

# Projekt przekształtnika DC/DC w topologii podwójnego mostka aktywnego (DAB) dla układu laboratoryjnego do badania baterii litowo-jonowych

**Streszczenie.** W artykule przedstawiono projekt przekształtnika DC/DC w topologii podwójnego mostka aktywnego. Przedstawiono specyfikę aplikacji docelowej tego przekształtnika. Wyjaśniono jego budowę oraz zasadę działania. Następnie na podstawie zależności analitycznych wyjaśniono, jak dobierać kluczowe parametry tego układu, aby spełnić wymagania określone w jego specyfikacji.

**Abstract.** The paper presents a design of a DC/DC converter in dual active bridge topology. The characteristics of its target application have been presented. Then, the structure and operational principle have been described. Finally, based on analytical expressions it has been shown, how to choose the key system parameters, in order to meet the application requirements. (*Design of DC/DC converter in dual active bridge (DAB) topology for application in a lithium-ion battery test setup*).

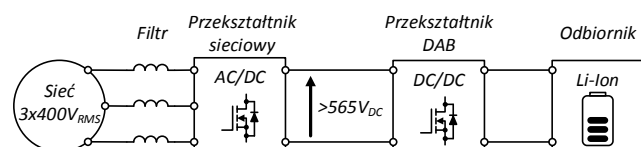
**Słowa kluczowe:** przekształtnik DC/DC, podwójny mostek aktywny, analiza w stanie ustalonym, dobór parametrów układu.

**Keywords:** DC/DC converter, dual active bridge, steady-state analysis, design of the system parameters.

## Wprowadzenie

Przekształtnik DC/DC w topologii podwójnego mostka aktywnego (ang. Dual Active Bridge - DAB) został opisany po raz pierwszy przez De Doncker'a [1]. Rozwiązanie to jest bardzo wszechstronne, gdyż umożliwia izolację galwaniczną, dwukierunkowy przepływ energii oraz możliwość pracy w szerokim zakresie napięć. W szczególności ta ostatnia właściwość wyróżnia tę topologię na tle klasycznych rozwiązań [2], gdyż przekształtnik ten umożliwia pracę zarówno w trybie podwyższania jak i obniżania napięcia, a przełączanie pomiędzy tymi trybami pracy odbywa się płynnie za pomocą układu regulacji automatycznej.

Opisywany projekt przeznaczony jest dla układu laboratoryjnego służącego do ładowania oraz rozładowywania baterii litowo-jonowych. Schemat poglądowy tej aplikacji przedstawiono na rysunku 1. Jako interfejs z siecią trójfazową wykorzystano przekształtnik sieciowy z filtrem typu L. Dlatego też istnieje potrzeba wykorzystania dodatkowego przekształtnika DC/DC w celu dopasowania napięcia stałego w DC-Link'u do poziomu napięcia wymaganego przez baterię litowo-jonową. Zastosowanie do tego celu przekształtnika typu DAB umożliwia zastosowanie projektowanego układu do zarówno ładowania jak i rozładowywania baterii oraz kompatybilność z bateriami o bardzo szerokim zakresie napięć.



Rys. 1. Schemat poglądowy aplikacji projektowanego układu ładowania / rozładowywania baterii litowo-jonowych

## Opis analityczny przekształtnika DAB podczas pracy w stanie ustalonym

Schemat obwodowy przekształtnika typu DAB przedstawiono na rysunku 2a. Składa się on z dwóch mostków tranzystorowych typu H zbudowanych z łączników tranzystorowych zbudowanych w technologii SiC. Obwody napięcia stałego tych mostków stanowią odpowiednio

wejście (strona pierwotna transformatora) oraz wyjście (strona wtórna transformatora) przekształtnika DAB. Wyjścia mostków (jako wyjście mostka H zwyczajowo traktujemy stronę AC tego mostka) są sprzężone ze sobą za pomocą transformatora oraz dodatkowego dławika podłączonego po stronie pierwotnej transformatora (indukcyjność  $L_{aux}$  na rysunku 2a). Celowość stosowania dodatkowej indukcyjności zostanie wyjaśniona w dalszej części tego rozdziału.

Na rysunku 2a przyjęto następujące oznaczenia:

- $Q_1...Q_8$  – łączniki tranzystorowe typu MOSFET,
- $C_1, C_2$  – pojemności kondensatorów w obwodach napięcia stałego mostków H strony pierwotnej i wtórnej [F],
- $L_{\sigma 1}, L_{\sigma 2}$  – indukcyjności rozproszenia uzwojeń strony pierwotnej i wtórnej transformatora [H],
- $L_{\mu}$  – indukcyjność magnesująca transformatora [H],
- $L_{aux}$  – indukcyjność dodatkowego dławika dołączonego do obwodu strony pierwotnej transformatora [H],
- $n_1, n_2$  – liczba zwojów uzwojenia strony pierwotnej i wtórnej transformatora,
- $u_{H1}, u_{H2}$  – napięcia wyjściowe (po stronie AC) mostków H strony pierwotnej i wtórnej transformatora [V],
- $u_{DC1}, u_{DC2}$  – napięcia wejściowe (umownie przyjęte po stronie pierwotnej transformatora) oraz wyjściowe (umownie przyjęte po stronie wtórnej transformatora) przekształtnika DAB [V],
- $i_{L1}, i_{L2}$  – prądy płynące w uzwojeniu pierwotnym i wtórnym transformatora [A],
- $i_{H1}, i_{H2}$  – prądy po stronie DC mostków H stron pierwotnej oraz wtórnej [A],
- $i_{DC1}, i_{DC2}$  – prąd wejściowy i wyjściowy przekształtnika DAB [A].

Do analizy pracy statycznej tego przekształtnika użyto tzw. uproszczonego modelu bezstratnego [3]-[5]. W modelu tym pomijane są: indukcyjność magnesująca transformatora (jako znacznie większa od pozostałych indukcyjności w obwodzie), spadki napięć na łącznikach tranzystorowych oraz istnienie rezystancji pasożytniczych poszczególnych elementów układu. Przy założeniu także stałości wartości napięć na wejściu i wyjściu przekształtnika w stanie ustalonym, mostki H mogą zostać przedstawione jako idealne źródła napięciowe generujące napięcie o kształcie fali prostokątnej. Wówczas układ z rysunku 2a może zostać uproszczony do układu z rysunku 2b. Następnie można

sprowadzić wielkości strony wtórnej transformatora na stronę pierwotną (otrzymując uproszczony obwód z rysunku 2c) w oparciu o zależności:

$$(1a) \quad i_{L2} = n i_{L1},$$

$$(1b) \quad u'_{H2} = n u_{H2},$$

$$(1c) \quad u_L = u_{H1} - u'_{H2},$$

$$(1d) \quad L_{eq} = L_{aux} + L_{\sigma 1} + n^2 L_{\sigma 2},$$

$$(1e) \quad n = n_1 / n_2,$$

gdzie:  $u'_{H2}$  – napięcie wyjściowe mostka H strony wtórnej sprowadzone na stronę pierwotną transformatora [V],  $u_L$  – napięcie na indukcyjności zastępczej obwodu [V],  $L_{eq}$  –

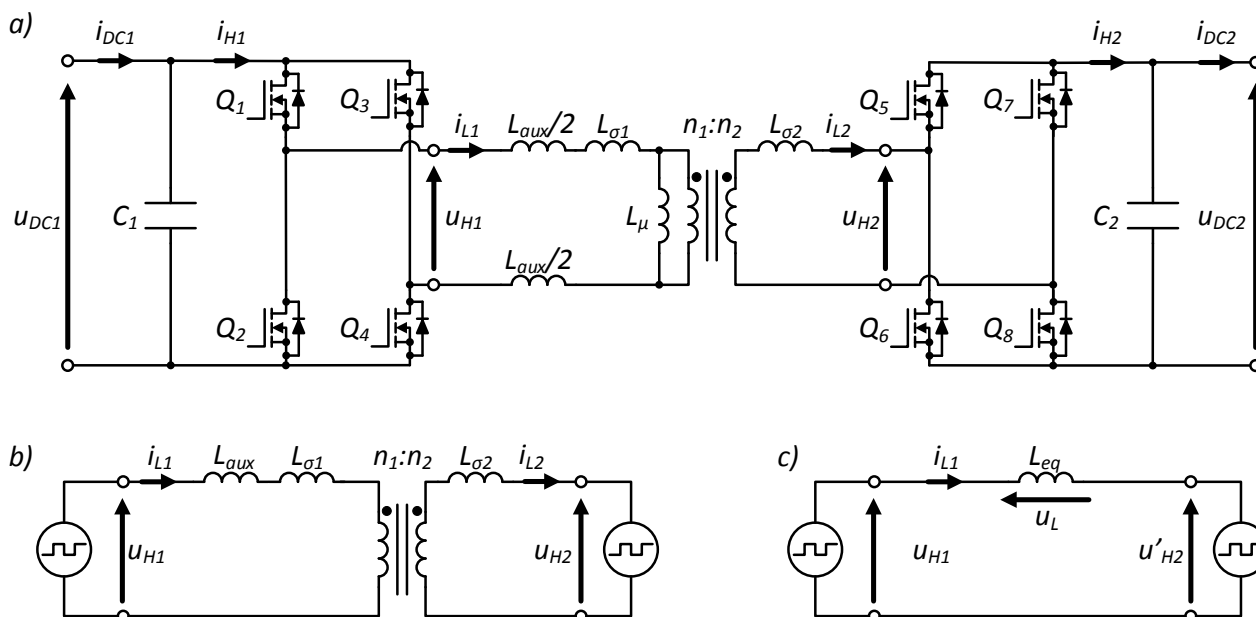
indukcyjność zastępcza obwodu [H],  $n$  – przekładnia zwojowa transformatora.

Wprowadzmy parametr zwany współczynnikiem dopasowania napięciowego:

$$(2) \quad k_u = n \frac{u_{DC2}}{u_{DC1}},$$

wówczas wartość szczytowa fali prostokątnej generowanej przez mostek H strony wtórnej sprowadzona na stronę pierwotną transformatora wynosi:

$$(3) \quad u'_{H2, peak} = n u_{DC2} = k_u u_{DC1}.$$



Rys.2. Schemat obwodowy przekształtnika DC/DC w topologii podwójnego mostka aktywnego (DAB): a) schemat pełny, b) schemat uproszczony z transformatorem idealnym i mostkami H zastąpionymi idealnymi źródłami napięciowymi, c) schemat uproszczony po sprowadzeniu wielkości strony wtórnej transformatora na stronę pierwotną

W projektowanym przekształtniku wykorzystano tzw. modulację z pojedynczym przesunięciem fazowym (ang. **Single Phase Shift - SPS**) [3]-[5]. Polega ona na tym, że obydwa mostki H generują bipolarną falę prostokątną napięcia o stałym wypełnieniu równym 50%, natomiast parametrem podlegającym regulacji jest przesunięcie fazowe pomiędzy nimi -  $D_{SPS}$  (rys.3a). Jest ono wyrażone jako wartość czasu pomiędzy poszczególnymi zbrociami sygnałów znormalizowana względem okresu przełączeń łączników tranzystorowych przekształtnika  $T_{swt}$  [s]. Dodatnia wartość tego przesunięcia oznacza przypadek w którym zbrocze narastające napięcia mostka strony pierwotnej wyprzedza zbrocze narastające napięcia strony wtórnej (lewa kolumna na rysunku 3). Ujemna wartość z kolei oznacza przypadek, w którym zbrocze narastające napięcia strony pierwotnej jest opóźnione względem analogicznego zbrocza napięcia strony wtórnej (prawa kolumna na rysunku 3).

Przy założeniu, że wartości napięć na wejściu i wyjściu przekształtnika (tj.  $u_{DC1}$  oraz  $u_{DC2}$ ) są w przybliżeniu stałe podczas trwania jednego okresu przełączeń przekształtnika, przebieg prądu transformatora (rys.3c) można wyznaczyć analitycznie w oparciu o przebieg napięcia na indukcyjności zastępczej obwodu [3]-[5] (rys.3b). Do wyznaczenia tych przebiegów użyto następujących zależności [3][4]:

$$(4a) \quad I_1 = I_N (2k_u - 2 - 8k_u | D_{SPS} |),$$

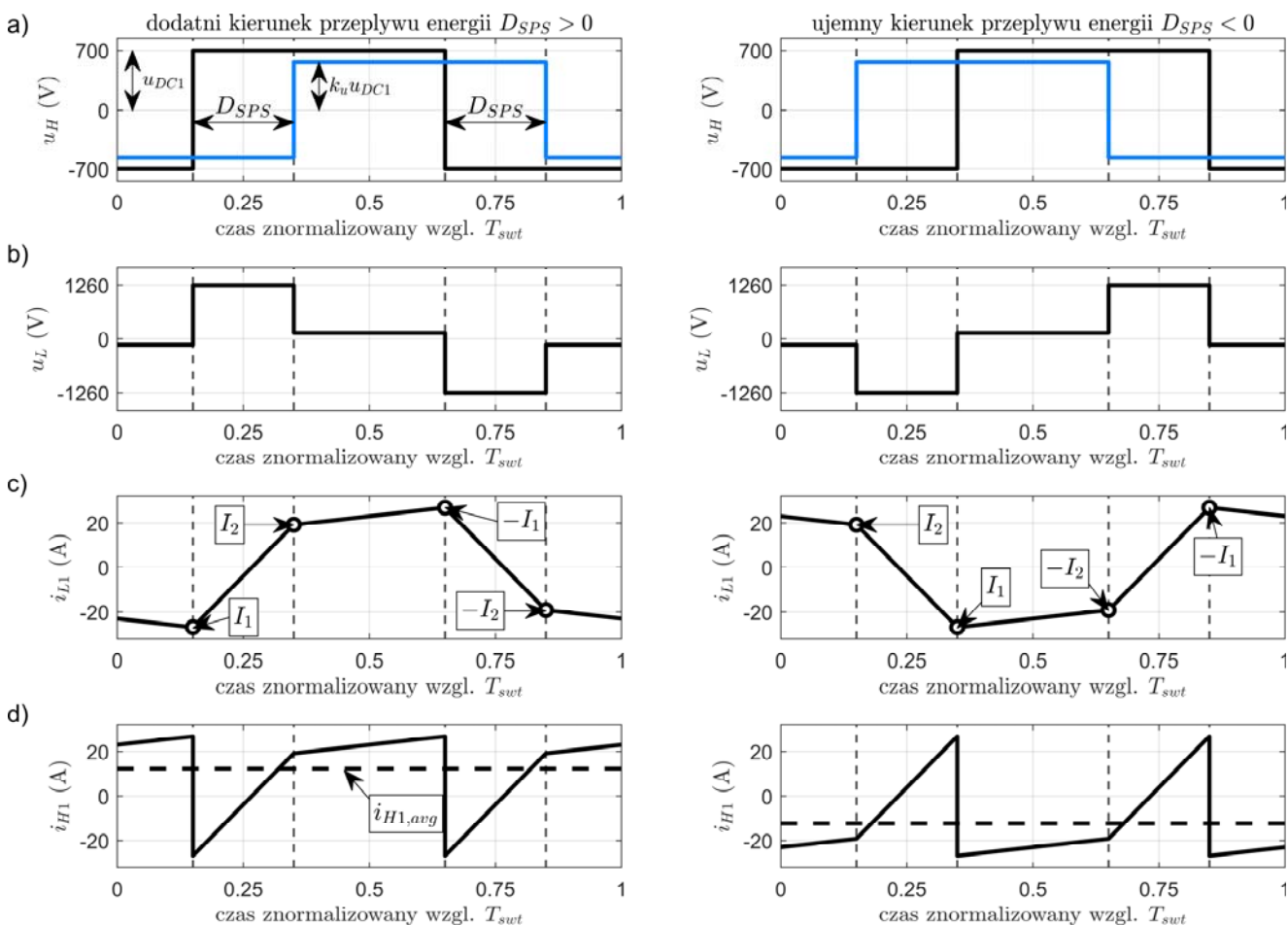
$$(4b) \quad I_2 = I_N (2k_u - 2 - 8 | D_{SPS} |),$$

$$(4c) \quad I_N = \frac{u_{DC1}}{8 f_{swt} L_{eq}},$$

gdzie  $I_N$  – tzw. prąd bazowy [A],  $f_{swt}$  – częstotliwość przełączeń łączników tranzystorowych [Hz]. Na Rysunku 3d przedstawiono przebiegi prądu pobieranego przez mostek H strony pierwotnej z obwodu DC. Gdy mostek ten generuje napięcie dodatnie, prąd pobierany z obwodu DC jest równy prądowi transformatora. Gdy natomiast mostek generuje napięcie ujemne, prąd ten równy jest prądowi transformatora z przeciwnym znakiem [3]. Na Rysunku 3d można zaobserwować, że przebieg tego prądu ma pewną składową stałą oraz stosunkowo dużą składową przemienną. Dla trybu pracy DC/DC tylko składowa stała prądu decyduje o przenoszonej mocy. Składowa ta jest równa wartości średniej z przebiegu prądu pobieranego przez mostek H po danej stronie przekształtnika, gdyż w warunkach pracy statycznej składowa stała prądu płynącego przez kondensatory  $C_1$  oraz  $C_2$  jest równa zero. Składowa przemienna z kolei częściowo zamyka się przez kondensatory obwodów pośredniczących napięcia stałego,

a częściowo jest widoczna w przebiegach prądów wejściowego oraz wyjściowego przekształtnika. Stosunek podziału tej składowej pomiędzy obwody kondensatorów, a

obwody interfejsu przekształtnika jest zależny od impedancji pasywnych kondensatorów oraz impedancji obwodów dołączonych do wejścia / wyjścia przekształtnika.



Rys.3. Przykładowe przebiegi sygnałów zaprojektowanego przekształtnika DAB dla napięcia wejściowego  $u_{DC1}=700V$  oraz współczynnika dopasowania napięciowego  $k_u=0.8$ : a) napięcia wyjściowe mostków H stron pierwotnej (kolor niebieski) oraz wtórnej sprowadzonej na stronę pierwotną (kolor czarny), b) napięcie na indukcyjności zastępczej obwodu, c) prąd strony pierwotnej transformatora, d) prąd pobierany przez mostek strony pierwotnej z obwodu DC oraz jego wartość średnia

Wartości średnie, skuteczne oraz szczytowe prądu w poszczególnych częściach układu wyprowadzono w [3]:

$$(5a) \quad i_{DC1,avg} = i_{H1,avg} = 8I_N k_u D_{SPS} (1 - 2 | D_{SPS} |),$$

$$(5b) \quad i_{DC2,avg} = i_{H2,avg} = n I_{H1,avg} / k_u,$$

$$(5c) \quad i_{L1,peak} = \begin{cases} I_N (-2k_u + 2 + 8k_u | D_{SPS} |) & \text{dla } k_u \leq 1 \\ I_N (2k_u - 2 + 8 | D_{SPS} |) & \text{dla } k_u > 1 \end{cases},$$

$$(5d) \quad i_{L2,peak} = n i_{L1,peak},$$

$$(5e) \quad i_{L1,rms} = I_N \sqrt{\frac{4}{3} [k_u^2 + k_u (-64 | D_{SPS}^3 | + 48 D_{SPS}^2 - 2) + 1]},$$

$$(5f) \quad i_{L2,rms} = n i_{L1,rms},$$

gdzie:  $\blacksquare_{avg}$  – wartość średnia przebiegu,  $\blacksquare_{peak}$  – wartość szczytowa przebiegu,  $\blacksquare_{rms}$  – wartość skuteczna przebiegu. Wielkość (5a) jest miarą mocy przekazywanej przez układ [3], gdyż:

$$(6a) \quad P_{1,avg} = P_{2,avg} = u_{DC1} i_{H1,avg} = 8P_N k_u D_{SPS} (1 - 2 | D_{SPS} |),$$

$$(6b) \quad P_N = \frac{u_{DC1}^2}{8f_{swt} L_{eq}},$$

gdzie:  $P_{1,avg}$ ,  $P_{2,avg}$  – średnia moc elektryczna pobierana / oddawana na wejściu i wyjściu przekształtnika [W],  $P_N$  – tzw. moc bazowa [W]. Na podstawie (5a) oraz (6a) można zaobserwować, że kierunek przepływu energii oraz składowej stałej prądu przekazywanych przez przekształtnik DAB zależy od znaku przesunięcia fazowego  $D_{SPS}$ . Jak wykazano w [3][4], wartość bezwzględna przesunięcia fazowego nie powinna przekraczać wartości równej 0.25, co daje następujące wyrażenia na maksymalne wartości przesyłanej mocy oraz składowych DC prądów wejściowego oraz wyjściowego możliwych do osiągnięcia z wykorzystaniem przekształtnika DAB:

$$(7a) \quad i_{DC1,avg,max} = k_u I_N,$$

$$(7b) \quad i_{DC2,avg,max} = n I_N,$$

$$(7c) \quad P_{1,max} = P_{2,max} = k_u P_N.$$

Należy zauważyć, że w analizowanej aplikacji napięcie wejściowe przekształtnika jest stałe, a jego wartość jest podyktowana parametrami zasilającego go przekształtnika

sieciowego. W opisywanym przypadku napięcie to wynosi  $700V$ . Na podstawie (4c) oraz (7b) można zatem stwierdzić, że w tych warunkach maksymalna wartość prądu DC jaką można osiągnąć na wyjściu przekształtnika DAB zależna jest tylko od wartości iloczynu  $f_{swt}L_{eq}$ . Skoro wartość maksymalna wyjściowego prądu DC jest stała, to wartość mocy przekazywanej przez układ powinna być proporcjonalna do napięcia wyjściowego układu, co jest widoczne z zależności (2) oraz (7c).

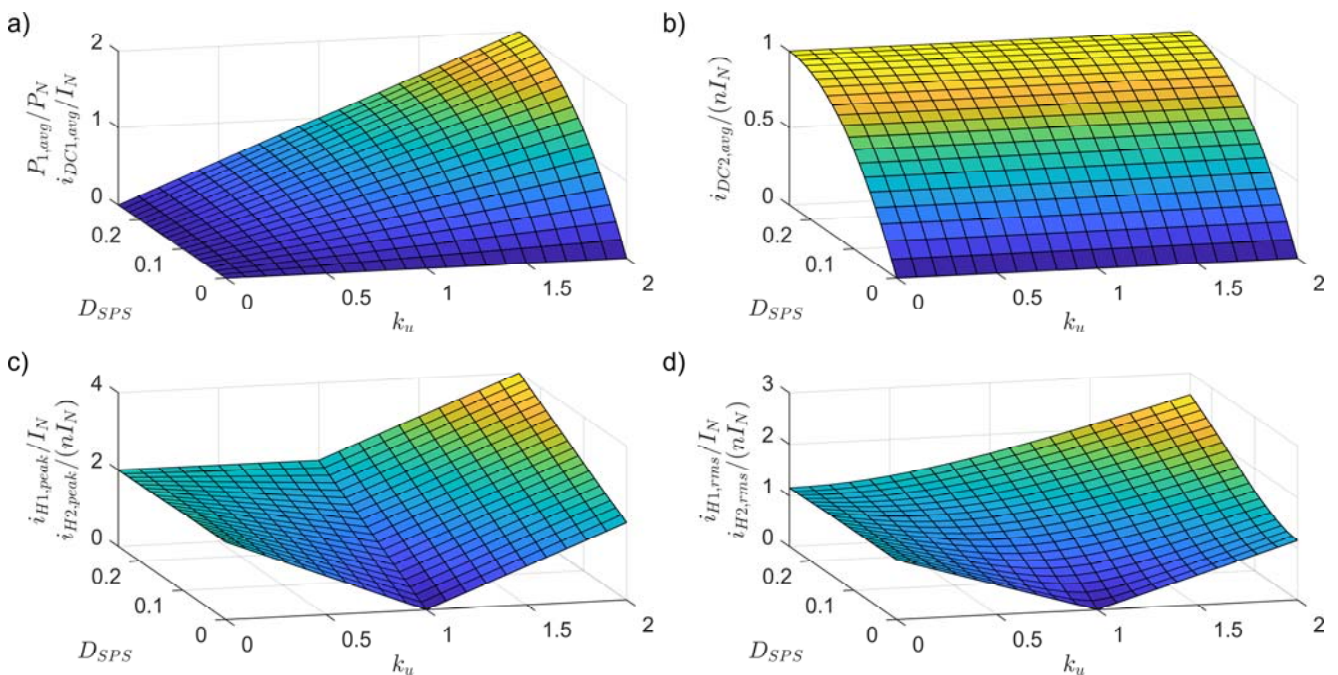
Wartość częstotliwości przełączeń przekształtnika przyjęto arbitralnie i wynosi ona  $40 kHz$ . Przy tak przyjętych warunkach brzegowych, wartość indukcyjności zastępczej obwodu  $L_{eq}$  jest zatem kluczowym parametrem układu definiującym maksymalną wartość prądu DC oraz mocy, którą można przesłać przez układ przy danej wartości napięcia wyjściowego. Na wartość tą składają się między innymi wartości indukcyjności rozproszenia uzwojeń transformatora. W praktyce wartości te są jednak zazwyczaj zbyt małe, aby osiągnąć żądane parametry układu z wykorzystaniem tylko indukcyjności transformatora. Dlatego też do obwodu transformatora włącza się dodatkowy dławik o indukcyjności  $L_{aux}$  dobranej tak, aby wraz z parametrami transformatora osiągnąć żądaną wartość indukcyjności zastępczej obwodu wg. zależności (1d).

### Dobór parametrów układu

Na tym etapie pozostają jeszcze dwa parametry do dobrania: wartość przekładni zwojowej transformatora oraz wartość indukcyjności zastępczej obwodu. Przed przystąpieniem do doboru tych wartości należy najpierw

zdefiniować wymagania dotyczące żądanego obszaru pracy przekształtnika. W opisywanym przypadku specyfikacja urządzenia wymaga wartości maksymalnego prądu wyjściowego przekształtnika równej  $25A$  oraz zakresu napięć wyjściowych od  $80V$  do  $410V$ .

Na rysunku 4 przedstawiono w sposób znormalizowany wartości wyrażen (5) oraz (6) dla różnych wartości przesunięcia fazowego oraz współczynnika dopasowania napięciowego. Z uwagi na symetryczną naturę opisywanego układu, powierzchnie te przedstawiono tylko dla dodatniego kierunku przepływu energii (tj. od wejścia do wyjścia), gdyż dla przeciwnego kierunku otrzymane wartości mocy oraz prądu średniego mają jedynie przeciwny znak, natomiast wartości szczytowe oraz skuteczne prądów są niezależne od kierunku przesyłu energii. Należy zauważyć, że zależność wartości prądu szczytowego oraz skutecznego od napięcia wyjściowego (które jest proporcjonalne do współczynnika  $k_u$ ) jest sprzeczna z intuicją. Otóż spadek wartości napięcia wyjściowego poniżej wartości odpowiadającej  $k_u=1$  prowadzi do wzrostu wartości prądów płynących w poszczególnych częściach układu, pomimo że wartość przesyłanej mocy maleje. Podobnie wzrost tego napięcia powyżej tej wartości prowadzi do znacznego wzrostu prądu szczytowego i skutecznego. Można zatem stwierdzić, że przekształtnik ten pracuje w najkorzystniejszych warunkach, gdy wartość współczynnika dopasowania napięciowego jest bliska jedności.



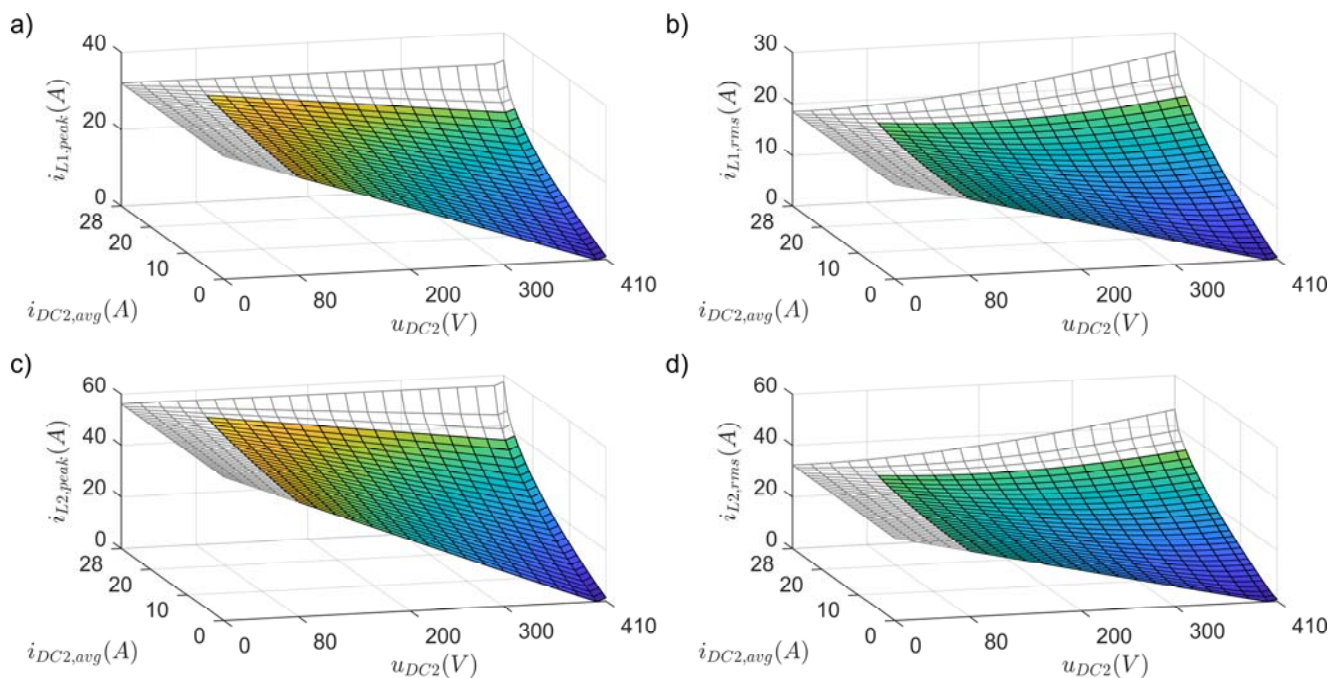
Rys.4. Powierzchnie przedstawiające w sposób znormalizowany zależność następujących zmiennych stanu od punktu pracy układu: a) wartość średnia mocy przekazywanej przez układ znormalizowana wzgl.  $P_N$  oraz wartość średnia prądu wejściowego układu znormalizowana wzgl.  $I_N$ , b) wartość średnia prądu wyjściowego układu znormalizowana wzgl.  $nI_N$ , c) wartości szczytowe prądu uzwojenia pierwotnego i wtórnego transformatora znormalizowane wzgl. odpowiednio  $I_N$  oraz  $nI_N$ , d) wartości skuteczne prądu uzwojenia pierwotnego i wtórnego transformatora znormalizowane wzgl. odpowiednio  $I_N$  oraz  $nI_N$

Na rysunku 5 przedstawiono wartości szczytowe oraz skuteczne prądu transformatora dla całego obszaru pracy zaprojektowanego przekształtnika. Jako wartość przekładni transformatora wybrano  $7/4$ , tak aby wartość napięcia wyjściowego odpowiadająca wartości współczynnika

dopasowania napięciowego równej jedności wynosiła  $400V$ , czyli nieco mniej od napięcia maksymalnego. Wybór niższej wartości tego napięcia prowadziłyby do wzrostu maksymalnej wartości skutecznej prądów w ekstremalnym punkcie pracy (tj.  $25A$ ,  $410V$ ). Wybór zbyt dużego napięcia z

kolei prowadziłyby do wzrostu zarówno wartości szczytowych jak i skutecznych prądów w zakresie niskich napięć wyjściowych. Maksymalny prąd wyjściowy przekształtnika został ustalony na wartość równą 28A. Pozwala to na ograniczenie maksymalnych wartości

skutecznych prądów transformatora, gdyż ich stosunek do wartości średniej prądu wyjściowego gwałtownie rośnie w końcowym zakresie obszaru pracy (niezacięnowana część płaszczyzn na rysunkach 5b oraz 5d, dla wartości prądu wyjściowego powyżej 25A).



Rys.5. Powierzchnie przedstawiające wartości prądów transformatora dla zaprojektowanego układu: a) wartość szczytowa po stronie pierwotnej, b) wartość skuteczna po stronie pierwotnej, c) wartość szczytowa po stronie wtórnej, d) wartość skuteczna po stronie wtórnej. Zacięnowana część płaszczyzn odpowiada obszarowi pracy według specyfikacji, tj.  $i_{DC2,avg} \in \langle -25A, 25A \rangle$  oraz  $u_{DC2} \in \langle 80V, 410V \rangle$

Wartość indukcyjności zastępczej obwodu można wówczas obliczyć na podstawie (4c) oraz (7b) – otrzymana wartość to  $L_{eq} = 136.7\mu H$ . Dla tak zaprojektowanego układu wyznaczono wartości szczytowe oraz skuteczne prądu transformatora (rys.5), a na ich podstawie stworzono specyfikację dla jego projektu. Następnie zmierzono zastępczą indukcyjność rozproszenia transformatora wykonanego wg. tej specyfikacji:  $L_{\sigma 1} + n^2 L_{\sigma 2} = 19\mu H$ . Wówczas dobrano wartość dodatkowego dławika włączonego w obwód strony pierwotnej transformatora tak, aby spełnić wyrażenie (1d), otrzymano wartość  $L_{aux} \approx 118\mu H$ . Na tym etapie znane są zatem wartości wszystkich kluczowych parametrów przekształtnika.

### Podsumowanie

Przekształtnik DC/DC w topologii podwójnego mostka aktywnego bardzo dobrze nadaje się do zastosowania w układach wymagających izolacji galwanicznej oraz dwukierunkowego przepływu energii ze względu na dużą elastyczność trybów pracy, w których może pracować. Do odpowiedniego zwiaryowania elementów przekształtnika potrzebne jest gruntowne zrozumienie zasady działania tego układu oraz zależności wartości prądu w poszczególnych jego elementach w całym obszarze pracy przekształtnika. Korzystnie jest zwiaryować parametry układu tak, aby ograniczyć wartości skuteczne i szczytowe prądu transformatora. Wartość szczytowa prądu transformatora ma wpływ na rozmiar dodatkowego dławika w obwodzie strony pierwotnej oraz maksymalny prąd drenu tranzystorów (czyli wybór ich klasy prądowej). Wartość skuteczna z kolei ma wpływ na przekrój przewodów transformatora i dławika, wielkość układu chłodzenia modułów mocy oraz wielkość strat przewodzenia w układzie.

*Praca badawcza finansowana przez Narodowe Centrum Badań i Rozwoju w ramach projektu TECHMATSTRATEG1/346922/4/NCBR/2017 „Technologie materiałów półprzewodnikowych dla elektroniki dużych mocy i wysokich częstotliwości”.*

**Autorzy:** mgr inż. Michał Gierczyński, prof. dr hab. inż. Lech M. Grzesiak, dr hab. inż. Arkadiusz Kaszewski, prof. uczelni, mgr inż. Tomasz Bałkowiec, mgr inż. Krzysztof Jackiewicz, mgr inż. Tomasz Miazga, Politechnika Warszawska, Instytut Sterowania i Elektroniki Przemysłowej, ul. Koszykowa 75, 00-662 Warszawa, E-mail: [michal.gierczyński@ee.pw.edu.pl](mailto:michal.gierczyński@ee.pw.edu.pl).

### 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), nr.1, 63-73
- [2] Mohan N., Switch-Mode DC-DC Converters: Switching Analysis, Topology Selection and Design, w książce *Power Electronics and Drives*, Minneapolis, USA:MNPERE, rozdz. 3 (2003), 48-78
- [3] Everts J., Modeling and Optimization of Bidirectional Dual Active Bridge AC-DC Converter Topologies, rozprawa doktorska, Faculty of Engineering Science, KU Leuven, Leuven, Belgia (2014)
- [4] Krismer F., Modeling and optimization of bidirectional dual active bridge DC-DC converter topologies, rozprawa doktorska, Department of Information Technology and Electrical Engineering, ETH Zurich, Zurych, Szwajcaria (2010)
- [5] Tan N. M. L., Abe T, Akagi H., Design and Performance of a Bidirectional Isolated DC-DC Converter for a Battery Energy Storage System, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 27 (2012), nr. 3, 1237-1248