić za pomocą uproszczonego schematu przekształtnika przedstawionego na rysunku 5. Transformator wysokiej częstotliwości sprowadzono tu do indukcyjności  $L$  stanowiącej całkowitą indukcyjność rozproszenia

transformatora, odniesioną do strony wysokonapięciowej [4]. Analizując przebiegi napięć obu mostków można stosunkowo łatwo odtworzyć rozptyw prądów w poszczególnych elementach składowych (rys.3, rys.4).

Przy zerowym przesunięciu  $\varphi$  i gdy napięcia źródeł są co do przekładni transformatora równe, nie zachodzi wymiana energii pomiędzy źródłami. W wyidealizowanym przypadku, nie płynie również prąd transformatora. W takim wypadku strumienie magnetyczne transformatora pochodzące od napięć  $U_1$  i  $U_2$  są sobie równe, lecz posiadają przeciwne zwroty. Sumaryczny strumień magnetyczny w rdzeniu transformatora wynosi zero. Zmiana przesunięcia fazowego  $\varphi$ , powoduje załączenie się jednego z mostków z wyprzedzeniem, co skutkuje niezerowym strumieniem w rdzeniu. Strumień ten indukuje prąd w drugim uzwojeniu, przenosząc energię z jednego źródła do drugiego. Rozptyw prądów w takim stanie pracy obrazuje rysunek 3. Natomiast zmiana napięcia jednego ze źródeł, w tym przypadku wzrost  $U_1$ , spowoduje odkształcenie się prądów transformatora i źródła [8]. Przykładowe przebiegi przekształtnika DAB przy nierównoważonych napięciach przedstawia rysunek 4.

Nachylenie części odkształconej przebiegu zależy od indukcyjności rozproszenia  $L$ , różnicy napięć źródeł i czasu  $\Delta t$ , gdy obydwa mostki pozostają załączone. Wartość przyrostu prądu  $\Delta i_1$  można obliczyć ze wzoru:

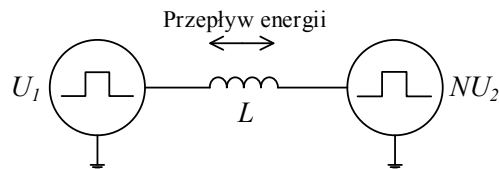
$$(1) \quad \Delta i_1 = \frac{(NU_2 - U_1)\Delta t}{L}$$

Prąd strony wysokonapięciowej wyrażony jest wzorem:

$$(2) \quad i_1 = \frac{\Pi(NU_2 - U_1) - 2\varphi n U_2}{4\Pi f_s L}$$

Wartość przepływającego prądu pomiędzy źródłami uzależniona jest zatem od wartości przesunięcia fazowego  $\varphi$  i napięć źródeł mostków  $U_1$  i  $nU_2$ . Jeżeli w analizie obwodu z rysunku 5. uwzględnimy jedynie składową podstawową przebiegów prostokątnych, to układ można porównać do systemu przesyłowego. Różnica faz napięć skutkuje przepływem mocy czynnej pomiędzy źródłami, natomiast różnica amplitud skutkuje przepływem mocy biernej.

Pożądanym zakresem przesunięcia fazowego jest  $\langle -\Pi/2; \Pi/2 \rangle$ . Poza tym zakresem rośnie prąd transformatora  $i_{a2}$ , przy jednoczesnym zmniejszaniu się prądu  $i_{dc2}$  [5]. Stan ten jest niekorzystny ze względu na płynący prąd bierny w transformatorze, za czym idą wysokie straty ciepłne wydzielane w dławikach, przewodach, rdzeniach i półprzewodnikach. Ponadto wytwarzany strumień magnetyczny od uzwojeń transformatora jest sumowany, co może doprowadzić do nasycenia rdzenia.



Rys.3. Zasada działania przekształtnika DAB

Ogólny wzór na moc przenoszoną przez podwójny jednofazowy mostek aktywny DAB ma postać [1]:

$$(3) \quad P = \frac{NU_2 U_1 \varphi (\Pi - |\varphi|)}{2\Pi^2 f_s L}$$

Łatwo można wyprowadzić wzór na moc maksymalną:

$$(4) \quad P = \frac{NU_2U_1}{8f_sL}, \text{ przy } \varphi = \pm \frac{\Pi}{2}$$

Zaprezentowana topologia pozwala na przełączanie tranzystorów przy zerowym napięciu (ang. Zero Voltage Switching - ZVS) [4]. Stan ten można osiągnąć przy dużym przesunięciu, a więc i przy dużej przenoszanej mocy. Natomiast podczas pracy z małym obciążeniem, łączniki przełączają w momencie, gdy prąd transformatora osiąga maksymalną wartość. Mamy do czynienia z przełączaniem twardym, co skutkuje większymi stratami łączeniowymi. Aby osiągnąć stan ZVS dla strony wysokonapięciowej, prąd gałęzi podczas załączania tranzystora musi być ujemny, tzn. musi płynąć przez diodę zwrotną. Identycznie jest ze stroną niskonapięciową. Poniższe zależności określają warunki miękkiego przełączania [4]:

$$(5) \quad \text{ZVS} \begin{cases} \varphi > \frac{\Pi}{2}(1-d), d \leq 1 \\ \varphi > \frac{\Pi}{2} \frac{(d-1)}{d}, d \leq 1 \end{cases}, \text{ gdzie } d = \frac{NU_2}{U_1}$$

### DAB3 – topologia trójfazowa

Trójfazowy podwójny mostek aktywny (DAB3), pokazany na rysunku 2, różni się od jednofazowego większą liczbą gałęzi w przekształtniku i dodatkowymi dwoma transformatorami wysokiej częstotliwości. DAB3 wprowadza pewną elastyczność w konfigurację połączeń transformatora. Uzwojenia mogą być połączone w trójkąt lub w gwiazdę. Dzięki temu, można dodatkowo zmieniać kształt i wartość napięcia podawanego na zaciski transformatora.

Przy zastosowaniu modulacji z przesunięciem fazowym obydwie mostki pracują ze stałą częstotliwością  $f_s$  i stałym wypełnieniem 50%. Sygnały sterujące poszczególnymi gałęziami w mostkach przesunięte są o  $2\Pi/3$ . Podobnie, jak w układzie jednofazowym, przesunięcie fazowe  $\varphi$  pomiędzy sygnałami sterującymi mostka wysokonapięciowego i niskonapięciowego mieści się w przedziale  $\langle -\Pi; \Pi \rangle$ , jednak ze względu na pojawiający się prąd bierny w transformatorze, pożądanym przedziałem pracy jest  $\langle -\Pi/2; \Pi/2 \rangle$ , co widać na rysunku 6. Charakterystyki sterowania przedstawiono na rysunku 8, gdzie pokazano pomiary prądu  $i_{a2}$  i  $i_{dc2}$  w funkcji przesunięcia fazowego  $\varphi$ . Moc przenoszona przez przekształtnik jest wyrażona wzorami:

$$(6) \quad P = \frac{U_1^2}{2\Pi f_s L} d \varphi \left( \frac{2}{3} - \frac{\varphi}{2\Pi} \right), \text{ dla } \varphi \leq \frac{\Pi}{3}$$

$$(7) \quad P = \frac{U_1^2}{2\Pi f_s L} d \left( \varphi - \frac{\varphi^2}{\Pi} - \frac{\Pi}{18} \right), \text{ dla } \varphi \geq \frac{\Pi}{3}$$

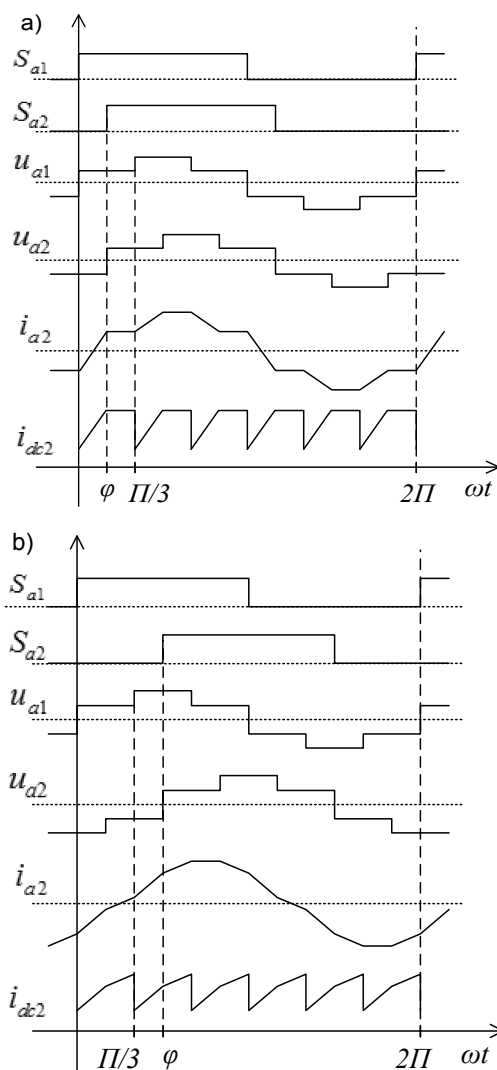
Obserwując przedstawiony na rysunku 6. kształt napięcia przyłożonego do uzwojeń transformatora można zauważyć, że zaindukuje się strumień magnetyczny o mniejszej wartości niż w DAB. Ponadto topologia trójfazowa charakteryzuje się niewielkimi tętnieniami prądów wejściowego i wyjściowego, co można dostrzec porównując rysunek 3 i rysunek 6. Tętnienia prądu wejściowego i wyjściowego są zależne od wartości przesunięcia fazowego  $\varphi$ , co można zaobserwować na rysunku 6.

### Porównanie topologii jedno- i trójfazowej

Trójfazowy przekształtnik DAB, w porównaniu z jednofazowym, pozwala na przeniesienie większej o 33% mocy przy zastosowaniu takich samych elementów

przełączających, wyraźnie mniejsza tętnienia prądu wejściowego i wyjściowego, dzięki czemu elementy bierne filtrów mogą posiadać mniejsze wartości, a więc i mniejsze rozmiary i masę. Wadą jest jednak wyższy koszt, ze względu na dodatkowe gałęzie tranzystorów wraz ze sterownikami bramkowymi oraz wykonanie trójfazowego transformatora. Bardziej skomplikowany jest również algorytm sterowania, gdzie wymagane jest wygenerowanie trzech przesuniętych względem siebie o  $2\Pi/3$  prostokątnych sygnałów bramkowych. Dodatkowe dwie gałęzie, podnoszą koszt urządzenia, jednak większa liczba tranzystorów oznacza większą powierzchnię, przez którą ciepło oddawane jest do radiatora. Dlatego też łączniki półprzewodnikowe pracują w niższych temperaturach, co przekłada się bezpośrednio na żywotność układu.

W DAB3 na zaciski transformatora podawane jest napięcie prostokątne schodkowe, a nie prostokątne jak w DAB, dlatego różne są przebiegi natężenia pola magnetycznego w rdzeniach. Napięcie schodkowe przyłożone do uzwojeń, pozwala na zmniejszenie w stosunku do topologii jednofazowej maksymalnego natężenia pola magnetycznego w rdzeniach, co oznacza mniejsze przekroje rdzeni dla transformatora trójfazowego. Ponadto znacznemu zmniejszeniu ulegają tętnienia prądu wejściowego i wyjściowego, co pozwala na zastosowanie mniejszych filtrów i skutkuje mniejszym obciążeniem prądowym kondensatorów filtrujących [4].



Rys.6. Przebiegi napięć i prądów układu trójfazowego: a) dla  $\varphi \leq \Pi/3$ , b) dla  $\varphi > \Pi/3$

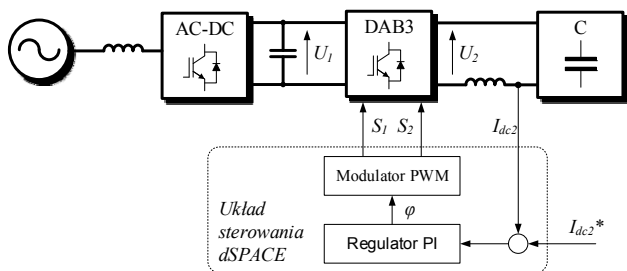
Mniejsze tętnienia prądu po stronie niskonapięciowej bezpośrednio przekładają się na wolniejsze starzenie się magazynu energii, który jest wrażliwy na składową wysokoczęstotliwościową prądu.

Mniejsze tętnienia prądów wejściowego i wyjściowego w DAB3 pozwalają na zmniejszenie prądów w kondensatorach filtrujących niemalże trzykrotnie [3], [4], [7]. Biorąc pod uwagę, że straty w kondensatorze są proporcjonalne do drugiej potęgi prądu, okazuje się, że sumaryczne straty w filtrach są blisko dziewięciokrotnie niższe [4], co przekłada się na niższą temperaturę pracy filtru.

### Model laboratoryjny przekształtnika DAB3

W celu weryfikacji omówionej topologii, zbudowano układ laboratoryjny. Schemat układu laboratoryjnego przedstawia rysunek 7, natomiast podstawowe parametry układu podano w Tabeli 1. Układ składa się z trójfazowego przekształtnika sieciowego AC-DC, przekształtnika DAB3 i superkondensatorowego magazynu energii C. Przekształtnik sieciowy pełni funkcję źródła napięcia stałego dla strony wysokonapięciowej i nie będzie głębiej omawiany. DAB3 o mocy znamionowej 7,5 kW pracuje ze stałą częstotliwością łączeń 20 kHz i wypełnieniem 50% (pomniejszonym o czas martwy). Układ pracuje w zamkniętej pętli regulacji prądu superkondensatora.

Transformator składa się z trzech połączonych w trójkąt transformatorów jednofazowych opartych o rdzenie toroidalne. Rdzenie wykonane są z materiału amorficznego VITROPERM 500F, charakteryzującego indukcją nasycenia na poziomie 1,2 T, zdolnością do pracy przy wysokich częstotliwościach aż do 300 kHz i współczynnikiem przenikalności magnetycznej  $\mu$  równym 20000. Masa jednego rdzenia to 267 g. Ze względu na efekt wypierania prądu, tzw. naskórkowości, strona wysokonapięciowa transformatora została nawinięta licą  $75 \times 0,1 \text{ mm}^2$ , natomiast strona niskonapięciowa przewodem typu linka  $2 \times 16 \text{ mm}^2$ . Uzyskane w ten sposób transformatory posiadały niską indukcyjność rozproszenia, co wymusiło zastosowanie dodatkowych dławików zmniejszających stromości prądu transformatora.



Rys.7. Schemat blokowy układu laboratoryjnego

Mostek wysokonapięciowy został oparty o trzy moduły IGBT zawierające po jednej gałęzi przekształtnika. Mostek niskonapięciowy został oparty o tranzystory typu MOSFET. Aby osiągnąć wystarczającą zdolność przewodzenia dużego prądu po stronie nn, połączono równolegle trzy łączniki półprzewodnikowe. Dodatni współczynnik temperaturowy tranzystorów i dobór modeli z jednej partii produkcyjnej zapewniły równy rozplływ prądów. Zadbano również o odpowiednio wydajne chłodzenie w postaci podkładek termoprzewodzących, odpowiedniego radiatora i wymuszonego chłodzenia powietrzem. Czas martwy mostka wn wynosi  $2 \mu\text{s}$ , natomiast mostka nn  $0,5 \mu\text{s}$ . Różne czasy martwe dla mostków powodują niewielką asymetrię w przebiegach napięć i prądów transformatora (rys.9).

Ponadto, zerowy prąd źródeł osiągany jest przy niezerowym przesunięciu fazowym  $\varphi$  (rys.8).

W możliwie najmniejszej odległości od tranzystorów zainstalowano kondensatory typu snubber dla zmniejszenia wpływu indukcyjności pasożytniczych. Ponadto na płytce mostka niskonapięciowego zainstalowano baterię kondensatorów elektrolitycznych, które wraz z indukcyjnością w postaci dławika, stanowiły filtr dolnoprzepustowy. Filtr ten zastosowano z myślą o ochronie superkondensatorowego magazynu energii przed nadmiernym starzeniem się przez pobór prądu impulsowego.

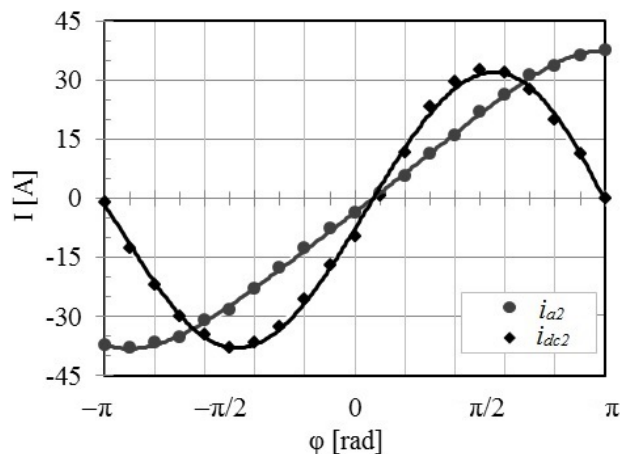
Tabela 1. Parametry modułu magazynowania energii

Przekształtnik DAB3	
Napięcie $U_1$	600 V
Tranzystory mostka wn	IGBT 1200 V 50 A
Czas martwy mostka wn	$2 \mu\text{s}$
Napięcie $U_2$	0-75 V
Tranzystory mostka nn	3 x MOSFET 200 V 94 A
Prąd znamionowy strony nn	100 A
Czas martwy mostka nn	$0,5 \mu\text{s}$
Transformator w.cz.	
Przekładnia $N$	9
Układ połączeń	Dd
Indukcyjność rozproszenia strony nn	$4 \mu\text{H}$
Indukcyjność rozproszenia strony wn	$55 \mu\text{H}$
Dodatkowa indukcyjność strony wn	$220 \mu\text{H}$
Typ rdzenia	toroidalny
Materiał rdzenia	amorficzny
Moduł superkondensatora C	
Pojemność	94 F
Napięcie znamionowe	75 V
Prąd znamionowy	150 A
Rezystancja	$15 \text{ m}\Omega$

### Wyniki eksperymentalne

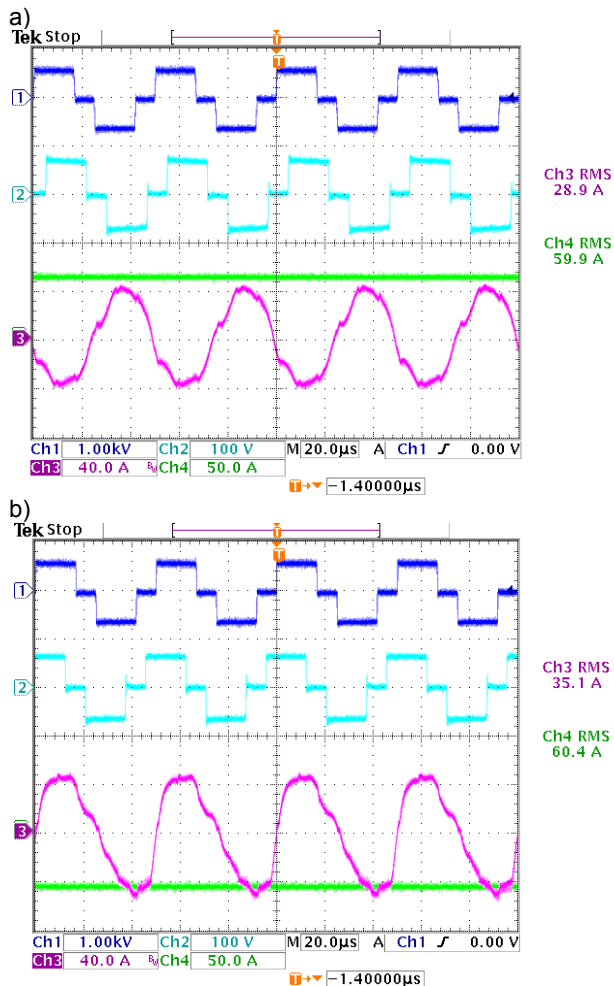
W pierwszej kolejności dokonano weryfikacji opisanej metody regulacji prądu opartej o modulację z przesunięciem fazowym. Na rysunku 8 przedstawiono wyniki pomiarów prądu jednego z transformatorów  $i_{a2}$  oraz prądu superkondensatora  $i_{dc2}$  w funkcji przesunięcia fazowego.

Badania charakterystyki wykonano przy obniżonym napięciu, aby nie przekroczyć dopuszczalnej wartości prądu  $i_{a2}$ . Prąd  $i_{dc2}$  wykazuje sinusoidalną zależność od przesunięcia fazowego  $\varphi$ , natomiast amplituda prądu  $i_{a2}$  wzrasta wraz ze wzrostem przesunięcia fazowego. Z tego powodu dozwolonym zakresem pracy jest przedział  $\langle -\pi/2; \pi/2 \rangle$ .



Rys.8. Charakterystyka sterowania przekształtnika DAB3

Oscylogramy przedstawione na rysunku 9. Pokazują przebiegi napięcia i prądu podczas procesu ładowania i rozładowania magazynu energii. Podczas ładowania, przekształtnikiem wyprzedzającym jest mostek wysokonapięciowy, natomiast podczas rozładowania, jako pierwszy załącza się mostek niskonapięciowy. Dzięki odpowiedniej konstrukcji i dobranym elementom, zminimalizowano przepięcia na tranzystorach mostka niskonapięciowego.



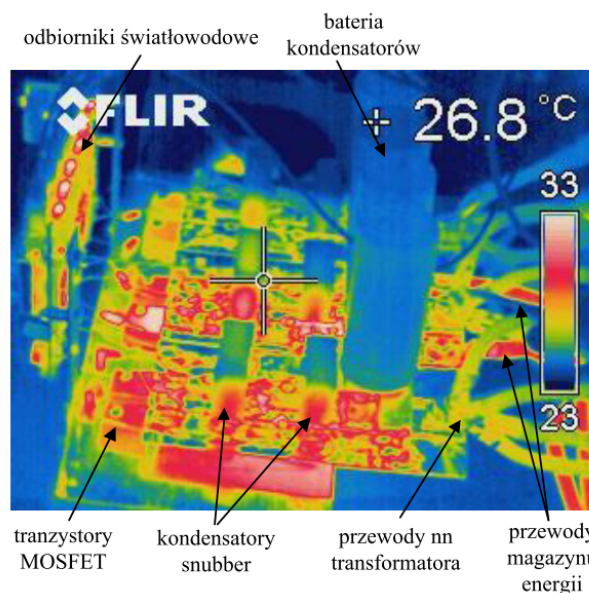
Rys.9. Przebiegi przekształtnika DAB3: a) ładowanie prądem 60A, b) rozładowanie prądem 60A. Od góry: napięcie  $U_{a1}$ , napięcie  $U_{a2}$ , prąd  $i_{a2}$ , prąd  $i_{dc2}$ .

Zaobserwowana na powyższych oscylogramach niesymetria prądów ładowania i rozładowania, jak i różna sprawność może wynikać z:

- różnych czasów martwych strony wn i nn,
- nieliniowości elementów indukcyjnych,
- niedopasowanie napięciowe,
- różnych spadków napięć tranzystorach.

Układ przebadano za pomocą kamery termowizyjnej. Jak widać na rysunku 10. temperatury poszczególnych elementów mostka nn są stosunkowo niskie. Wraz ze wzrostem zadanego prądu i przy znacznym niedopasowaniu napięciowym źródeł, tranzystory MOSFET osiągają temperatury rzędu od 60°C do 70°C. Mocno nagrzewają się również ścieżki mocy na płytce PCB. W celu ograniczenia pasożytniczych indukcyjności w obwodzie mocy, zastosowano kondensatory polipropylenowe typu snubber, charakteryzujące się niską rezystancją i indukcyjnością własną. Zastosowano równolegle

9 kondensatorów i wlotowano je bezpośrednio na tranzystory. Dzięki nim zmniejszyły się przepięcia na łącznikach. Ograniczeniem mocy okazały się jednak dodatkowe dławiki wstawione szeregowo z uzwojeniami pierwotnymi transformatorów. Osiągały one temperatury

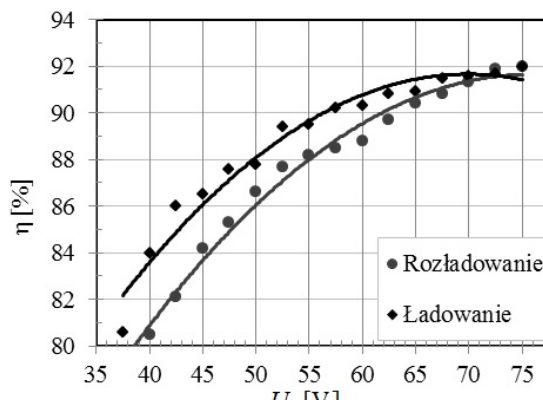


Rys.10. Mostek niskonapięciowy przy zadanym prądzie magazynu  $i_{dc2}$  równym 80 A i napięciu magazynu  $U_2$  w przedziale <60 - 72 V>

Z użyciem analizatora LEM NORMA D 6000 dokonano analizy sprawności przekształtnika DAB3, co przedstawiono na rysunkach 11 i 12. Wraz ze zmniejszaniem się wartości przenoszonej mocy, spada sprawność układu. Ze względu na mniejsze prądy, straty przewodzenia maleją, jednak straty łączeniowe pozostają praktycznie bez zmian, co sumarycznie zmniejsza ogólną sprawność przekształtnika.

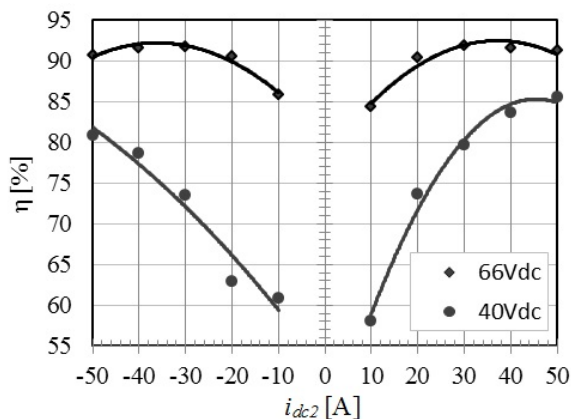
Badania sprawności przeprowadzono przy znamionowym napięciu źródła wysokonapięciowego  $U_1 = 600$  V i prądzie źródła niskonapięciowego  $i_{dc1} = 50$  A.

Badania przeprowadzone na trójfazowym podwójnym mostku aktywnym uwypukliły zalety i ograniczenia topologii. Praca przy mocnym niezrównoważeniu napięć źródeł i pewnej niesymetrii elementów indukcyjnych, jak i z zastosowaniem różnych rodzajów łączników półprzewodnikowych w mostkach pokazały elastyczność topologii DAB3. Częstotliwość łączy rzędu 20 kHz zapewnia stosunkowo dużą gęstość mocy przekształtnika. Układ sprawdza się tam, gdzie będzie pracował pod obciążeniem w obszarze ZVS, gdyż właśnie w takich warunkach osiąga maksymalna (tu 92%) sprawność.



Rys.11. Sprawność w funkcji napięcia  $U_2$





Rys. 12. Sprawność w funkcji prądu  $i_{dc2}$

### Podsumowanie

Topologia DAB może być wykorzystana wszędzie tam, gdzie potrzebny jest dwukierunkowy przepływ energii elektrycznej pomiędzy źródłami stałoprądowymi o dużej różnicy napięć, tam, gdzie potrzebna jest separacja galwaniczna i gdzie wymagana jest duża dynamika układu.

Dodatkowo zastosowanie tranzystorów z węgla krzemu (SiC) pozwoliłoby na zwiększenie częstotliwości łączeń i zmniejszenie gabarytów i masy układu [4]. Obecnie urządzenia tego typu można spotkać w pojazdach elektrycznych, układach UPS i zasobnikach energii. Układ może wchodzić w skład „inteligentnego transformatora” w sprężach sieci SN i nn. Zarówno DAB jak i DAB3 zapewniają dwukierunkowy przepływ energii, separację galwaniczną i dowolną przekładnię napięciową.

Obydwie topologie posiadają zdolność do ZVS, jednak w przekształtniku jednofazowym zakres, gdzie występuje przełączanie w zerze napięcia jest szerszy.

DAB wymaga minimalnej liczby komponentów, posiada zdolność ZVS w stosunkowo szerokim zakresie, dzięki symetrycznej strukturze obwodu, sprawność jest niezależna od kierunku przepływu energii. Wadą jest bardzo duży prąd RMS kondensatorów filtrujących i duże tętnienia prądu wejściowego i wyjściowego.

DAB3 wymaga transformatora trójfazowego o efektywnej objętości równej co w DAB, również posiada zdolność do ZVS, lecz już nie w tak szerokim zakresie. Prąd kondensatora filtrującego jest trzykrotnie mniejszy niż w DAB, większa liczba tranzystorów pozwala lepiej odprowadzić ciepło, tętnienia prądu wejściowego i wyjściowego są mniejsze. Wadą jest zwiększona liczba elementów.

Przedstawione wyniki eksperymentalne potwierdzają skuteczność topologii DAB3 oraz metody sterowania za pomocą modulacji z przesunięciem fazowym.

Przedstawione badania sprawności przekształtnika wskazują na konieczność odpowiedniego doboru parametrów przekształtnika do konkretnej aplikacji. W szczególności należy zwrócić uwagę na prawidłowy dobór przekładni transformatora, aby zapewnić wysoką sprawność układu.

Następnym etapem prac będzie zastosowanie w mostku wysokonapięciowym tranzystorów typu MOSFET. Zabieg taki pozwoli na zwiększenie częstotliwości łączeń obydwu mostków i wpłynie na poprawę sprawności układu.

Projekt został sfinansowany ze środków Narodowego Centrum Nauki przyznanych na podstawie decyzji nr DEC-2011/03/N/ST7/03121

### LITERATURA

- [1] De Doncker R.W.A.A., Divan D.M., Kheraluwala, M.H., A three-phase soft-switched high-power-density DC/DC converter for high-power applications, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 27 (1991), n.1, 63-73
- [2] Malinowski M., Gopakumar K., Rodriguez J., Pérez, M.A., A Survey on Cascaded Multilevel Inverters, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 57 (2010), n.7, 2197-2206
- [3] Aggeler D., Biela J., Kolar J.W., A compact, high voltage 25 kW, 50 kHz DC-DC converter based on SiC JFETs, *Applied Power Electronics Conference and Exposition APEC*, 24-28 Feb. 2008, 801-807
- [4] Krismer F., Modeling and Optimization of Bidirectional Dual Active Bridge DC-DC Converter Topologies, *PhD Thesis*, ETH Zurich, 2011
- [5] Xue J., Wang F., Boroyevich, D., Shen Z., Single-phase vs. three-phase high density power transformers, *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)* 12-16 Sept. 2010, 4368-4375,
- [6] Boillat D., Roy S., Tripathi A., Bhattacharya S., Design considerations of a three phase dual active bridge based on reactive power flow, *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)* 15-20 Sept. 2012, 424-430
- [7] Badstuebner U., Biela J., Christen D., Kolar J.W., Optimization of a 5-kW Telecom Phase-Shift DC-DC Converter With Magnetically Integrated Current Doubler, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58 (2011), n.10
- [8] Szymański B., Resonant DC-to-DC Converters in Photovoltaic Power Systems, *PhD Thesis*, WUT Warsaw, 2010

### Autorzy:

mgr inż. Tomasz Gajowik, Politechnika Warszawska, Instytut Sterowania i Elektroniki Przemysłowej, ul. Koszykowa 75, 00-662 Warszawa, E-mail: [gajowikt@ee.pw.edu.pl](mailto:gajowikt@ee.pw.edu.pl)

dr inż. Krzysztof Rafał, Politechnika Warszawska, Instytut Sterowania i Elektroniki Przemysłowej, ul. Koszykowa 75, 00-662 Warszawa, E-mail: [rafalk@isep.pw.edu.pl](mailto:rafalk@isep.pw.edu.pl)

dr inż. Małgorzata Bobrowska - Rafał, Politechnika Warszawska, Instytut Sterowania i Elektroniki Przemysłowej, ul. Koszykowa 75, 00-662 Warszawa, E-mail: [bobrowsm@isep.pw.edu.pl](mailto:bobrowsm@isep.pw.edu.pl)