

AUTOREFERAT

1. Imię i nazwisko

Marek Henryk Adamowicz

2. Posiadane dyplomy, stopnie naukowe – z podaniem nazwy, miejsca i roku ich uzyskania, tytułu rozprawy doktorskiej i nazwisk osób, które pełniły funkcje promotora i recenzentów

Dyplom doktora nauk technicznych w zakresie elektrotechniki (z wyróżnieniem) nadany w dniu 25.06.2008 r. przez Radę Wydziału Elektrotechniki i Automatyki Politechniki Gdańskiej za rozprawę doktorską:

" Układ regulacji silnika indukcyjnego z osłabionym polem w szczelinie powietrznej"

Promotor: prof. dr hab. inż. Zbigniew Krzemiński,

Recenzenci: prof. dr hab. inż. Teresa Orłowska-Kowalska, dr hab. inż. Andrzej Dębowski, prof. nadzw. Pł

3. Informacje o dotychczasowym zatrudnieniu w jednostkach naukowych

VIII.2011 – obecnie **Politechnika Gdańska, Wydział Elektrotechniki i Automatyki**, Katedra Mechatroniki i Inżynierii Wysokich Napięć na stanowisku: Adiunkt, od 01.09.2013 w Katedrze Automatyki Napędu Elektrycznego i Konwersji Energii na stanowisku: Adiunkt

26.10.2010 – 31.07.2011 **Politechnika Gdańska, Wydział Elektrotechniki i Automatyki**, na stanowisku: Główny specjalista inżynierijno-techniczny (1/2 etatu)

01.12.2005 – 24.08.2011 **Akademia Morska w Gdyni, Wydział Elektryczny**, Katedra Automatyki Okrętowej, na stanowisku: Asystent, od 04.07.2008 r. na stanowisku: Adiunkt

4. Wskazanie osiągnięcia naukowego, uzyskanego po otrzymaniu stopnia doktora, stanowiącego znaczny wkład w rozwój dyscypliny elektrotechniki zgodnie z art. 16 ust. 2 ustawy z dnia 14 marca 2003 r. o stopniach naukowych i tytule naukowym oraz o stopniach i tytule w zakresie sztuki (wg pkt. 1.2 niniejszych Zasad prowadzenia postępowań habilitacyjnych)

a) tytuł osiągnięcia naukowego (zgodnie z wnioskiem),

Cykl 14 publikacji powiązanych tematycznie:

„Przekształtniki z wejściowymi obwodami impedancyjnymi”

b) wykaz prac naukowych (autor/autorzy, tytuł/tytuły publikacji, rok wydania, nazwa wydawnictwa, nazwa czasopisma, tom, strony), dokumentujących osiągnięcie (osiągnięcia) naukowe, stanowiące podstawę ubiegania się o stopień doktora habilitowanego,

[14] **M. Adamowicz**, „Non-isolated resonant quasi-Z-source network DC-DC converter”, in **Electronics Letters**, ELL-2019-1311 Letter, 2019, pp. 1-2

(IF: 1.232*, Cytowania wg WoS: 0, wg Scopus: 0, wg Google Scholar: 0)

* Na dzień składania wniosku artykuł jest po korektach wskazanych przez Edytora czasopisma i oczekuje na Decyzję o druku. Z tego powodu kandydat nie wlicza powyższego IF do wskaźników dorobku.

Praca dotyczy syntezy nowego rezonansowego obwodu impedancyjnego typu quasi-Z przeznaczonego do nieizolowanych przekształtników DC-DC podwyższających napięcie. Istota zaproponowanej przez kandydata topologii zawiera się w zastąpieniu jednego z dławików oraz jednego z kondensatorów oryginalnego obwodu typu quasi-Z dwuuzwojeniowym autotransformatorem oraz pomocniczym obwodem rezonansowym pracującym z częstotliwością przełączania tranzystora przekształtnika. Pomocniczy obwód rezonansowy zawiera indukcyjność rozproszenia autotransformatora jako indukcyjność rezonansową oraz dwa kondensatory, które są połączone szeregowo z uzwojeniami autotransformatora i równolegle względem siebie. Amplituda napięcia wyjściowego jest, podobnie jak w przypadku oryginalnego przekształtnika typu quasi-Z, równa sumie napięć: napięcia wejściowego, amplitudy napięcia na dławiku obwodu quasi-Z oraz amplitudy napięcia na kondensatorze obwodu quasi-Z. Działanie autotransformatora oraz pomocniczego obwodu rezonansowego w układzie zaproponowanym przez kandydata powoduje istotne zwiększenie amplitudy napięcia na dławiku i kondensatorze obwodu quasi-Z, a tym samym istotne zwiększenie współczynnika wzmocnienia napięciowego. Wywołane zjawiskiem rezonansu sinusoidalne przebiegi prądów diod obwodu impedancyjnego i tranzystora przyczyniają się do zmniejszenia problemów natury kompatybilności elektromagnetycznej – które dotąd stanowiły największy problem w przekształtnikach z obwodami impedancyjnymi.

[13] **M. Adamowicz**, J. Guziński, P. Stec, "Five-phase EV Drive with Switched-Autotransformer (LCCAt) Inverter", Proceedings 2014 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), Coimbra, 27-30 Oct. 2014 pp. 1-6.

(IF: -, Cytowania wg WoS: **3**, wg Scopus: **3**, wg Google Scholar: **4**)

*Mój wkład w powstanie tej pracy polegał na wykonaniu przeglądu literatury, opracowaniu planu i struktury artykułu, opracowaniu obwodu impedancyjnego typu LCCAt, syntezie nowej topologii falownika typu LCCAt o dwukierunkowym przepływie energii, przeprowadzeniu analizy stanów pracy obwodu LCCAt, opracowaniu modelu matematycznego oraz układu sterowania, wykonaniu modelu symulacyjnego falownika typu LCCAt, przeprowadzeniu symulacji, analizie wyników badań symulacyjnych pokazanych na rysunku 6 oraz rysunku 7, przygotowaniu stanowiska laboratoryjnego z falownikiem typu LCCAt i przeprowadzeniu badań pokazanych na rysunku 9, przygotowaniu tekstu artykułu oraz rysunków. Mój udział procentowy szacuję na **70 %**.*

[12] D. Vinnikov, I. Roasto, R. Strzelecki, M. Adamowicz, "Step-Up DC/DC Converters With Cascaded Quasi-Z-Source Network" in **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Vol. 59, No 10, pp. 3727-3736, October 2012

(IF₂₀₁₂:**5,165**, Cytowania wg WoS: **80**, wg Scopus: **101**, wg Google Scholar: **118**)

*Mój wkład w powstanie tej pracy polegał na opracowaniu topologii kaskadowego obwodu impedancyjnego typu quasi-Z-source, analizie działania falownika z kaskadowym obwodem typu quasi-Z oraz weryfikacji zawartości merytorycznej artykułu. Mój udział procentowy szacuję na **30 %**.*

[11] **M. Adamowicz**, J. Kamiński, J. Szewczyk, Z. Krzemiński, „Sterowanie rozdziałem energii w układach przekształtnikowych pojazdów elektrycznych i źródeł odnawialnych”, Przegląd Elektrotechniczny, R. 88 NR 4b/2012, ss. 7 – 12.

(IF₂₀₁₂: **0,244**, Cytowania wg WoS: 0, wg Scopus: 0, wg Google Scholar: **2**)

Mój wkład w powstanie tej pracy polegał na wykonaniu przeglądu literatury, opracowaniu obwodu impedancyjnego typu LCCT-Z, opracowaniu algorytmu rozdziału energii pomiędzy akumulator i superkondensator dla uzyskania poprawy właściwości hybrydowego zasobnika energii zasilającego

pojazd elektryczny oraz w innym wariantcie – hybrydowego zasobnika energii połączonego z falownikiem typu LCCT-Z w układzie elektrowni wiatrowej, opracowaniu układu sterowania, opracowaniu modelu symulacyjnego i wykonaniu symulacji, udziale w wykonaniu projektu i budowie falownika typu LCCT-Z, udziale w badaniach laboratoryjnych, opracowaniu wyników pomiarów, tekstu i rysunków. Mój udział procentowy szacuję na 60 %.

[10] **M. Adamowicz**, J. Pietryka, S. Giziewski, M. Rutkowski, Z. Krzemiński „Układy sterowania bramkowego tranzystorów z węgla krzemu SiC JFET w falownikach napięcia”, Przegląd Elektrotechniczny, R. 88 NR 4b/2012, ss. 1 – 6.

(IF₂₀₁₂: **0,244**, Cytowania wg WoS: 0, wg Scopus: **2**, wg Google Scholar: **3**)

Mój wkład w powstanie tej pracy polegał na opracowaniu planu i struktury artykułu, dokonaniu krytycznego przeglądu literatury, opracowaniu modelu symulacyjnego układu sterowania bramkowego tranzystora SiC JFET i wykonaniu symulacji, opracowaniu tekstu i rysunków, opracowaniu planu badań laboratoryjnych oraz kierowaniu projektem badawczym, w ramach którego realizowano prace przedstawione w artykule. Mój udział procentowy szacuję na 50 %.

[9] D. Vinnikov, I. Roasto, R. Strzelecki, **M. Adamowicz**, “CCM and DCM Operation Analysis of Cascaded Quasi-Z-Source Inverter”, Proceedings IEEE International Symposium on Industrial Electronics ISIE, Gdańsk, 27-30 June 2011, pp. 159-164.

(IF: -, Cytowania wg WoS: **2** , wg Scopus: **17**, wg Google Scholar: **21**)

Mój wkład w powstanie tej pracy polegał na opracowaniu topologii kaskadowego obwodu impedancyjnego typu quasi-Z-source, analizie działania falownika z kaskadowym obwodem impedancyjnym typu quasi-Z oraz weryfikacji zawartości merytorycznej artykułu. Mój udział procentowy szacuję na 30 %.

[8] **M. Adamowicz**, S. Giziewski, J. Pietryka, Z. Krzemiński, „Performance comparison of SiC Schottky diodes and silicon ultra-fast recovery diodes”, Proceedings 2011 7th International Conference-Workshop Compatibility and Power Electronics (CPE), Tallin, 1-3 June 2011, pp. 144 – 149.

(IF: -, Cytowania wg WoS: **13** , wg Scopus: **27**, wg Google Scholar: **39**)

Mój wkład w powstanie tej pracy polegał na opracowaniu planu i struktury artykułu, dokonaniu krytycznego przeglądu literatury, opracowaniu tekstu, charakterystyk, tabel i rysunków, opracowaniu planu badań laboratoryjnych, udziale w badaniach laboratoryjnych oraz kierowaniu projektem badawczym, w ramach którego realizowano prace przedstawione w artykule. Mój udział procentowy szacuję na 50 %.

[7] **M. Adamowicz**, J. Guziński, F.Z. Peng, H. Abu-Rub “ High Step-Up Continuous Input Current LCCT-Z-Source Inverters for Fuel Cells”, Proceedings IEEE Energy Conversion Congress and Exposition ECCE, Phoenix, 17-22 Sept. 2011, pp. 2276 – 2282.

(IF: -, Cytowania wg WoS: **13**, wg Scopus: **18**, wg Google Scholar: **21**)

Mój wkład w powstanie tej pracy polegał na wykonaniu przeglądu literatury, opracowaniu topologii obwodu impedancyjnego typu LCCT-Z oraz analizie możliwości realizacji kompaktowego, zintegrowanego obwodu typu LCCT-Z z dławikiem wejściowym i dwuuzwojeniowym dławikiem sprzężonym nawiniętymi na wspólnym rdzeniu (rozwiązanie takie może przynieść korzyści przy zasilaniu z ogniw paliwowych, gdyż zapewnia zmniejszenie tętnień (tzw. ripple) prądu wejściowego), opracowaniu modeli symulacyjnych i przeprowadzeniu symulacji, udziale w wykonaniu projektu i budowie falownika typu LCCT-Z, wykonaniu badań eksperymentalnych oraz opracowaniu tekstu i rysunków. Mój udział procentowy szacuję na 50%.

[6] **M. Adamowicz**, R. Strzelecki, F.Z. Peng, H. Abu-Rub, "New Type LCCT-Z-Source Inverters", Proceedings 14th European Conference on Power Electronics and Applications EPE, Birmingham, 30 Aug.-1 Sept. 2011, pp. 1-10.

(IF: -, Cytowania wg WoS: **55**, wg Scopus: **57**, wg Google Scholar: **73**)

*Mój wkład w powstanie tej pracy polegał na dokonaniu krytycznego przeglądu literatury, opracowaniu topologii obwodów impedancyjnych typu LCCT-Z oraz LCCT-qZ, porównania proponowanego obwodu typu LCCT-Z z obwodami impedancyjnymi znanymi z literatury: typu E-Z, q-Z, typu T, T-Z, T-qZ, EB-Z, C-qZ, SI-Z, analizie stanów pracy falownika typu LCCT-qZ, opracowaniu modeli symulacyjnych i przeprowadzeniu symulacji, udziale w wykonaniu projektu i budowie falownika typu LCCT-Z, wykonaniu badań eksperymentalnych oraz opracowaniu tekstu i rysunków. Mój udział procentowy szacuję na **60%**.*

[5] **M. Adamowicz**, J. Guziński, D. Vinnikov, N. Strzelecka, "Trans-Z-source-like inverter with built-in DC current blocking capacitors", Proceedings 7th International Conference-Workshop Compatibility and Power Electronics (CPE), Tallin, 1-3 June 2011, pp. 137 – 143.

(IF: -, Cytowania wg WoS: **14**, wg Scopus: **13**, wg Google Scholar: **15**)

*Mój wkład w powstanie tej pracy polegał na opracowaniu planu i struktury artykułu, wykonaniu przeglądu literatury, opracowaniu topologii obwodu impedancyjnego typu Trans-Z z kondensatorami dołączonymi szeregowo do uzwojeń sprzężonych, opracowaniu modeli symulacyjnych obwodów impedancyjnych i przeprowadzeniu badań symulacyjnych, udziale w wykonaniu projektu i budowie modelu laboratoryjnego i badań eksperymentalnych oraz przygotowaniu tekstu i rysunków. Mój udział procentowy szacuję na **40 %**.*

[4] **M. Adamowicz**, "LCCT-Z-source Inverters", Proceedings 10th International Conference on Environment and Electrical Engineering IEEEIC 2011, Rome, 8-11 May 2011, pp. 1 – 6.

(IF: -, Cytowania wg WoS: -, wg Scopus: **41**, wg Google Scholar: **60**)

Praca dotyczy syntezy dwóch nowych topologii obwodów impedancyjnych typu LCCT-Z oraz LCCT-qZ przeznaczonych do falowników współpracujących ze źródłami odnawialnymi. Istota opracowanych przez kandydata obwodów impedancyjnych zawiera się w zastąpieniu jednego z dławików oryginalnego obwodu impedancyjnego typu Z dwuuzwojeniowym dławikiem sprzężonym, o arbitralnie dobranej przekładni zwojowej, pracującym z częstotliwością przełączania tranzystorów. W opracowanym przez kandydata obwodzie impedancyjnym typu LCCT-Z kondensatory obwodu impedancyjnego są połączone szeregowo z uzwojeniami dławika sprzężonego – blokując tym samym przepływ składowej stałej prądu w dławiku sprzężonym i ograniczając możliwość wystąpienia zjawiska nasycenia rdzenia. Obydwa opracowane przez kandydata nowe obwody impedancyjne typu LCCT-Z oraz LCCT-qZ charakteryzują się korzystnie ciągłym charakterem prądu pobieranego ze źródła oraz znacznie wyższym, dzięki przekładni zwojowej dławika sprzężonego, współczynnikiem wzmocnienia napięciowego w porównaniu z oryginalnymi obwodami impedancyjnymi typu Z oraz typu quasi-Z. Liczba elementów obwodów LCCT-Z oraz LCCT-qZ pozostaje praktycznie taka sama jak dla oryginalnego obwodu typu Z (jeden z dławików obwodu Z zostaje zastąpiony dwuuzwojeniowym dławikiem sprzężonym). W pracy przedstawiony został przykład zastosowania przekształtnika typu LCCT-Z w elektrowni wiatrowej.

[3] R. Strzelecki, **M. Adamowicz**, „Przekształtniki podwyższająco - obniżająco DC-AC z kaskadowymi obwodami typu qZ”, Przegląd Elektrotechniczny, R. 86, Nr 2/2010, ss. 370 – 375.

(IF₂₀₁₀: **0,242**, Cytowania wg WoS: **11**, wg Scopus: **17**, wg Google Scholar: **22**)

*Mój wkład w powstanie tej pracy polegał na wykonaniu przeglądu literatury, opracowaniu nowej topologii kaskadowego obwodu impedancyjnego typu qZ, charakteryzującej się zwiększonym współczynnikiem wzmocnienia napięciowego, analizie właściwości kaskadowego obwodu impedancyjnego typu qZ i porównaniu z oryginalnym obwodem typu qZ, opracowaniu modelu symulacyjnego, udziału w wykonaniu projektu i budowie falownika typu qZ, wykonaniu symulacji i badań eksperymentalnych oraz przygotowaniu części tekstu i części rysunków. Mój udział procentowy szacuję na **70 %***

[2] R. Strzelecki, **M. Adamowicz**, N. Strzelecka, W. Bury, „New Type T-Source Inverter”, Proceedings 6th International Conference and Workshop on Compatibility and Power Electronics CPE 2009, Badajoz, 20-22 May 2009, pp. 191-195.

(IF: -, Cytowania wg WoS: **102**, wg Scopus: **144**, wg Google Scholar: **173**)

*Mój wkład w powstanie tej pracy polegał na wykonaniu przeglądu literatury, analizie właściwości obwodu impedancyjnego typu T, opracowaniu modelu symulacyjnego, udziału w wykonaniu projektu i budowie falownika typu T badanego w artykule, wykonaniu symulacji i badań eksperymentalnych oraz przygotowaniu części tekstu i części rysunków, a także kierowaniu projektem badawczym, w ramach którego realizowano prace przedstawione w artykule. Mój udział procentowy szacuję na **60 %**.*

[1] **M. Adamowicz**, N. Strzelecka, “T-source inverter”, w Przegląd Elektrotechniczny, ISSN 0033-2097, R. 85, Nr 10/2009, ss. 233-238.

(IF₂₀₀₉: **0,196**, Cytowania wg WoS: **7**, wg Scopus: **10**, wg Google Scholar: **24**)

*Mój wkład w powstanie tej pracy polegał na wykonaniu przeglądu literatury, zaproponowaniu i opisanie oryginalnej metody syntezy obwodów impedancyjnych z dławikami sprzężonymi, zilustrowanej rysunkami 3 oraz 4, opracowaniu topologii obwodu impedancyjnego typu T oraz analizie stanów pracy falownika z wejściowym obwodem impedancyjnym typu T (falownika typu T), opracowaniu modelu symulacyjnego, wykonaniu projektu i budowie falownika typu T, wykonaniu symulacji i badań eksperymentalnych i opracowaniu ich wyników oraz przygotowaniu i tekstu i rysunków, a także kierowaniu projektem badawczym, w ramach którego realizowano prace przedstawione w artykule. Mój udział procentowy szacuję na **80 %**.*

Sumaryczne podsumowanie współczynników dokumentujących osiągnięcie :

<i>Dane cyklu 14 publikacji powiązanych tematycznie:</i>	
Sumaryczny Impact Factor (IF)	6,091 (bez publikacji [14])
Liczba cytowań Web of Science (WoS)	300
Liczba cytowań Scopus	450
Liczba cytowań Google Scholar	575
Sumaryczny udział procentowy kandydata:	60,71%
Indeks Hirsha wg Web of Science (WoS)	h=7 (h=10 dla wszystkich publikacji kandydata po doktoracie)

c) omówienie celu naukowego w/w pracy/prac i osiągniętych wyników, wraz z omówieniem ich ewentualnego wykorzystania.

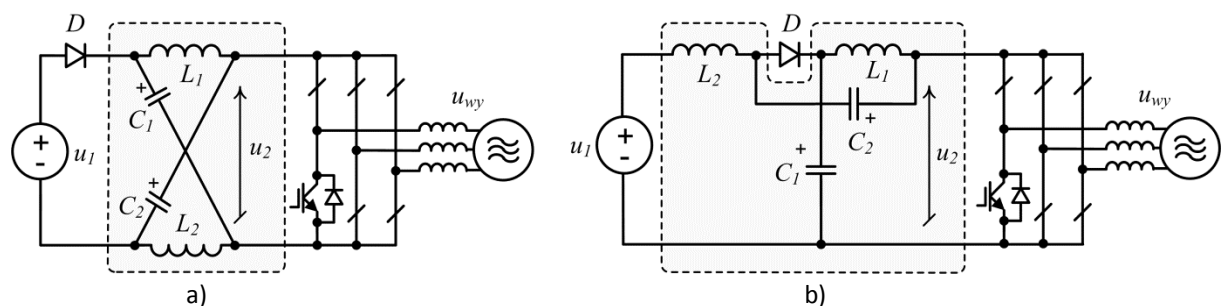
I. Problemy przekształtników z wejściowymi obwodami impedancyjnymi

Omawiany w niniejszym referacie cykl publikacji odnosi się w całości do problematyki syntezy **obwodów impedancyjnych** oraz poprawy właściwości **przekształtników z wejściowymi obwodami impedancyjnymi** w celu umożliwienia ich szerszego praktycznego zastosowania.

Zastosowanie obwodu impedancyjnego (z. *ang. impedance source*) pomiędzy źródłem energii, a stopniem aktywnym falownika w postaci mostka tranzystorowego daje możliwość uzyskanie nowych właściwości falowników napięcia:

- zwiększenia liczby funkcji przekształcania napięcia realizowanych za pomocą pojedynczego stopnia aktywnego falownika, tzn. możliwość realizacji dodatkowej funkcji przekształcania wejściowego napięcia DC na podwyższone napięcie DC obwodu pośredniczącego falownika,
- przełamania ograniczeń odnośnie charakteru obciążenia falownika napięcia, tzn. umożliwienie zasilania odbiorników zarówno o charakterze indukcyjnym jak i o charakterze pojemnościowym,
- przełamania ograniczeń dotyczących stanów niedozwolonych pracy falownika napięcia, tzn. dopuszczenia stanów zwarcia gałęzi jako normalnych stanów pracy falownika. W falownikach napięcia daje to możliwość wyeliminowania z algorytmu generowania napięcia PWM czasów martwych przełączania tranzystorów, które mają negatywny wpływ na kształt napięcia wyjściowego falownika,
- zwiększenia odporności przekształtnika na skutki stanów awaryjnych, np. związanych z nieprzewidzianymi zwarciami po stronie obciążenia, zwłaszcza w przekształtnikach napięcia.

Pierwszym w literaturze przekształtnikiem z wejściowym obwodem impedancyjnym jest zaproponowany w 2003 roku przez F.Z. Penga falownik typu Z (*F.Z. Peng, „Z-source inverter”, IEEE Trans. Industry Applications, vol. 39, March/Apr. 2003, ss. 504-510*). Obwód impedancyjny falownika typu Z posiada konstrukcję symetrycznego czwórnika LC (*Rys. 1a*).



Rys. 1. Falownik typu Z z wejściowym obwodem impedancyjnym o konstrukcji symetrycznego czwórnika LC (a) oraz falownik typu quasi-Z z asymetrycznym wejściowym obwodem impedancyjnym (b).

W układach o zasilaniu przekształtnikowym falownik typu Z może zastępować układ dwustopniowy falownika napięcia z wejściowym przekształtnikiem DC-DC podwyższającym napięcie – prowadząc do uproszczenia struktury układu sterownia, zmniejszenia liczby czujników pomiarowych, a tym samym zwiększenia niezawodności bądź zastąpić falownik prądu. Zdolność podwyższania napięcia przez falowniki z wejściowym obwodem impedancyjnym typu Z wynika z efektywnego wykorzystania możliwości zwierania obwodu impedancyjnego, zawierającego elementy gromadzące energię: dławiki i kondensatory, za pomocą gałęzi tranzystorowych falownika. Działanie diody

wejściowej zapobiega zwrotnemu przepływowi energii z elementów czwórnika LC do źródła. Sterowanie zwarciami gałęzi falownika jest realizowane za pomocą algorytmu PWM, w którym stany zwarc są zapisane jako dodatkowe, dozwolone stany pracy układu. Sygnały sterujące, wymuszające zwarcia gałęzi, są w efektywny sposób multipleksowane czasowo w sygnałach sterujących poszczególnymi tranzystorami. Wyeliminowanie czasów martwych z sekwencji algorytmu modulacji PWM falowników z obwodami impedancyjnymi stworzyło możliwość zwiększania częstotliwości przełączania tranzystorów oraz dało możliwość poprawy odwzorowania przez algorytm modulacji zadanych przebiegów napięcia wyjściowego falownika.

Z kolei, w niezolowanych przekształtnikach DC-DC zastosowanie wejściowego obwodu impedancyjnego typu Z dało możliwość uzyskania współczynnika wzmocnienia napięciowego K_U , tzn. stosunku składowych stałych napięcia wyjściowego i wejściowego, znacząco wyższego niż w przypadku klasycznego przekształtnika typu *boost* przy zachowaniu relatywnie prostej konstrukcji układu oraz możliwość uzyskania dodatkowej ochrony źródła energii przed skutkami niespodziewanych zwarc po stronie obciążenia.

Przewidzianym miejscem zastosowania falowników typu Z są z założenia (za Y. Liu, H. Abu-Rub, B. Ge, F. Blaabjerg, O. Ellabban, P.C. Ioh, „*Impedance source power electronic converters*” IEEE Press, Wiley 2016) układy generacji rozproszonej, które charakteryzują się częstymi i nieprzewidywalnymi zmianami amplitudy napięcia oraz układy zasilane z akumulatorów i ogniw paliwowych, które charakteryzują się stosunkowo niskim napięciem znamionowym pracy. Z kolei, w układach zasilanych z sieci, zwłaszcza w układach napędowych zawierających wejściowe prostowniki diodowe, przekształtniki z obwodami impedancyjnymi mogą zapobiegać negatywnym skutkom zapadów napięcia występujących w sieci elektroenergetycznej.

W praktyce jakość przekształcania energii przez przekształtniki typu Z znacząco odbiega od założeń teoretycznych. Wynika to przede wszystkim z obecności elementów pasożytniczych w obwodach impedancyjnych, zwłaszcza rezystancji szeregowych dławików oraz indukcyjności pasożytniczych kondensatorów i połączeń galwanicznych. W przypadku diod obwodu impedancyjnego, na obniżenie wartości współczynnika wzmocnienia napięciowego oraz na zmniejszenie sprawności mają spadki napięcia o określonej wartości. Przekształtniki typu Z okazały się mieć mniejsze wzmocnienie napięciowe od wynikającego z założeń teoretycznych. Ponadto, praca obwodu impedancyjnego typu Z może mieć negatywny wpływ na niektóre źródła energii - ze względu na nieciągły charakter prądu wejściowego. Wynikiem zwierania obwodu impedancyjnego typu Z są duże stromości zmian prądu pobieranego ze źródła energii podczas ładowania kondensatorów obwodu impedancyjnego oraz nieciągły charakter prądu wejściowego. Duże wartości di/dt są niekorzystne z punktu widzenia, zwłaszcza ogniw paliwowych. Inną niedogodnością topologii falownika typu Z jest duża wrażliwość na występowanie indukcyjności pasożytniczych połączeń galwanicznych obwodu impedancyjnego, które są przyczyną powstawania przebiegów łączeniowych o znacznych wartościach. Z tego powodu działanie przekształtnika typu Z może wywierać negatywny wpływ na zasilane odbiorniki bądź zasilaną sieć i stwarzać problemy natury kompatybilności elektromagnetycznej - co zostało szczegółowo opisane n.in w pracy (Bernacki K., Rymarski Z., „*Electromagnetic Compatibility of Impedance Source Inverters*”, *Elektronika Ii Elektrotechnika*, Vol. 23, no. 3, 2017, ss. 55-63.). Jak zostało wspomniane, z parametry pasożytnicze obwodu impedancyjnego są przyczyną niższej od zakładanej sprawności, prowadząc nawet do uzyskiwania sprawności niższej od dwustopniowych układów przekształtnikowych. Krytyczne uwagi dotyczące falownika typu Z można znaleźć w przeważającej liczbie późniejszych prac dotyczących rozwoju

obwodów impedancyjnych (w bazie *Web of Science* publikacja prof. Penga „Z-source inwerter” jest cytowana ponad 1340 razy).

Po pięciu latach od przedstawienia topologii przekształtnika typu Z, w pracach (J. Anderson, F. Peng, “A Class of Quasi-Z-Source Inverters,” *IEEE IAS Meeting*, 5–9 Oct. 2008, ss. 1–7) oraz (J. Anderson, F. Z. Peng, “Four quasi-Z-source inverters,” *IEEE PESC*, 15–19 June 2008, ss. 2743–2749) zaproponowano modyfikację topologii wejściowego obwodu impedancyjnego, polegającą na włączeniu źródła energii do obwodu impedancyjnego szeregowo z jednym z dławików. Tym samym jeden z dławików czwórnika LC wykorzystano jako wbudowany filtr prądu pobieranego ze źródła energii - prowadząc do uzyskania topologii przekształtnika typu quasi-Z (Rys. 1b). Falownik typu quasi-Z posiada wejściowy obwód impedancyjny o konstrukcji niesymetrycznego czwórnika LC i może pracować z takim samym współczynnikiem wzmocnienia napięciowego jak falownik typu Z. W porównaniu z falownikiem typu Z, falownik typu quasi-Z charakteryzuje się korzystnie mniejszym napięciem pracy jednego z kondensatorów czwórnika LC. Ponadto, w falowniku typu quasi-Z uzyskano zmniejszenie negatywnego wpływu indukcyjności pasożytniczych w gałęziach obwodu impedancyjnego na powstawianie przepięć komutacyjnych. W wyniku zmiany konfiguracji obwodu impedancyjnego część energii gromadzonej w indukcyjnościach pasożytniczych jest przyjmowana przez jeden z kondensatorów obwodu - zmniejszając tym samym amplitudę generowanych przepięć. Topologia obwodu impedancyjnego falownika typu quasi-Z umożliwia uziemienie we wspólnym punkcie bieguna ujemnego źródła napięcia oraz szyny mostka tranzystorowego falownika – co ma wpływać na zmniejszenie negatywnych zjawisk związanych m.in. z przepływem prądów składowej wspólnej. Trójfazowe falowniki typu Z oraz quasi-Z teoretycznie charakteryzują się możliwością pracy z nieskończenie dużym współczynnikiem wzmocnienia napięciowego. W praktyce osiągnięte wartości współczynnika wzmocnienia napięciowego falowników typu Z oraz quasi-Z są ograniczone. Wynika to nie tylko z parametrów pasożytniczych obwodu impedancyjnego ale również z własności metody modulacji szerokości impulsów napięcia wyjściowego. Metoda generowania napięcia wyjściowego falowników jest oparta na zapisie wektorowym stanów tranzystorów falownika - zgodnie z teorią wektora przestrzennego napięcia SVM (z ang. *space vector modulation*) i wprowadza podział okresu pracy falownika na przedziały czasu trwania wektorów aktywnych i wektorów zerowych. Czasy trwania zwarć obwodu impedancyjnego falowników typu Z oraz quasi-Z zajmują przedziału czasu przeznaczone na realizację wektorów zerowych – co zostało w sposób schematyczny pokazane na rysunku 2.

Stan zwarcia obwodu impedancyjnego	Stan aktywny 1	Stan aktywny 2	Stan z wektorem zerowym	Stan aktywny 1	Stan aktywny 2
------------------------------------	----------------	----------------	-------------------------	----------------	----------------

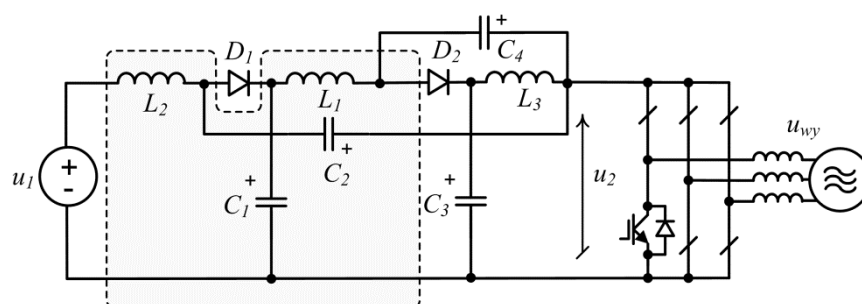
Rys. 2. Przykładowa sekwencja stanów falownika typu Z oraz typu quasi-Z z zaznaczeniem czasów trwania wektorów modulacji SVM (m.in. w M. Adamowicz, i inni „Toward integrated buck-boost inverters: quasi Z-source and T-source inverters”, *7th International Symposium Topical Problems in the Field of Electrical and Power Engineering, Narva-Joesuu*, 2009, ss. 9-14).

Operacja multipleksowania sygnałów wymuszających zwarcia gałęzi w sygnale SVM musi uwzględniać występującą zależność pomiędzy współczynnikiem czasu trwania zwarć a współczynnikiem głębokości modulacji napięcia. Nadmierne zwiększanie współczynnika wzmocnienia napięciowego kosztem zmniejszenia czasu trwania wektorów aktywnych prowadzi do pogorszenia jakości procesu przekształcania napięcia. Wpływ na ograniczenie rzeczywistej wartości współczynnika

wzmocnienia napięciowego falowników typu Z oraz typu quasi-Z mają rezystancje szeregowe kondensatorów i dławików oraz spadek napięcia na diodzie wejściowej obwodu impedancyjnego. Uzyskiwany w praktyce maksymalny współczynnik wzmocnienia napięciowego falowników typu Z oraz quasi-Z nieznacznie przekracza dwa. Stany zwarć gałęzi prowadzą do zwiększenia wartości prądów płynących przez tranzystory, a tym samym do zwiększenia wartości strat na przełączanie. Obserwowany na przestrzeni ostatnich 10 lat ciągły wzrost liczby prac związanych z poszukiwaniem nowych topologii obwodów impedancyjnych zbiegł się z intensywnymi poszukiwaniami nowych topologii przekształtników, które pozwoliłyby jak najpełniej wykorzystać nowe możliwości, jakie daje technologia półprzewodnikowa materiałów szerokopasmowych, w tym zwłaszcza materiału półprzewodnikowego węgla krzemu SiC (m.in. Wolski K., Zdanowski M., Rabkowski J., „SiC-based three-phase Quasi-Z-Source Inverter versus the two-stage topology-a comparison”, *Proc. IEEE IPEC-Niigata 2018-ECCE Asia*, ss. 2129-2136). Nowe przyrządy półprzewodnikowe z materiału węgla krzemu charakteryzują się korzystnie mniejszymi stratami na przełączanie i wyższą dopuszczalną temperaturą pracy w porównaniu z przyrządami w technologii krzemu, co idealnie wpisuje się w wymóg zmniejszenia strat podczas stanów zwarć obwodów impedancyjnych. Użycie tranzystorów SiC w klasycznych przekształtnikach napięcia pozwala uzyskać wysokie sprawności przekształcania rzędu 99% - co przekłada się również na możliwość zwiększenia, chociaż na niższym poziomie, sprawności przekształtników z wejściowymi obwodami impedancyjnymi. Zastosowanie technologii SiC w przekształtnikach z wejściowymi obwodami impedancyjnymi nabiera podstawowego znaczenia.

II. Omówienie cyklu publikacji kandydata wraz z komentarzem dotyczącym metody syntezy

W pracach [3], [9] oraz [12] omawianego cyklu publikacji kandydat zaproponował sposób zwiększenia współczynnika wzmocnienia napięciowego falowników typu quasi-Z poprzez kaskadowe łączenie obwodów impedancyjnych z zachowaniem pojedynczego aktywnego stopnia przekształcania energii, co zostało pokazane w sposób schematyczny na rysunku 3.



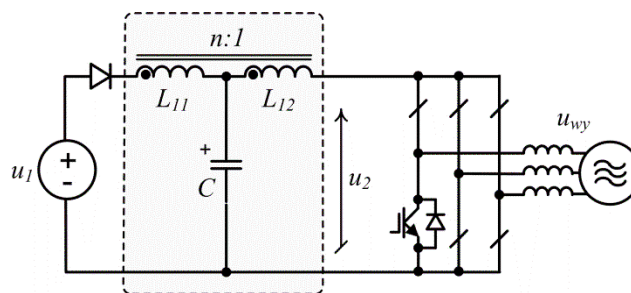
Rys. 3. Falownik z kaskadowym obwodem impedancyjnym typu quasi-Z [3].

Szeregowe łączenie obwodów typu quasi-Z nie zmienia istoty działania przekształtnika w porównaniu z przekształtnikami typu Z oraz quasi-Z. W czasie zwarć gałęzi falownika energia zgromadzona wcześniej w kondensatorach jest przeładowywana do dławików kaskadowego obwodu impedancyjnego. Zaproponowana w pracy [3] i omawiana w pracach [9] i [12] topologia wejściowego obwodu impedancyjnego składa się z dwóch kaskadowo połączonych obwodów typu quasi-Z. Liczba dławików w falowniku kaskadowym jest o jeden mniejsza niż liczba kondensatorów gdyż jeden dławik

jest wspólny dla obwodów połączonych kaskadowo. Korzystną właściwością falownika kaskadowego typu quasi-Z jest możliwość zmniejszenia o jedną trzecią czasów trwania zwarć gałęzi falownika przy pracy w trybie podwyższania napięcia - co umożliwia uzyskanie poprawy kształtu napięcia wyjściowego falownika. Prąd pobierany ze źródła przez falownik kaskadowy ma charakter ciągły, podobnie jak w podstawowym układzie falownika typu quasi-Z. Przy konstruowaniu falowników z obwodami impedancyjnymi w układzie kaskadowym istotny wpływ ma dobór elementów biernych o jak najmniejszej rezystancji szeregowej. W pracy [9] przeanalizowano zakresy pracy kaskadowego obwodu impedancyjnego typu quasi-Z w trybie ciągłego (CCM) i nieciągłego (DCM) prądu przepływającego przez dławiki. W pracy [12] pokazano wyniki badania wpływu rezystancji szeregowych dławików oraz spadków napięć na diodach obwodu impedancyjnego na sprawność kaskadowego przekształtnika typu quasi-Z zasilanego z ogniwa paliwowego. Jak pokazały badania, zmiana wartości rezystancji szeregowych uzwojeń dławików obwodu kaskadowego o 50% powodowała zmianę sprawności przekształtnika o 1,5%. Z kolei, różnice w wartościach spadku napięcia na diodach kaskadowego obwodu impedancyjnego mogą powodować zmianę sprawności przekształtnika nawet o 5%.

Kandydat wraz z zespołem po raz pierwszy zaprezentowali rozwiązanie kaskadowego obwodu impedancyjnego typu quasi-Z na krajowej konferencji branżowej Sterowanie w Energoelektronice i Napędzie Elektrycznym SENE, która odbywała się w dniach 18.11-20.11.2009 r. – niemal w tym samym czasie co zespół z Nanyang Technological University z Singapuru, który przedstawił identyczne rozwiązanie kaskadowego obwodu typu quasi-Z (*C.J. Gajanayake, L. F. Lin, G. H. Beng, S. P. Lam, S. L. Kian, Extended boost Z-source inverters, 2009 IEEE ECCE, pp. 3845 - 3852*) na kongresie IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, który odbywał się w dniach 20.09-24.09.2009 r. w San Jose, CA. Publikacja zespołu kandydata dotycząca rozwiązania kaskadowego obwodu typu quasi-Z o zasięgu światowym ukazała się dopiero w 2012 r. w magazynie *IEEE Transactions on Industrial Electronics* [12] osiągając 80 cytowań w bazie WoS, podczas, gdy publikacja pokonferencyjna „Extended boost Z-source inverters” zespołu z Nanyang Technological University ukazała się już w 2010 roku w *IEEE Transactions on Power Electronics* osiągając 156 cytowań.

W pracach kandydata i jego zespołu [1] oraz [2] pokazana została inna topologia wejściowego obwodu impedancyjnego, umożliwiająca zwiększenie współczynnika wzmocnienia napięciowego bez konieczności zwiększania liczby diod i elementów biernych użytych do konstrukcji obwodu. Obwód impedancyjny typu T (rys. 4) wykorzystuje w swojej konstrukcji jeden kondensator i jeden dwuuzwojeniowy dławik sprzężony o przekładni napięciowej pomiędzy uzwojeniem pierwotnym i wtórnym większej od jeden. W czasie zwarć gałęzi falownika energia zgromadzona wcześniej w kondensatorze jest przeladowywana i gromadzona w polu magnetycznym dławika sprzężonego.

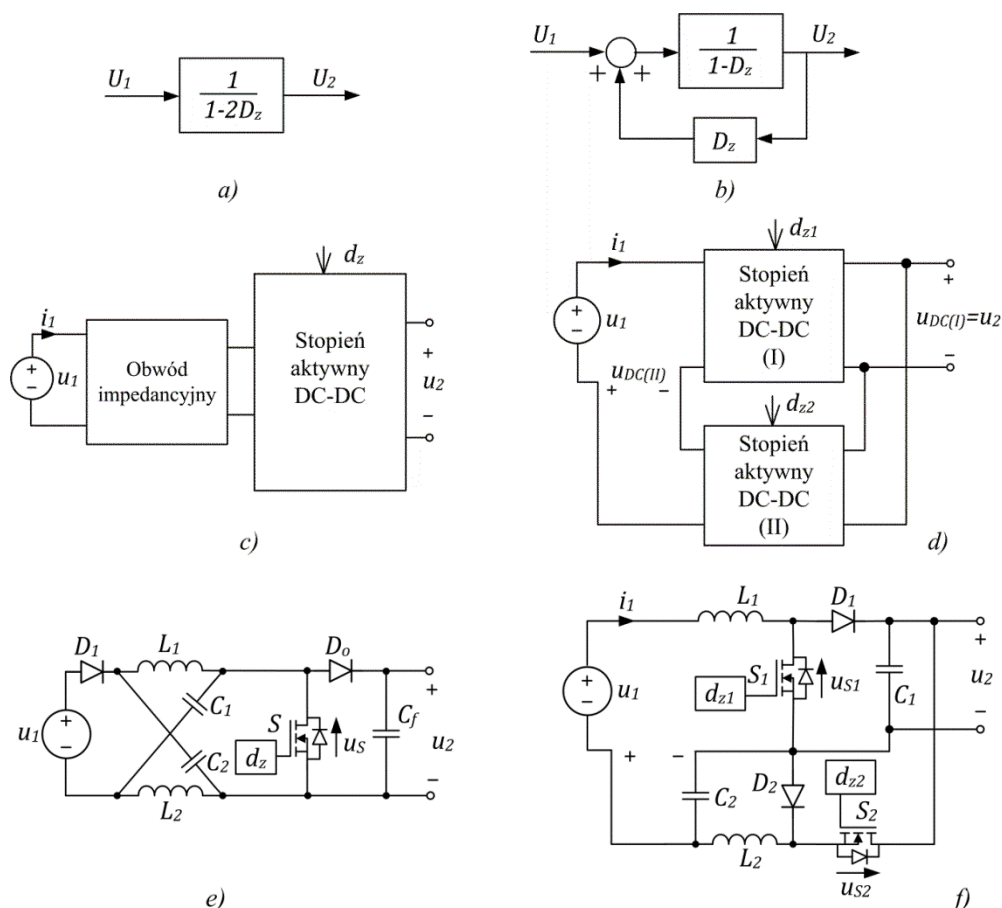


Rys. 4. Falownik typu T [1].

Zaproponowana przez kandydata metoda syntezy obwodu impedancyjnego typu T, która została wykorzystywana przez kandydata w późniejszych pracach dotyczących syntezy pozostałych obwodów impedancyjnych typu LCCT-Z [4] – [6], LCCT-qZ [4] – [6] oraz LCCAt [13] jest opisana tylko jeden raz, w sposób ideowy w publikacji [1]. **Przedstawienie kolejnych obwodów impedancyjnych opracowanych przez kandydata i opisanych w jednotematycznym cyklu publikacji wymaga w tym miejscu przedstawienia poniższego komentarza uzupełniającego opis metody z publikacji [1]:**

Opracowanie metody syntezy obwodów impedancyjnych z elementami ze sprzężeniami magnetycznymi, które kandydat uważa za jedno z istotniejszych osiągnięć, wymagało od kandydata w pierwszej kolejności znalezienia referencyjnej topologii układu przekształtnika dwustopniowego, który charakteryzowałby się równoważnym działaniem do przekształtnika z obwodem impedancyjnym typu Z. Do analizy kandydat wybrał najprostszą topologię nieizolowanego przekształtnika DC-DC ze względu na to, że procesy w obwodzie impedancyjnym zachodzą w podobny sposób czy jest on zwierany przez pojedynczy tranzystor czy przez gałąź tranzystorów mostka falownika.

Na rysunku 5 w sposób schematyczny pokazano sposób syntezy przekształtnika dwustopniowego z wykorzystaniem przekształcenia schematu blokowego opisującego zadany współczynnik wzmocnienia napięciowego jednostopniowego przekształtnika typu Z.

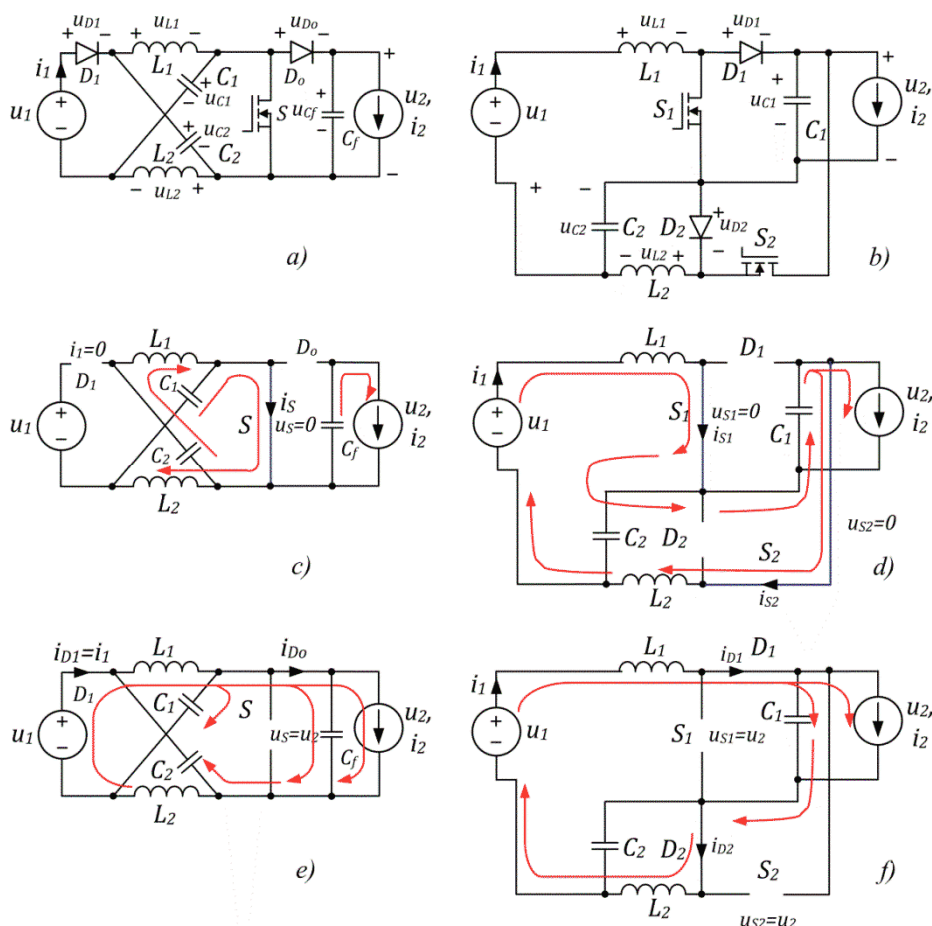


Rys. 5. Sposób syntezy referencyjnego przekształtnika dwustopniowego na podstawie przekształconego schematu blokowego opisującego współczynnik wzmocnienia napięciowego przekształtnika typu Z: schemat blokowy (a), przekształcony schemat blokowy (b), schematy funkcjonalne (c), (d) oraz topologie odpowiednio przekształtnika typu Z (e) oraz przekształtnika dwustopniowego *boost-buck* (f).

Rysunki 5a oraz 5b przedstawiają podstawowy oraz przekształcony schemat blokowy opisujące współczynnik wzmocnienia napięciowego przekształtnika typu Z (1). Rysunki 5c oraz 5d przedstawiają schematy funkcjonalne, odpowiednio przekształtnika typu Z i równoważnego przekształtnika dwustopniowego, a rysunki 5e oraz 5f topologie układów, odpowiednio jednostopniowego przekształtnika typu Z oraz referencyjnego przekształtnika dwustopniowego o równoważnym działaniu. Współczynnik wzmocnienia napięciowego K_U , odpowiadający statycznej transmitancji napięciowej przekształtnika typu Z zawierającego na wyjściu diodę prostowniczą oraz kondensator filtrujący (Rys. 5e) w warunkach idealnych, tzn. przy założonej sprawności przekształcania równej 100% jest określony wzorem:

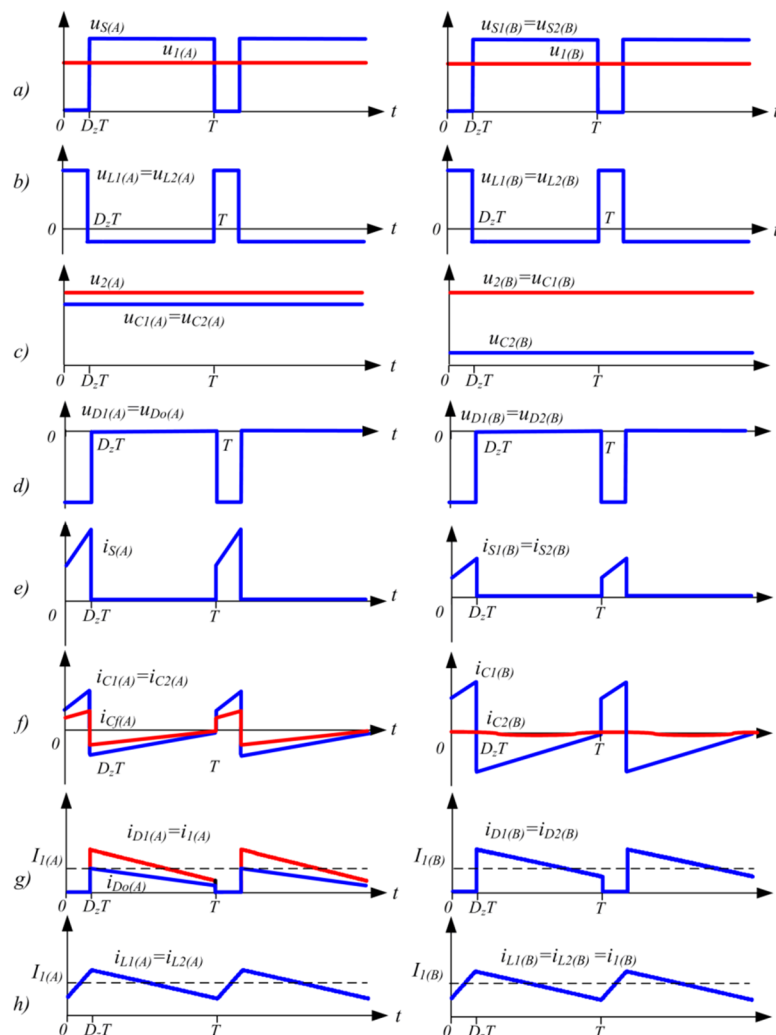
$$K_U = \frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{1 - 2D_z}, \quad (1)$$

gdzie D_z oznacza współczynnik wypełnienia impulsów sterujących tranzystorem przekształtnika typu Z. W obwodzie impedancyjnym typu Z, zarówno dławiki $L_1 = L_2$ jak i kondensatory $C_1 = C_2$ są elementami magazynującymi energię w trakcie poszczególnych przedziałów czasowych cyklu pracy. Dodatkowy kondensator C_f spełnia rolę filtra napięcia wyjściowego.



Rys. 6. Uprozczone schematy przekształtnika typu Z (a) oraz referencyjnego przekształtnika dwustopniowego o równoważnym działaniu, skonstruowanego z przekształtników *boost* oraz *buck* (b) w poszczególnych przedziałach czasowych cyklu pracy: $0 - D_zT$ (c), (d) oraz $D_zT - T$ (e), (f).

Na rysunku 6, w sposób schematyczny, przedstawiono porównanie przepływów energii w obwodzie impedancyjnym przekształtnika typu Z oraz w układzie referencyjnego przekształtnika dwustopniowego o równoważnym działaniu w poszczególnych przedziałach czasowych okresu T pracy łączników półprzewodnikowych. Dla uzyskania w przekształtniku dwustopniowym boost-buck współczynnika wzmocnienia napięciowego określonego wzorem (1) chwilowe wartości współczynników wypełnienia impulsów sterujących tranzystorami d_{z1} oraz d_{z2} są równe sygnałowi sterującemu przekształtnikiem typu Z. Zastosowanie w referencyjnym przekształtniku dwustopniowym *boost-buck* takich samych sygnałów sterujących tranzystorami, oznacza, że nie są w nim wykorzystane wszystkie dostępne stopnie swobody w zakresie regulacji napięcia. Tranzystory przekształtnika *boost-buck* są sterowane w sposób zsynchronizowany a kondensator C_2 może zostać pominięty jako element magazynujący energie i odsprzęgający działanie dwóch stopni aktywnych. Na rys. 7 pokazano porównanie charakterystycznych przebiegów napięć i prądów przekształtnika DC-DC typu Z - przebiegi oznaczone indeksem „A” oraz przekształtnika o dwustopniowym przekształcaniu *boost-buck* – przebiegi oznaczone indeksem „B”.



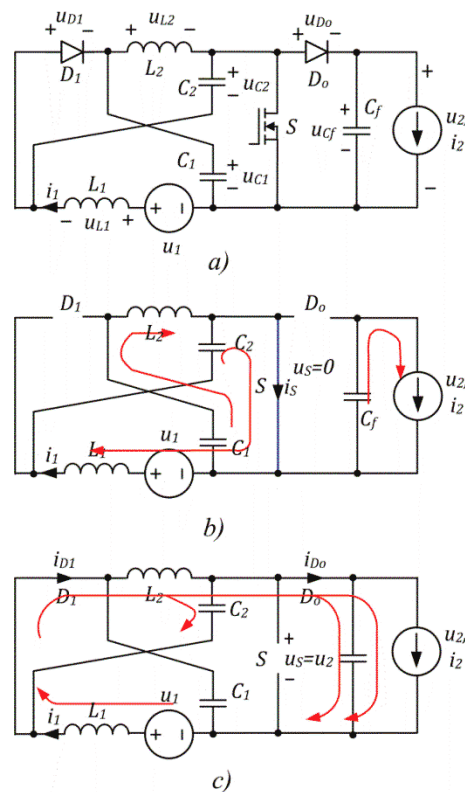
Rys. 7. Charakterystyczne przebiegi napięć i prądów przekształtnika DC-DC z obwodem impedancyjnym typu Z oraz równoważnego przekształtnika o dwustopniowym przekształcaniu skonstruowanego z przekształtników *boost* oraz *buck* pracujących przy tych samych sygnałach sterujących tranzystorami $d_{z(A)} = d_{z1(B)} = d_{z2(B)}$

Na rys. 7 od góry przedstawiono: napięcie wejściowe u_1 i napięcia na tranzystorach u_s , u_{S1} , u_{S2} (rys. 7a), napięcia na dławikach u_{L1} , u_{L2} (rys. 7b), napięcia na kondensatorach u_C , u_{C1} , u_{C2} (rys. 7c), napięcia na diodach u_D , u_{D0} , u_{D1} , u_{D2} (rys. 7d), prądy tranzystorów i_T , i_{T1} , i_{T2} (rys. 7e), prądy kondensatorów i_{C1} , i_{C2} , i_{Cf} (rys. 7f), prądy płynące przez diody i_D , i_{D0} , i_{D1} , i_{D2} (rys. 7g) oraz prądy płynące przez dławiki i_{L1} , i_{L2} (rys. 7h). Przedstawione przebiegi dotyczą przykładowego przypadku dla współczynnika wypełnienia impulsów sterujących tranzystorami $D_z=0,2$ i odpowiadają założeniu tych samych wartości parametrów elementów L_1 , L_2 , C_1 , C_2 oraz tych samych wartościach sygnałów sterujących tranzystorami $d_{z(A)} = d_{z1(B)} = d_{z2(B)}$.

Cykl pracy przekształtnika typu Z oraz referencyjnego równoważnego przekształtnika dwustopniowego można podzielić na dwa charakterystyczne przedziały o czasach trwania $t_1 = D_z T$ oraz $t_2 = (1-D_z)T$. Porównując działanie przekształtnika typu Z oraz referencyjnego równoważnego przekształtnika dwustopniowego *boost-buck* w przedziale czasu t_1 , prądy przewodzenia tranzystorów S_1 oraz S_2 przekształtnika *boost-buck* są równe prądom kondensatorów C_1 oraz C_2 przekształtnika z obwodem impedancyjnym typu Z.

Przekształtnik typu Z oraz referencyjny przekształtnik dwustopniowy *boost-buck* różnią się charakterem prądu pobieranego ze źródła. W przekształtniku typu Z prąd wejściowy przepływający przez diodę wejściową ma charakter nieciągły, natomiast w referencyjnym przekształtniku dwustopniowym *boost-buck* prąd wejściowy przepływa przez dławik L_1 ma charakter ciągły.

Charakter ciągły prądu pobieranego ze źródła na wejściu obwodu impedancyjnego przy zachowaniu współczynnika wzmocnienia napięciowego (1) można uzyskać poprzez zmianę konfiguracji obwodu typu Z prowadzącą do uzyskania obwodu typu quasi-Z. Na rysunku 8 przedstawiono w sposób schematyczny przepływy energii w obwodzie impedancyjnym przekształtnika typu quasi-Z.



Rys. 8. Uproszczony schemat przekształtnika DC-DC typu quasi Z (a) oraz przepływy energii w poszczególnych przedziałach czasowych cyklu pracy: $0 - D_z T$ (b) oraz $D_z T - T$ (c).

Obwód impedancyjny typu quasi Z, w odróżnieniu od obwodu impedancyjnego typu Z, jest obwodem **niesymetrycznym**. Napięcie na kondensatorze C_2 jest mniejsze od napięcia na kondensatorze C_1 o wartość napięcia źródła energii U_1 . Po zmianie konfiguracji obwodu impedancyjnego napięcie na kondensatorze C_2 obwodu typu quasi-Z jest równe napięciu na kondensatorze C_2 referencyjnego przekształtnika dwustopniowego *boost-buck* z rysunku 5f. Napięcie wyjściowe przekształtnika typu quasi-Z, jest równe amplitudzie napięcia na tranzystorze. Amplituda napięcia na tranzystorze przekształtnika quasi-Z w trakcie nie przewodzenia jest równa sumie wartości napięcia wejściowego u_1 , spadku napięcia na dławiku L_1 oraz napięcia na kondensatorze C_2 :

$$u_2 = u_S = u_1 - u_{L1} + u_{C2}. \quad (2)$$

co stanowi cechę charakterystyczną wszystkich obwodów impedancyjnych będących modyfikacjami obwodu quasi-Z.

Spadki napięcia na dławikach L_1 oraz L_2 w trakcie nie przewodzenia tranzystora S (rys. 8c) są równe co do wartości napięcia na kondensatorze C_2 ale z przeciwnym znakiem:

$$u_{L1} = u_{L2} = -u_{C2}. \quad (3)$$

Spadki napięcia na dławikach L_1 oraz L_2 w trakcie przewodzenia tranzystora S (rys. 8b) są równe napięciu na kondensatorze C_1 :

$$u_{L1} = u_{L2} = u_{C1}. \quad (4)$$

W **Tabeli 1** przedstawiono porównanie charakterystycznych przebiegów napięć i prądów przekształtnika DC-DC z wejściowym obwodem impedancyjnym typu quasi-Z oraz referencyjnego przekształtnika dwustopniowego *boost-buck* pracujących przy tych samych sygnałach sterujących tranzystorami $d_{z(A)} = d_{z1(B)} = d_{z2(B)}$. Jak wynika z przedstawionego porównania takim sam współczynnik wzmocnienia napięciowego, przy:

- takim samym charakterze i kształcie prądu pobieranego ze źródła,
- takich samych napięciach tranzystorów,
- takiej samej wartości chwilowej i wartości skutecznej sumy prądów przewodzenia tranzystorów,
- takich samych napięciach na diodach,
- takich samych spadkach napięć na dławikach,
- takim samym kształcie prądów płynących przez dławiki,
- takiej samej wartości chwilowej sumy prądów diod

może być realizowany w przekształtniku o jednostopniowym przekształcaniu energii z wykorzystaniem wejściowego obwodu impedancyjnego bądź w przekształtniku o dwustopniowym przekształcaniu energii zrealizowanym z podstawowych topologii *boost* oraz *buck* przy takich samych sygnałach sterujących tranzystorami.

Tabela 1. Porównanie przekształtnika typu quasi-Z oraz referencyjnego przekształtnika dwustopniowego *boost-buck*

	Przekształtnik DC-DC typu quasi-Z	Dwustopniowy przekształtnik <i>boost – buck</i>
1. Napięcie wyjściowe	$u_{2(A)}$	$u_{2(B)} = u_{2(A)}$
2. Liczba stopni aktywnych (liczba tranzystorów)	1 (1)	2 (2)
3. Napięcia na tranzystorach	$u_{S(A)} = u_{1-} - u_{L1(A)} + u_{C2(A)}$	$u_{S1(B)} = u_{1-} - u_{L1(B)} + u_{C2(B)}$ $u_{S2(B)} = u_{S1(B)} = u_{S(A)}$
4. Napięcia na diodach	$u_{D1(A)} = u_{D0(A)}$	$u_{D1(B)} = u_{D2(B)} = u_{D1(A)} = u_{D0(A)}$
5. Liczba elementów biernych (w tym liczba elementów biernych L, C magazynujących energię)	5 (2*L, 2*C)	4 (2*L, 1*C)
6. Napięcia na dławikach	$u_{L1(A)} = u_{L2(A)}$	$u_{L1(B)} = u_{L2(B)}$ $u_{L1(B)} = u_{L1(A)}, u_{L2(B)} = u_{L2(A)}$
7. Amplituda napięcia na dławikach w czasie nieprzewodzenia tranzystorów	$u_{L1(A)} = -(u_{2(A)} - u_{1-} - u_{C2(A)})$ $u_{L2(A)} = -u_{C2(A)}$	$u_{L1(B)} = -(u_{2(B)} - u_{1-} - u_{C2(B)})$ $u_{L2(B)} = -u_{C2(B)}$
7. Prądy dławików	$i_{L1(A)} = i_{L2(A)}$	$i_{L1(B)} = i_{L2(B)}$ $i_{L1(B)} = i_{L1(A)}, i_{L2(B)} = i_{L2(A)}$
8. Prądy tranzystorów	$i_{S(A)}$	$i_{S1(B)} = i_{S2(B)}$ $i_{T1(B)} + i_{T2(B)} = i_{T(A)}$
9. Wartość skuteczna (RMS) prądów tranzystorów	$i_{S(A)RMS}$	$[i_{S1(B)} + i_{S2(B)}]_{RMS} = i_{S(A)RMS}$
10. Suma prądów diod	$i_{D1(A)} + i_{D0(A)}$	$i_{D1(B)} + i_{D2(B)} = i_{D1(A)} + i_{D0(A)}$
11. Prąd wejściowy	$i_{1(A)} = i_{L1(A)}$	$i_{1(B)} = i_{L1(B)}$
12. Charakter prądu wej. pobieranego ze źródła	ciągły	ciągły

II.1. Synteza obwodów impedancyjnych ze sprzężeniami magnetycznymi

Możliwość zastosowania różnych wartości sygnałów d_{z1} oraz d_{z2} sterujących tranzystorami S_1 oraz S_2 daje referencyjnemu przekształtnikowi dwustopniowemu *boost-buck* z rysunku 5f dodatkowy stopień swobody w zakresie regulacji napięcia w porównaniu z przekształtnikiem typu Z. Dodatkowe zwiększenie wartości tylko jednego ze współczynników d_{z1} lub d_{z2} zawsze prowadzi do wzrostu wartości amplitudy napięcia jednocześnie na obydwu tranzystorach oraz na wyjściu przekształtnika.

Ponieważ napięcie wyjściowe referencyjnego przekształtnika dwustopniowego *boost-buck* jest równe sumie trzech składników: amplitudzie napięcia wejściowego, amplitudzie napięcia na kondensatorze C_2 oraz amplitudzie spadku napięcia na dławiku L_1 w czasie nieprzewodzenia tranzystora S_2 , to wykorzystanie dodatkowego stopnia swobody w zakresie regulacji napięcia stwarza również możliwość sterowania rozkładem składników napięcia wyjściowego pomiędzy kondensatorem C_2 i dławikiem L_1 , a tym samym daje na przykład możliwość korzystnego zmniejszenia napięcia pracy kondensatora C_2 . Dla konkretnego spełnionego warunku $d_{z1} = n \cdot d_{z2}$, gdzie $n > 1$, spadek napięcia na dławiku L_1 w czasie gdy tranzystory S_1 i S_2 nie przewodzą będzie miał n -krotnie większą wartość niż amplituda napięcia na kondensatorze C_2 . Prowadzi to jednocześnie do uzyskania w trakcie nieprzewodzenia tranzystora n -krotnie większej wartości spadku napięcia na dławiku L_1 niż na dławiku L_2 :

$$u_{L1} = n \cdot u_{C2} = n \cdot u_{L2}. \quad (5)$$

Współczynnik wzmocnienia napięciowego referencyjnego przekształtnika dwustopniowego *boost-buck* przyjmuje wówczas postać:

$$K_U = \frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{1 - (n + 1)D_z}. \quad (6)$$

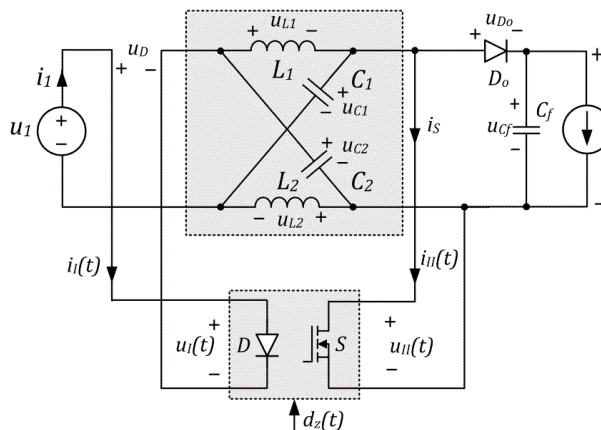
Dla warunku $d_{z2} = n \cdot d_{z1}$ współczynnik wzmocnienia napięciowego referencyjnego przekształtnika dwustopniowego również przyjmuje również postać (6). W trakcie nie przewodzenia tranzystora S_2 wartości napięcia na kondensatorze C_2 jest wówczas n -krotnie większa od wartości spadku napięcia na dławiku L_1 :

$$u_{L2} = u_{C2} = n \cdot u_{L1}. \quad (7)$$

Przywołanie powyższego rozszerzonego komentarza do metody syntezy opisanej w publikacji [1] jest pomocne dla przedstawienia głównej tezy cyklu publikacji prezentowanego przez kandydata w niniejszym autoreferacie:

W przekształtnikach z wejściowymi obwodami impedancyjnymi posiadających pojedynczy stopień aktywny przekształcania energii zapewnienie dodatkowego stopnia swobody w procesie podwyższania napięcia jest możliwe poprzez wprowadzenie do obwodu impedancyjnego elementu o uzwojeniach sprzężonych magnetycznie o określonej przekładni napięciowej.

Na rysunku 9 wydzielono ze schematu obwodu przekształtnika typu Z obwód liniowy niezmienniczy czasowo, w postaci symetrycznego czwórnika LC oraz nieliniowy obwód przełączający w postaci czwórnika zawierającego diodę wejściową oraz tranzystor – odpowiadający aktywnemu stopniowi przekształcania energii. Wielkościami charakteryzującymi nieliniowy obwód przełączający są prądy i napięcia czwórnika: $i_l(t) = i_1$, $u_l(t) = u_D$, $i_{ll}(t) = i_s$, $u_{ll}(t) = u_2$.



Rys. 9. Schemat obwodu przekształtnika typu Z z wydzielonymi: obwodem liniowym oraz nieliniowym obwodem przełączającym

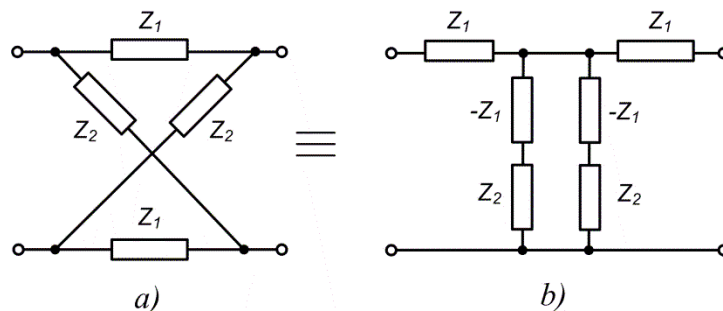
Zgodnie ze sposobem postępowania opisanym w publikacji [1] zastosowanie zamiast pokazanego na rysunku 9 wyodrębnionego obwodu liniowego, innego, alternatywnego obwodu liniowego zawierającego element sprzężony magnetycznie w szczególnym przypadku o przekładni

między uzwojeniami sprzężonymi równej 1:1 bądź -1:1 nie spowoduje zmiany właściwości całego układu przekształtnika przedstawionego na rysunku 9.

Zgodnie z teorią liniowych obwodów elektrycznych, obwód liniowy z rysunku 9 jest symetrycznym czwórnikami LC o strukturze kratowej. Stanowi on szczególne rozwiązanie ogólnej postaci symetrycznego czwórnikownika o strukturze kratowej zawierającego impedancje Z_1 oraz Z_2 , która została pokazana na rysunku 10a. Taką postać można uzyskać dla dowolnego symetrycznego czwórnikownika LC stosując znaną z teorii obwodów elektrycznych transformację opisaną **Twierdzeniem Bartletta o bisekcji** (Brune O., „Note on Bartlett's Bisection Theorem for 4-Terminal Electrical Networks” *The London, Edinburgh, and Dublin Philosophical Magazine and Journal of Science*, Vol 93, no. 14, 1932, ss. 806-811).

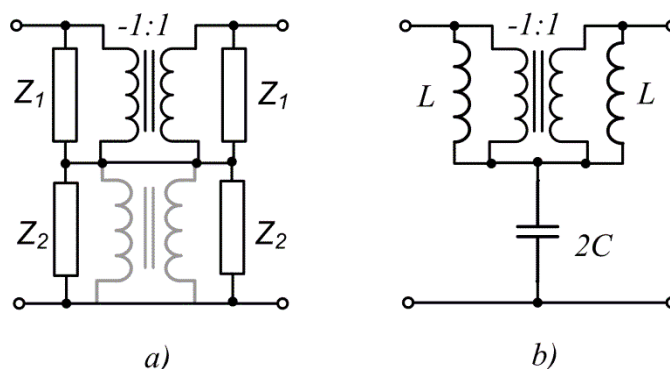
Dowolny czwórnik symetryczny LC oraz czwórnik o strukturze kratowej zawierający parę impedancji Z_1 oraz Z_2 są równoważne, tzn. mają taką samą transmitancję oraz taką samą impedancję wejściową jeżeli impedancje Z_1 oraz Z_2 zostaną dobrane według następującej procedury:

- i. Należy rozciąć obwód symetrycznego czwórnikownika LC wzdłuż osi symetrii na dwie identyczne części.*
- ii. Impedancja Z_1 jest impedancją dwójnika uzyskanego w wyniku zwarcia wszystkich punktów rozcięcia gałęzi leżących na linii osi symetrii.*
- iii. Impedancja Z_2 jest impedancją dwójnika uzyskanego w wyniku pozostawienia rozwartych wszystkich punktów rozcięcia gałęzi leżących na linii osi symetrii.*



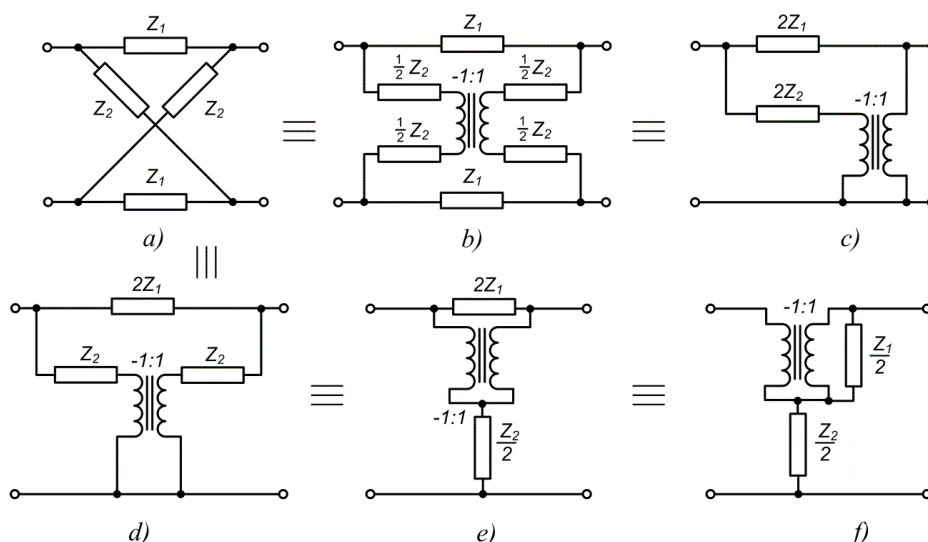
Rys. 10. Obwody równoważne czwórników symetrycznych zgodnie z Twierdzeniem Bartletta o bisekcji [1]

Na rysunku 11a (Fig. 3 z publikacji [1]) przedstawiony został schemat obwodu równoważnego do czwórnikownika z rysunku 10a. Zaznaczony kolorem szarym transformator o przekładni 1:1 może zostać pominięty przy praktycznej realizacji obwodu elektrycznego. Na rysunku 11b [1] przedstawiono przykład czwórnikownika zawierającego element sprzężony magnetycznie, o przekładni napięciowej -1:1, równoważnego do obwodu liniowego z rysunku 9. W odróżnieniu od czwórnikownika o strukturze kratowej, przy praktycznej realizacji przekształtnika z wejściowym obwodem impedancyjnym umożliwia on uziemienie we wspólnym punkcie zacisków źródła, obwodu impedancyjnego oraz aktywnego stopnia przekształcania energii. Pomiędzy obwodami czwórników liniowych zawierającymi tylko elementy bierne LC a obwodami zawierającymi również transformatory zachodzi szereg tożsamości, które mogą być wykorzystane do syntezy alternatywnych obwodów impedancyjnych [1].



Rys. 11. Przykład czwórnika równoważnego do czwórnika o strukturze kratowej, zrealizowanego zgodnie z twierdzeniem Bartletta-Brune'a: postać ogólna (a); czwórnik równoważny do czwórnika LC obwodu impedancyjnego typu Z (b) [1]

Na rysunkach 12b - 12f przedstawiono przykłady topologii obwodów równoważnych do czwórnika symetrycznego Z_1Z_2 o strukturze kratowej z rysunku 10a, które można uzyskać zgodnie z Twierdzeniem Bartletta - Brune'a poprzez wprowadzenie transformatorów idealnych o przekładni -1:1. Topologie z rysunków 12c - 12f, w przypadku praktycznej realizacji przekształtników z wejściowymi obwodami impedancyjnymi dają możliwość uziemienia we wspólnym punkcie źródła, obwodu impedancyjnego i aktywnego stopnia przekształcania energii.



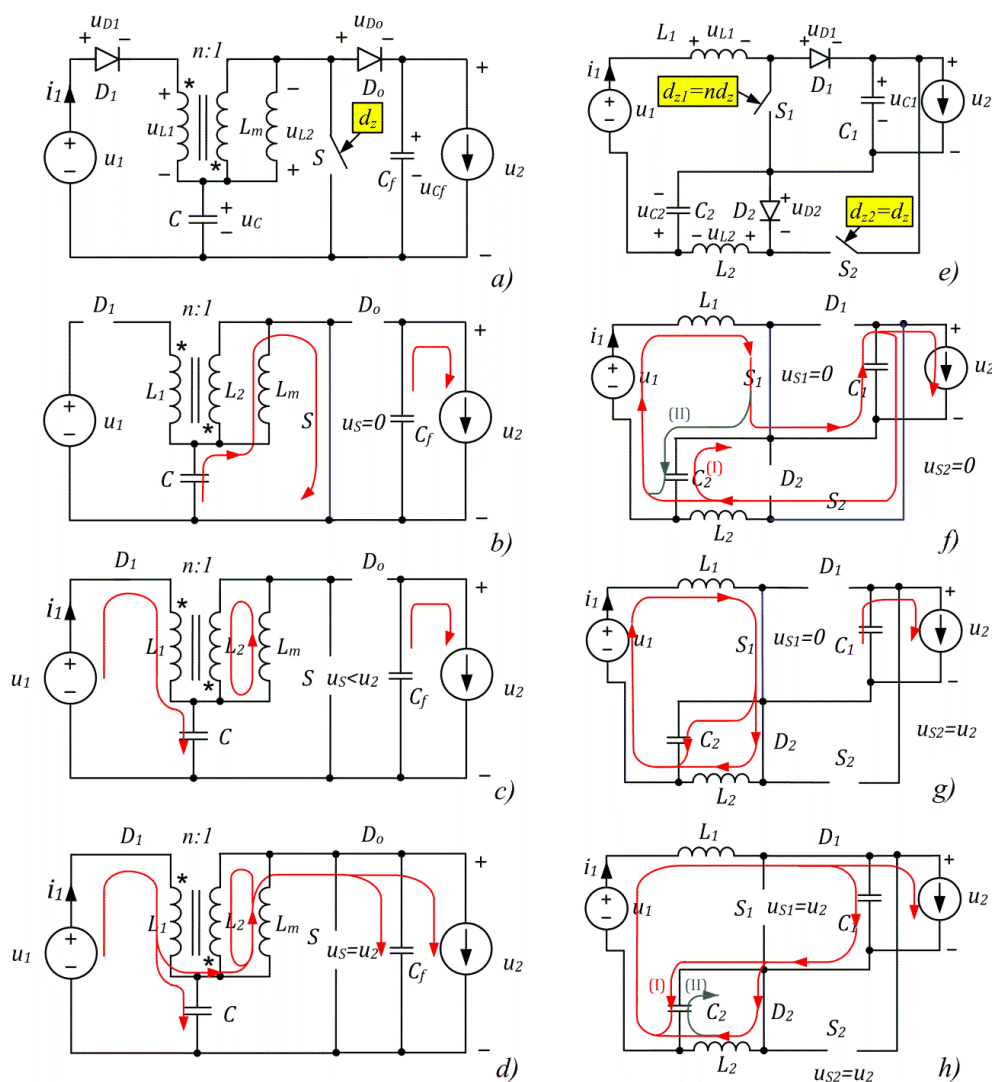
Rys. 12. Czwórnik symetryczny zawierający elementy o impedancjach Z_1 oraz Z_2 (a) oraz rodzina obwodów o równoważnych topologiach uzyskanych poprzez rekonfigurację układu połączeń i zmianę wartości impedancji elementów oraz wprowadzenie idealnych transformatorów o przekładni -1:1 (b) – (f)

II.2. Synteza przekształtnika z obwodem impedancyjnym typu T [1], [2]

Po dodaniu do obwodu liniowego z rysunku 12f diody wejściowej, blokującej zwrotny przepływ energii do źródła, uzyskuje się nowy obwód wprost odpowiadający modelowi obwodu impedancyjnego typu T [1], [2]. Nazwa obwodu impedancyjnego typu T (typu transformatorowego) została pierwotnie przyjęta przez kandydata dla odróżnienia tego obwodu od obwodów typu Z oraz typu quasi-Z oraz ze względu na występowanie uzwojeń sprzężonych o arbitralnie dobieranej przekładni napięciowej. Obwód magnetyczny z rysunku 12f utworzony przez impedancję $Z_1/2$ oraz transformator odwracający o przekładni -1:1 odpowiada modelowi idealnego dławika sprzężonego.

Ponieważ w polu magnetycznym dławika sprzężonego gromadzona jest energia, wejściowa moc chwilowa obwodu typu T może mieć różną wartość od mocy chwilowej na wyjściu. Napięcia uzwojeń strony pierwotnej i wtórnej są proporcjonalne, zgodnie z zastosowaną przekładnią napięciową, natomiast kształty prądów uzwojenia pierwotnego i wtórnego mogą być różne i będą wynikać z wymuszeń w obwodach strony pierwotnej i strony wtórnej dławika sprzężonego.

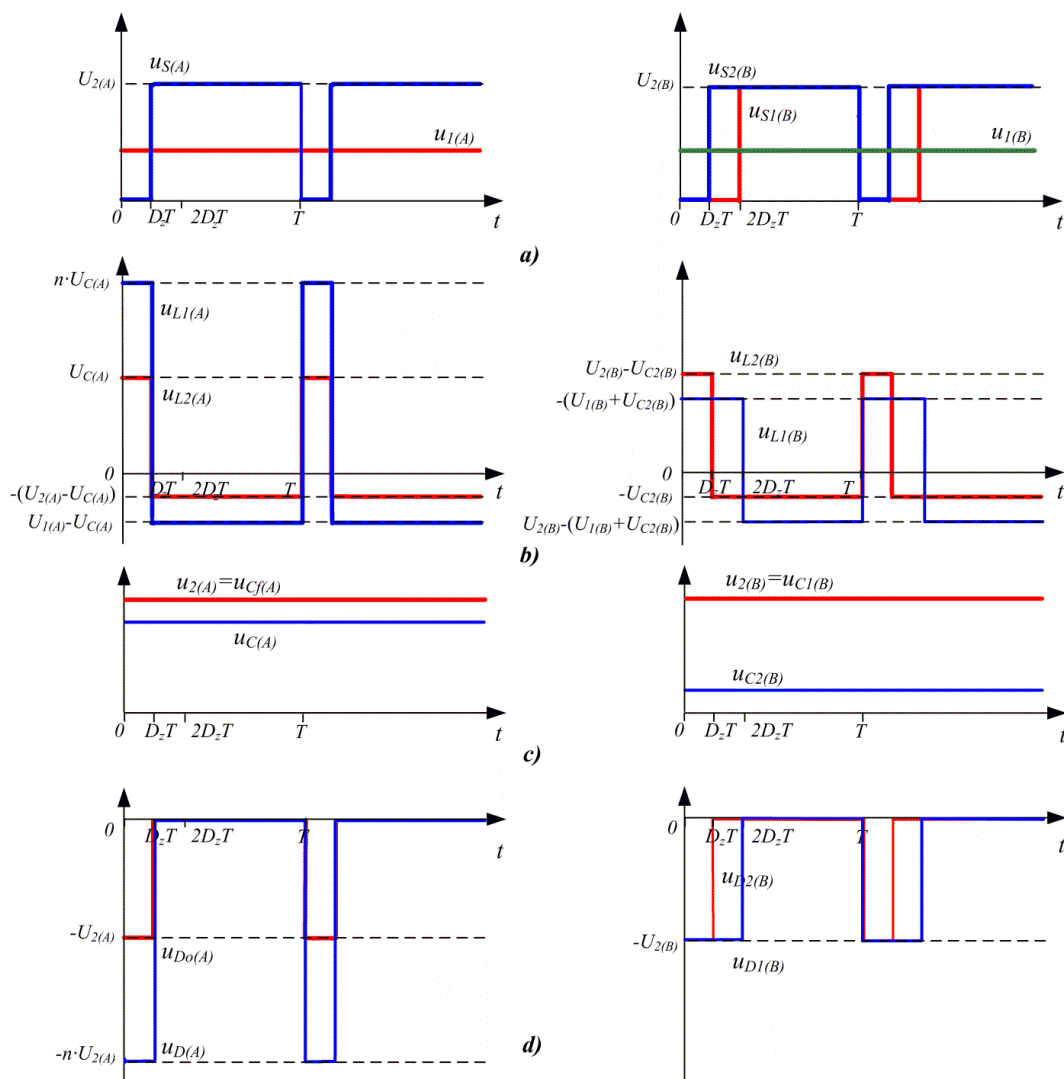
Na rysunku 13 przedstawiono w sposób schematyczny przepływy energii w przekształtniku z wejściowym obwodem impedancyjnym typu T o przekładni dławika sprzężonego wynoszącej $n:1$ oraz dla porównania przepływy energii w układzie przekształtnika dwustopniowego *boost-buck* o równoważnym działaniu, to znaczy o sygnałach sterujących tranzystorami stopni aktywnych dobranych w proporcji $d_{z1} = n \cdot d_{z2}$ - co wprost odpowiada przekładni uzwojeń dławika sprzężonego obwodu typu T. Zastosowanie w przekształtniku typu T przekładni $n:1$ zapewnia uzyskanie w warunkach idealnych współczynnika wzmocnienia napięciowego K_u określonego zależnością (6).



Rys. 13. Uproszczony schemat przekształtnika DC-DC typu T (a); i przepływy energii w poszczególnych przedziałach czasowych cyklu pracy: t_1 (b); t_2 (c); t_3 (d); oraz uproszczony schemat przekształtnika dwustopniowego przy $d_{z1} = n d_{z2}$ (e); i przepływy energii w przedziale czasu t_1 (f); t_2 (g); oraz t_3 (h).

Na rys. 14 pokazano porównanie charakterystycznych przebiegów napięć, a na rysunku 15 charakterystycznych przebiegów prądów przekształtnika DC-DC z obwodem impedancyjnym typu T o

przekładni napięciowej $n=2$ (przebiegi oznaczone indeksem „A”) oraz referencyjnego przekształtnika dwustopniowego o wartościach sygnałów sterujących tranzystorami dobranych w proporcji $n = 2$ (przebiegi oznaczone indeksem „B”). Wartości parametrów elementów biernych $L_1 = L_2 = 2L_m$, $C = 2C_1 = 2C_2$ zostały dobrane zgodnie z twierdzeniem Bartletta-Brune’a. W analizowanym przykładzie dla współczynnika wypełnienia impulsów $D_2=0,2$ sygnału sterującego tranzystorem przekształtnika typu T amplituda napięcia wyjściowego w obydwu przekształtnikach jest 2,5 krotnie większa od napięcia wejściowego. Na rysunku 14 przedstawione zostały przebiegi kolejno: porównywanych napięć wejściowego u_1 oraz napięć na tranzystorach u_S, u_{S1}, u_{S2} (rys. 14a), porównywanych spadków napięcia na uzwojeniach dławika sprzężonego u_{L11}, u_{L12} oraz dławikach przekształtnika dwustopniowego u_{L1}, u_{L2} (rys. 14b), porównywanych napięć na kondensatorach u_C, u_{C1}, u_{C2} (rys.14c) oraz porównywanych napięć na diodach $u_D, u_{D0}, u_{D1}, u_{D2}$ (rys. 14d).



Rys. 14. Porównanie charakterystycznych przebiegów napięć przekształtnika z obwodem impedancyjnym typu T o przekładni napięciowej 2:1 oraz przekształtnika *boost-buck* pracujących przy sygnałach sterujących tranzystorami: $d_{z1(B)}=2d_{z2(B)}= 2d_{z(A)}$

Przy tym samym współczynniku wzmocnienia napięciowego przebieg napięcia na tranzystorze S przekształtnika typu T jest taki sam jak przebieg napięcia na tranzystorze S_2 referencyjnego przekształtnika dwustopniowego *boost-buck*:

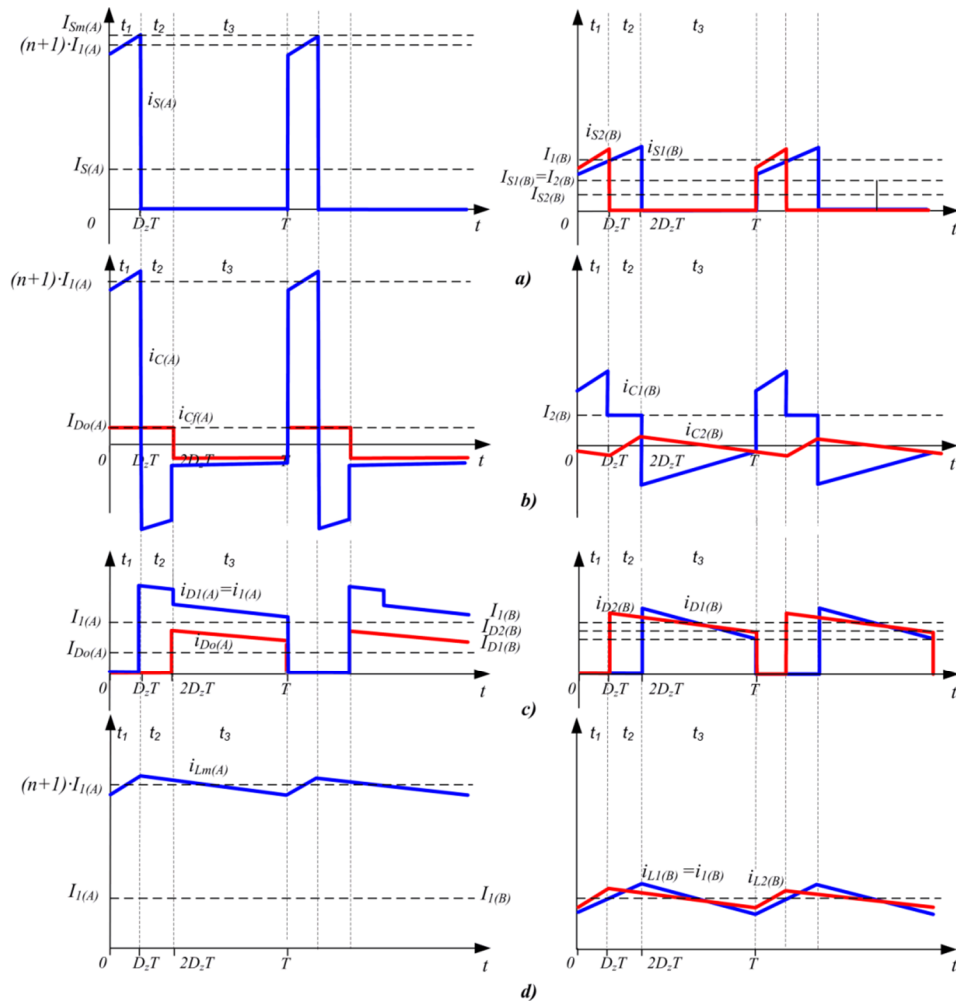
$$u_{S(A)} = u_{S2(B)}. \quad (8)$$

W referencyjnym przekształtniku dwustopniowym *boost-buck* napięcia na diodach D_1 oraz D_2 mają taką samą amplitudę jak napięcia na tranzystorach S_1 oraz S_2 . W przekształtniku typu T amplituda napięcia na diodzie wejściowej jest n -krotnie większa niż amplituda napięcia na tranzystorze:

$$U_{Dm(A)} = nU_{Sm(A)}. \quad (9)$$

co jest cechą charakterystyczną przekształtnika z wejściowym obwodem impedancyjnym typu T.

Na rysunku 15 przedstawione zostały przebiegi kolejno: porównywanych prądów tranzystorów i_s, i_{S1}, i_{S2} (rys. 15a), porównywanych prądów kondensatorów $i_C, i_{C1}, i_{C2}, i_{Cf}$ (rys. 15b), porównywanych prądów płynących przez diody $i_D, i_{D0}, i_{D1}, i_{D2}$ (rys. 15c) oraz porównywanych prądu magnesującego dławika sprzężonego i_{Lm} przekształtnika typu T i prądów płynących przez dławiki i_{L1}, i_{L2} przekształtnika *boost-buck* (rys. 15d).



Rys. 15. Porównanie charakterystycznych przebiegów prądów przekształtnika z obwodem impedancyjnym typu T o przekładni napięciowej 2:1 oraz przekształtnika *boost-buck* pracujących przy sygnałach sterujących tranzystorami: $d_{z1(B)} = 2d_{z2(B)} = 2d_{z(A)}$

Okres pracy referencyjnego przekształtnika dwustopniowego *boost-buck* o sygnałach sterujących $d_{z1} = nd_{z2}$ oraz okres pracy przekształtnika typu T można w ten sam sposób podzielić na trzy charakterystyczne przedziały o czasach trwania t_1 , t_2 oraz t_3 pokazane na rysunkach 14 oraz 15.

W przedziale czasu t_1 w przekształtniku typu T tranzystor S jest włączony i przewodzi prąd rozładowania kondensatora. Energia rozładowania kondensatora C jest przekazywana za pośrednictwem tranzystora S i gromadzona w polu magnetycznym dławika sprzężonego. W przedziale czasu t_2 tranzystor S przekształtnika jest wyłączony i nie przewodzi prądu co, na skutek ciągłości strumienia magnetycznego w dławiku sprzężonym, powoduje wyindukowanie napięcia i przepływ prądu przez uzwojenie pierwotne dławika sprzężonego i przez diodę wejściową spolaryzowaną w kierunku przewodzenia. W przedziale czasu t_3 tranzystor S przekształtnika jest wyłączony i nie przewodzi prądu. Prąd magnesujący $i_{Lm(A)}$ dławika sprzężonego dalej maleje osiągając swoją wartość minimalną na końcu przedziału t_3 . Przez uzwojenie pierwotne i uzwojenie wtórne dławika sprzężonego płyną prądy zmniejszając swoją wartość przez cały przedział czasu t_3 . Energia ze źródła oraz energia zgromadzona w polu magnetycznym dławika sprzężonego jest przekazywana do kondensatora C za pośrednictwem diody wejściowej znajdującej się w stanie przewodzenia oraz do kondensatora filtrującego C_f i do obciążenia za pośrednictwem diody wyjściowej D_o , która w przedziale czasu t_3 jest spolaryzowana w kierunku przewodzenia.

W Tabeli 2 przedstawiono porównanie przekształtnika z obwodem impedancyjnym typu T oraz przekształtnika dwustopniowego *boost-buck* przy sygnałach sterujących tranzystorami określonych zgodnie z zależnością $d_{z1(B)} = 2d_{z2(B)} = 2d_{z(A)}$.

Tabela 2. Porównanie przekształtnika typu T oraz referencyjnego przekształtnika dwustopniowego *boost-buck*

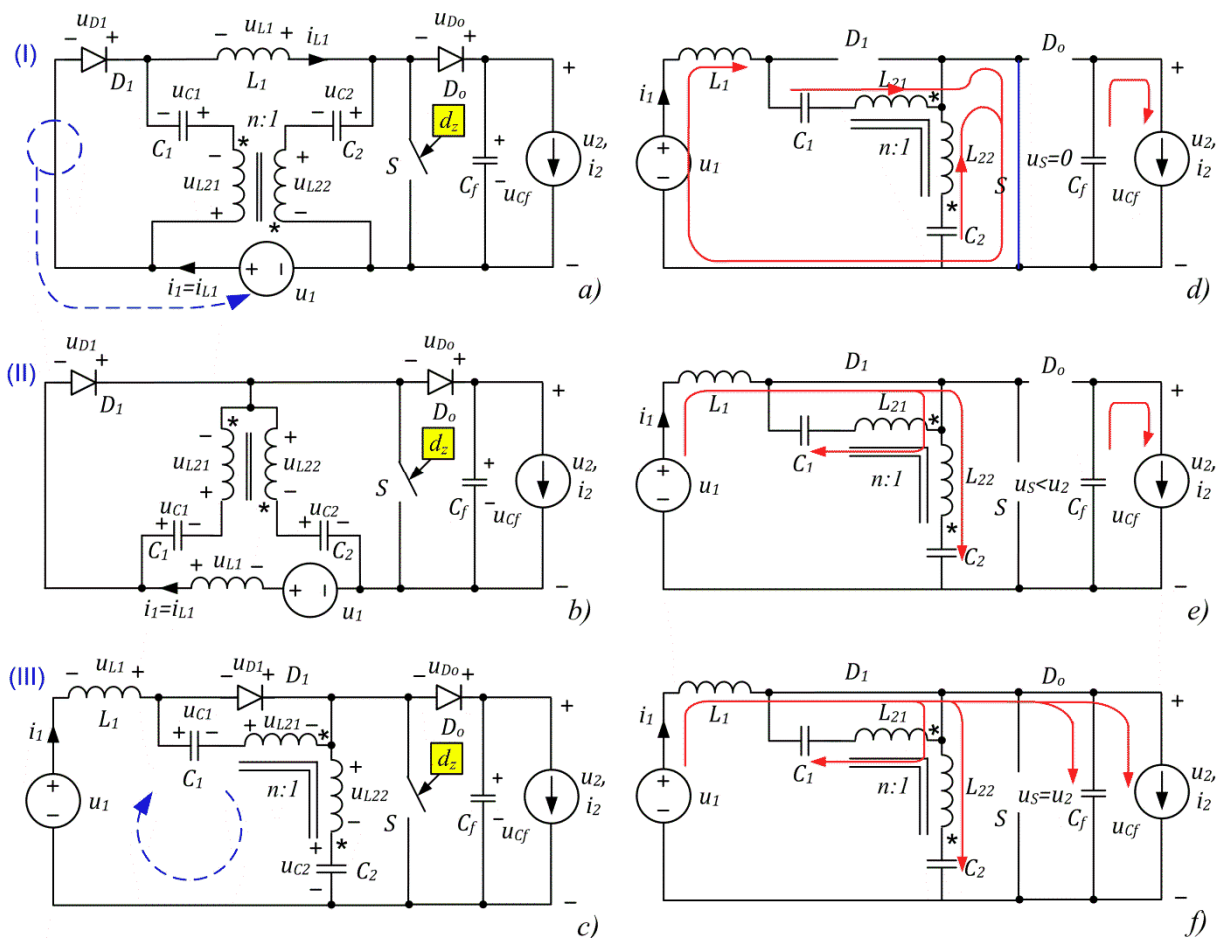
	Przekształtnik z obwodem impedancyjnym typu T	Referencyjny przekształtnik dwustopniowy <i>boost – buck</i>
Współczynnik wzmocnienia napięciowego	(6)	(6)
Liczba charakterystycznych przedziałów czasowych w cyklu pracy przekształtnika	3	3
2. Liczba stopni aktywnych (liczba tranzystorów)	1 (1)	2 (2)
Liczba diod (w tym liczba biorących udział w procesie podwyższania napięcia)	2(1)	2(2)
Stosunek amplitud napięcia na diodach biorących udział w procesie podwyższania napięcia do amplitud napięcia na tranzystorach	n:1	1:1
Liczba elementów biernych (w tym elementów L, C magazynujących energię)	3 (1 dławik sprzężony, 1 kondensator)	4 (2 dławiki, 1 kondensator)
Stosunek amplitud napięć na dławikach/ uzwojeniach dławika sprzężonego	n:1	n:1
Charakter prądu pobieranego ze źródła	Nieciągły	Ciągły

II.3. Synteza obwodów impedancyjnych typu LCCT-Z oraz quasi-LCCT-Z [5]-[7], [11]-[12]

Falownik z wejściowym obwodem impedancyjnym typu T [1], [2] pobiera nieciągły prąd źródła. Teoretycznie, dla przekładni napięciowej równej jeden, falownik typu T oraz falownik typu quasi-Z powinny charakteryzować się tym samym współczynnikiem wzmocnienia napięciowego. Ponieważ w polu magnetycznym dławika sprzężonego obwodu typu T gromadzona jest energia, wymaga on zastosowania rdzenia o określonej szczelinie dla uniknięcia zjawiska nasycenia. Prowadzi to do zaistnienia w obwodzie impedancyjnym dodatkowej indukcyjności rozproszenia o istotnej wartości, która ma wpływ na przebiegi procesów łączeniowych oraz na zmniejszenie zdolności podwyższania napięcia wejściowego. Przy określonej wartości współczynnika sprzężenia uzwojeń dławika indukcyjność rozproszenia rośnie ze wzrostem liczby zwojów [2]. Zjawiska związane z występowaniem indukcyjności rozproszenia dławika sprzężonego powodują skrócenie użytecznego czasu trwania zwarcia - nie pozwalając osiągnąć wartości współczynnika wzmocnienia napięciowego wynikającej ze wzorów analitycznych [2]. Podobnie, występowanie indukcyjności rozproszenia dławika sprzężonego może powodować występowanie przepięć łączeniowych o istotnej wartości.

W pracy [4] kandydat, korzystając z opracowanej metody syntezy, samodzielnie zaproponował, a następnie wraz z zespołem rozwinął w pracach [5] - [7], [11] - [12] dwie topologie wejściowych obwodów impedancyjnych z dwuuzwojeniowymi dławikami sprzężonymi, alternatywne dla obwodu impedancyjnego typu T [1], [2]. Obwody impedancyjne typu LCCT-Z oraz quasi-LCCT-Z (LCCT-qZ) zawierają, w odróżnieniu od obwodu typu T, dławik (L) służący do gromadzenia energii w polu magnetycznym w procesie podwyższania napięcia i pełniący jednocześnie rolę filtra prądu pobieranego ze źródła oraz dwuuzwojeniowy dławik sprzężony (T) o arbitralnie dobranej przekładni napięciowej. W odróżnieniu od obwodu typu T w dwuuzwojeniowym dławiku sprzężonym obwodu typu LCCT-Z nie musi być gromadzona energia gdyż służy on wyłącznie do przekształcania napięcia, podobnie jak klasyczny transformator bądź autotransformator. W wejściowym obwodzie impedancyjnym typu LCCT-Z kondensatory są połączone szeregowo z uzwojeniami transformatora powodując blokowanie przepływu prądu składowej stałej, co zapobiega nasyceniu rdzenia transformatora i eliminuje konieczność stosowania rdzenia ze szczeliną powietrzną. Może mieć zatem korzystnie mniejszy gabaryt w porównaniu z dławikiem sprzężonym obwodu typu T.

Model idealnego obwodu impedancyjny typu LCCT-Z można pośrednio wyprowadzić z obwodu z rysunku 12d, który charakteryzuje się takim samym współczynnikiem wzmocnienia napięciowego jak obwód impedancyjny typu T. Obwód impedancyjny uzyskany z obwodu z rysunku 12d poprzez dodanie diody wejściowej, podobnie jak obwód typu T, charakteryzuje się nieciągłym prądem pobieranym ze źródła. W odróżnieniu od obwodu typu T obwód magnetyczny z rysunku 12d zawiera dwa oddzielne elementy magnetyczne: dławik o impedancji $2Z_1$, będący elementem gromadzącym energię w polu magnetycznym w procesie przekształcania napięcia oraz transformator odwracający napięcie o przekładni $-n:1$. Do zacisków uzwojeń transformatora dołączone są szeregowo kondensatory o impedancji Z_2 . Kondensatory blokują przepływ składowej stałej prądu płynącego w uzwojeniach transformatora. Na rysunku 16a - 16c przedstawiono w sposób schematyczny syntezę obwodu impedancyjnego typu LCCT-Z na podstawie pośredniej postaci obwodu impedancyjnego uzyskanego wprost z obwodu z rysunku 12d. Na rysunkach 16d - 16f pokazano przepływy energii w obwodzie impedancyjnym przekształtnika typu LCCT-Z.



Rys. 16. Synteza przekształtnika z idealnym obwodem impedancyjnym typu LCCT-Z (a) – (c) oraz przepływy energii w poszczególnych przedziałach czasowych cyklu pracy.

Obwód impedancyjny typu quasi-LCCT-Z uzyskuje się poprzez odwrócenie kierunku sprężenia uzwojeń dławika sprzężonego co prowadzi do zmiany konfiguracji układu. W odróżnieniu od obwodu impedancyjnego typu LCCT-Z, w przekształconym obwodzie impedancyjnym typu quasi-LCCT-Z [4] tylko jedno uzwojenie z układu dwóch uzwojeń sprzężonych magnetycznie jest połączone szeregowo z kondensatorem blokującym przepływ składowej stałej prądu. W odróżnieniu od obwodu typu LCCT-Z, w obwodzie impedancyjnym typu quasi-LCCT-Z część energii rozładowania kondensatorów jest gromadzona w polu magnetycznym uzwojeń sprzężonego. Obwód impedancyjny typu quasi-LCCT można przedstawić jako bezpośrednie rozwinięcie obwodu impedancyjnego typu quasi-Z, w którym jeden z dławików zastąpiono dławikiem sprzężonym o arbitralnie przekładni napięciowej pomiędzy uzwojeniem pierwotnym i wtórnym większej od jeden [4]. Obwód impedancyjny typu quasi-LCCT-Z, podobnie jak obwód typu LCCT-Z, charakteryzuje się ciągłym charakterem prądu pobieranym ze źródła. Obydwa układy są skonstruowane z mniejszej liczby elementów niż obwody impedancyjne o charakterze kaskadowym [3], [9], [12] i charakteryzują się zmniejszonym negatywnym wpływem indukcyjności rozproszenia na jakość działania przekształtnika w porównaniu z falownikiem typu T [1], [2].

W Tabeli 3 przedstawiono porównanie z wejściowym obwodem impedancyjnym typu T oraz przekształtnika z obwodem impedancyjnym typu LCCT-Z pracujących przy takich samych sygnałach sterujących oraz przy takiej samej przekładni uzwojeń sprzężonych.

Tabela 3. Porównanie przekształtnika z obwodem impedancyjnym typu T oraz przekształtnika z obwodem impedancyjnym typu LCCT-Z

	Przekształtnik z obwodem impedancyjnym typu T	Przekształtnik z obwodem impedancyjnym typu LCCT-Z
Współczynnik wzmocnienia napięciowego	(6)	(6)
Liczba charakterystycznych przedziałów czasowych w cyklu pracy przekształtnika	3	3
Liczba tranzystorów	1	1
Liczba diod (w tym liczba diod związanych ze zmianami konfiguracji obwodu w procesie podwyższania napięcia)	2(1)	2(1)
Stosunek amplitud napięcia na diody wejściowej do amplitudy napięcia na tranzystorze	n:1	n:1
Liczba elementów biernych (w tym elementów L, C magazynujących energię)	3 (1dławik sprzężony, 1 kondensator)	5 (1 dławik, 2 kondensatory, 1 dławik sprzężony)
Stosunek amplitud napięć na dławikach/ uzwojeniach dławika sprzężonego	n:1	n:1
Działanie elementu sprzężonego magnetycznie (dławika sprzężonego/ transformatora)	Komutowanie prądu pomiędzy obwodem uzwojenia wtórnego, zawierającego tranzystor a obwodem uzwojenia pierwotnego, zawierającego diodę wejściową, zachowanie ciągłości prądu magnesującego dławika sprzężonego	Zachowanie przede wszystkim ciągłości prądu dławika wejściowego, dławik sprzężony w roli transformatora zapewnia jednoczesną, prawie skokową zmianę kierunku prądów kondensatorów połączonych szeregowo z uzwojeniami sprzężonymi
Charakter prądu pobieranego ze źródła	Nieciągły	Ciągły

W pracy [7] pokazano możliwość konstruowania zintegrowanych obwodów magnetycznych (L-T) poprzez nawinięcie dławika wejściowego (L) oraz dławika sprzężonego (T) obwodu typu LCCT-Z na wspólnym rdzeniu. Rozwiązanie takie może przynieść korzyści przy zasilaniu z ogniw paliwowych, gdyż zapewnia zmniejszenie tętnień (tzw. ripple) prądu wejściowego.

Pracę [13] poświęcono opisowi możliwości zastosowania obwodu impedancyjnego opartego na topologii obwodu LCCT-Z w pięciofazowym falowniku do napędu elektrycznego z silnikiem pięciofazowym i z możliwością zwrotu energii hamowania silnika do źródła. Dla podkreślenia, że w obwodzie występuje dwukierunkowy przepływ energii, wymagany zwłaszcza w napędach pojazdów elektrycznych oraz dla podkreślenia działania kondensatorów blokującego przepływ składowej stałej przez uzwojenia sprzężone, obwód nazwano obwodem typu LCCAt od At – autotransformator.

W pracy [11] pokazano badania symulacyjne i eksperymentalne przekształtnika typu LCCT-Z współpracującego z superkondensatorowym zasobnikiem energii. Omówiono wybrane zagadnienia

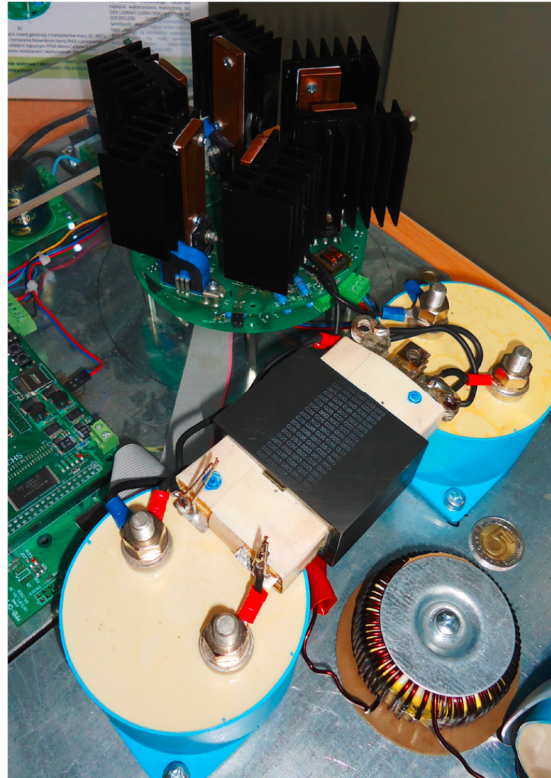
sterowania rozdziałem energii zintegrowanych zasobników energii, zawierających akumulatory i superkondensatory, stosowanych w układach przekształtnikowych małej mocy. Przedstawiono charakterystyki statyczne współczynnika k_d rozdziału energii zasobnika małego pojazdu elektrycznego zapewniającego minimalizacją strat energii w obwodzie DC oraz charakterystyki dynamiczne rozdziału energii w układach przekształtnikowych z wejściowymi obwodami impedancyjnymi stosowanych do przekształcania energii źródeł odnawialnych.

II.4. Zastosowanie diod i tranzystorów z węgla krzemu SiC

Jak zostało wspomniane we wstępie, zastosowanie diod i tranzystorów SiC w przekształtnikach z wejściowymi obwodami impedancyjnymi nabiera aktualnie podstawowego znaczenia. W pracach [8] i [10] badano przyrządy półprzewodnikowe z węgla krzemu: tranzystory SiC JFET oraz diody SiC Schottky, m.in. pod kątem zastosowania w przekształtnikach z obwodami impedancyjnymi. Przyrządy SiC charakteryzują się dodatnim współczynnikiem temperaturowym. Spadek napięcia na elemencie, w kierunku przewodzenia, rośnie ze wzrostem temperatury, co oznacza, że mogą być łączone równolegle dla uzyskania większych wartości znamionowych prądu przy równomiernym rozkładzie obciążenia. Może to być wykorzystane do konstruowania przekształtników z wejściowymi obwodami impedancyjnymi, w których prądy zwierania obwodu impedancyjnego znacznie przewyższają prądy płynące w obciążeniu, a w których zdolność przewodzenia prądów o dużej wartości prze diodę wejściową i tranzystory falownika można uzyskać poprzez równoległe łączenie elementów dyskretnych o mniejszych prądach znamionowych, realizowanych w obudowach typu TO -247. Zastosowanie w przekształtnikach (typu "wszystko z SiC") szybkich diod SiC Schottky'ego, o prawie zerowym prądzie wstecznym, z jednej strony wpływa na zmniejszenie strat na przełączanie, a z drugiej strony może mieć wpływ na zmniejszenie tłumienia oscylacji związanych z komutacją prądu w układzie tranzystor – dioda. Oscylacje występujące w procesie przełączania szybkich tranzystorów i diod Schottky'ego z węgla krzemu przy częstotliwości 100 kHz mogą być spowodowane indukcyjnościami pasożytniczymi obwodów, czy procesem odzyskiwania własności zaworowych diody przy wyłączeniu, ale mogą również wynikać z samego niedopasowania szybkości przełączania tranzystora i współpracującej diody. Takie niedopasowanie może powodować obniżenie jakości działania falownika, a nawet uszkodzenie przyrządów półprzewodnikowych. W pracy [8] badano mechanizmy powstawania oscylacji w gałęzi półmostkowej przekształtnika typu „wszystko z SiC”. Oscylacje mogą występować w przypadku dyskretnych elementów w obudowie TO -247, jak i modułów zawierających łączniki złożone z wielu tranzystorów. Przy twardym przełączaniu tranzystorów SiC, od szybkości tranzystora zależy czas przełączania i straty wydzielające się w postaci ciepła. Istotną rolę odgrywa osiągnięcie kompromisu pomiędzy wartością rezystora bramkowego zapewniającą odpowiednio szybkie załączanie tranzystora a jego wartością zapewniającą wystarczający poziom tłumienia oscylacji w obwodzie bramkowym.

W pracy [10] badano tranzystory SiC. Rezystancja kanału przyrządów polowych SiC zmienia się w czasie pracy. Oprócz zmian wynikających ze wzrostu temperatury rezystancja $R_{DS(ON)}$ tranzystorów SiC MOSFET może zmienić się o kilka do kilkunastu procent wraz ze zmianą napięcia sterującego bramki tranzystora. Z kolei w przypadku tranzystorów SiC JFET rezystancja $R_{DS(ON)}$ zależy od wartości prądu bramkowego podtrzymania przewodzenia I_{gON} , którego wartość powinna być tak dobrana w obwodzie sterowania bramkowego, aby zapewniać stabilną pracę tranzystora w znamionowych warunkach temperatury złącza i wartości przewodzonego prądu drenu. Zbyt mały prąd bramkowy podtrzymania wynikający z wartości dobrego rezystora bramkowego, powoduje

niekorzystny wzrost rezystancji kanału przy dużych wartościach prądu drenu. Jest to z kolei powodem wzrostu strat tranzystora i może doprowadzić do jego uszkodzenia [10]. Bezpośrednim efektem przeprowadzonych prac było skonstruowanie przez kandydata i jego zespół **wysokosprawnego falownika napięcia nowej generacji z tranzystorów mocy SiC JFET z węgla krzemu do elektrowni wiatrowych i napędów wysokoobrotowych** nagrodzonego Srebrnym Medalem w konkursie INNOWACJE 2011 na VII Targach Techniki Przemysłowej, Nauki i Innowacji 'Technicon Innowacje', MTG, Gdańsk 27.10 - 28.10.2011. Następnie na podstawie opracowanej konstrukcji zbudowany został trójfazowy przekształtnik podwyższająco-obniżający napięcie z wejściowym obwodem impedancyjnym typu LCCAt o mocy 5kW przeznaczony do małych przydomowych elektrowni wiatrowych.



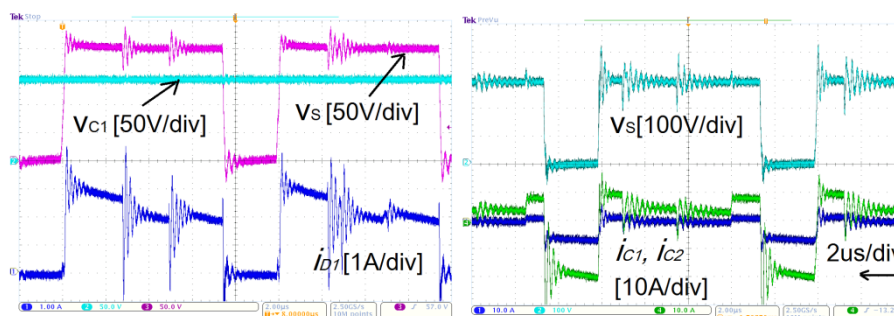
Falownik z wejściowym obwodem impedancyjnym typu LCCAt skonstruowany w oparciu o nagrodzony srebrnym medalem na targach MTG Technicon Innowacje 2011 falownik z tranzystorami SiC JFET

II.5. Synteza rezonansowych obwodów impedancyjnych

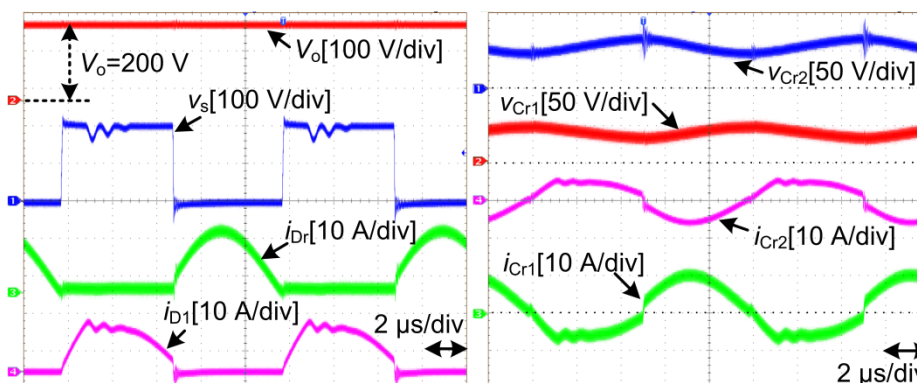
Zastosowanie diod i tranzystorów SiC charakteryzujących się znacznymi stromościami zmian napięcia (du/dt) i prądu (di/dt) przy wysokich częstotliwościach przełączania rzędu 50kHz -100kHz, wiąże się z zaistnieniem szeregu problemów kompatybilności elektromagnetycznej (EMC/EMI). Proponowana w cyklu publikacji metoda syntezy daje możliwość włączania do obwodów impedancyjnych pomocniczych obwodów rezonansowych, na podobnej zasadzie jak są włączane do klasycznych przekształtników DC-DC. W pracy [14] kandydat dokonał syntezy nowego rezonansowego obwodu impedancyjnego typu quasi-Z przeznaczonego do niez izolowanych przekształtników DC-DC, podwyższających napięcie. Kandydat skonstruował model laboratoryjny z wykorzystaniem diod SiC schottky oraz tranzystora SiC MOSFET. Istota zaproponowanej przez kandydata topologii zawiera się w zastąpieniu jednego z dławików oraz jednego z kondensatorów oryginalnego obwodu typu quasi-Z dwuuzwojennym dławikiem sprzężonym pełniącym rolę

autotransformator oraz pomocniczym obwodem rezonansowym pracującymi z częstotliwością przełączania tranzystora przekształtnika. W pierwszej wersji indukcyjność rezonansową obwodu rezonansowego realizuje osobny dławik, a w drugiej wersji opracowanego układu w pomocniczym obwodzie rezonansowym jako indukcyjność rezonansową wykorzystano indukcyjność rozproszenia autotransformatora. Dwa kondensatory obwodu rezonansowego są połączone szeregowo z uzwojeniami autotransformatora i równolegle względem siebie. Amplituda napięcia wyjściowego jest, podobnie jak w przypadku oryginalnego przekształtnika typu quasi-Z, równa sumie napięć: napięcia wejściowego, amplitudy napięcia na dławiku obwodu quasi-Z oraz amplitudy napięcia na kondensatorze obwodu quasi-Z. Działanie autotransformatora oraz pomocniczego obwodu rezonansowego w układzie zaproponowanym przez kandydata powoduje istotne zwiększenie amplitudy napięcia na dławiku i kondensatorze obwodu quasi-Z, a tym samym istotne zwiększenie współczynnika wzmocnienia napięciowego.

Opracowany przez kandydata prototyp niez izolowanego przekształtnika DC-DC z rezonansowym obwodem impedancyjnym typu quasi-Z, skonstruowany z diod Schottky SiC oraz tranzystora SiC MOSFET pracował z częstotliwością 100kHz co pozwoliło na uzyskanie bardzo małych rozmiarów obwodu impedancyjnego przy mocy układu równej 100W i podwyższaniu napięcia wejściowego 35 V do wartości 200V. Pomimo tak wysokiej częstotliwości przełączeń przekształtnik z obwodem impedancyjnym charakteryzował się w szerokim zakresie zmian obciążenia wysoką sprawnością rzędu 96%.



Przebiegi napięć: na tranzystorze v_s i kondensatorze v_{C1} oraz prądy: diody wejściowej i_{D1} , oraz Kondensatorów i_{C1} oraz i_{C2} w obwodzie impedancyjnym typu LCCAT przy częstotliwości $f_s=100\text{kHz}$



Przebiegi napięć: na tranzystorze v_s i kondensatorach rezonansowych v_{C1} , v_{C2} oraz prądy: diody wejściowej i_{D1} , diody rezonansowej i_{Dr} i kondensatorów rezonansowych i_{C1} , i_{C2} w obwodzie rezonansowym obwodzie impedancyjnym typu qZ przy częstotliwości $f_s=100\text{kHz}$

Powyżej przedstawiono charakterystyczne przebiegi napięć i prądów w porównywanych obwodach: obwodzie impedancyjnym typu LCCAT [13] oraz w rezonansowym obwodzie typu quasi-Z [14].

Jak można zauważyć z przedstawionego porównania, wywołane zjawiskiem rezonansu sinusoidalne przebiegi prądów diod obwodu impedancyjnego i tranzystora rezonansowego obwodu impedancyjnego typu quasi-Z [14], w porównaniu z przebiegami uzyskanymi metodą twardego przełączania w obwodzie impedancyjnym typu LCCT [13], prowadzą do zmniejszenia problemów natury kompatybilności elektromagnetycznej – które dotąd stanowiły największy problem w przekształtnikach z obwodami impedancyjnymi. Z tego powodu, opracowany przekształtnik z rezonansowym obwodem impedancyjnym typu quasi-Z kandydat uważa za rozwiązanie realne w krótkim czasie do wdrożenia na potrzeby układów mikrogeneracji rozproszonej.

II. 6. Oddziaływanie publikacji kandydata i wkład w rozwój dyscypliny elektrotechnika

Prace kandydata i jego zespołu, dotyczące falowników typu T [1], [2], falowników kaskadowych typu quasi-Z [3], [9], [12] oraz falowników typu LCCT-Z i quasi-LCCT-Z [4]-[7], [11], [13] w różnych okresach prowadzone przez kandydata w ramach projektów krajowych, a także projektów międzynarodowych Akademii Morskiej w Gdyni i Tallin University of Technology [5], [9], [12] oraz Politechniki Gdańskiej, Akademii Morskiej w Gdyni i Texas A&M University [6], [7] zdaniem kandydata wniosły wkład w rozwój energoelektroniki, a w sposób szczególny jej gałęzi zajmującej się przekształtnikami z wejściowymi obwodami impedancyjnymi przyczyniając się do rozwoju teorii przekształtników z wejściowymi obwodami impedancyjnymi zawierającymi elementy magnetycznie sprzężone. Przekształtniki tego typu są obecnie nazywane w literaturze **przekształtnikami z obwodami impedancyjnymi ze sprzężeniami magnetycznymi** (z ang. *magnetically coupled impedance source converters – MCIS converters*). O aktualności podjętej przez kandydata tematyki może świadczyć to, że liczba publikacji dotyczących przekształtników z obwodami impedancyjnymi ze sprzężeniami magnetycznymi z każdym miesiącem rośnie w sposób istotny. Na potrzeby dalszej części opisu kandydat chciałby wymienić 9 przykładowych publikacji reprezentatywnych dla prezentowanych w literaturze obwodów impedancyjnych, wyprowadzonych bezpośrednio jako modyfikacje obwodów impedancyjnych opisanych w cyklu publikacji przedstawionym przez kandydata:

[Ref1] Y. P. Siwakoti, F. Blaabjerg, P. C. Loh, „New Magnetically Coupled Impedance (Z-) Source Networks” IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 31, no 11, 2016, ss.7419 – 7435

[Ref2] W. Qian, F. Z. Peng, H. Cha, „Trans-Z-Source Inverters”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 26, no. 12, 2011, ss. 3453 – 3463.

[Ref3] P. C. Loh, D. Li, and F. Blaabjerg, “Gamma-Z-source inverters,” IEEE Trans.Power Electron., vol. 28, no. 11, 2013, ss. 4880–4884.

[Ref4] Yam P. Siwakoti; Poh Chiang Loh; Frede Blaabjerg; Graham E. Town, „Y-Source Impedance Network”, IEEE Transactions Power Electronics, Vol. 29, no. 7, 2014, ss. 3250 – 3254.

[Ref5] M.-K. Nguyen, Y.-C. Lim, S.-J. Park, „Improved Trans-Z-Source Inverter with Continuous Input Current and Boost Inversion Capability” IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, Vol. 28, no. 10, 2013, ss. 4500 – 4510.

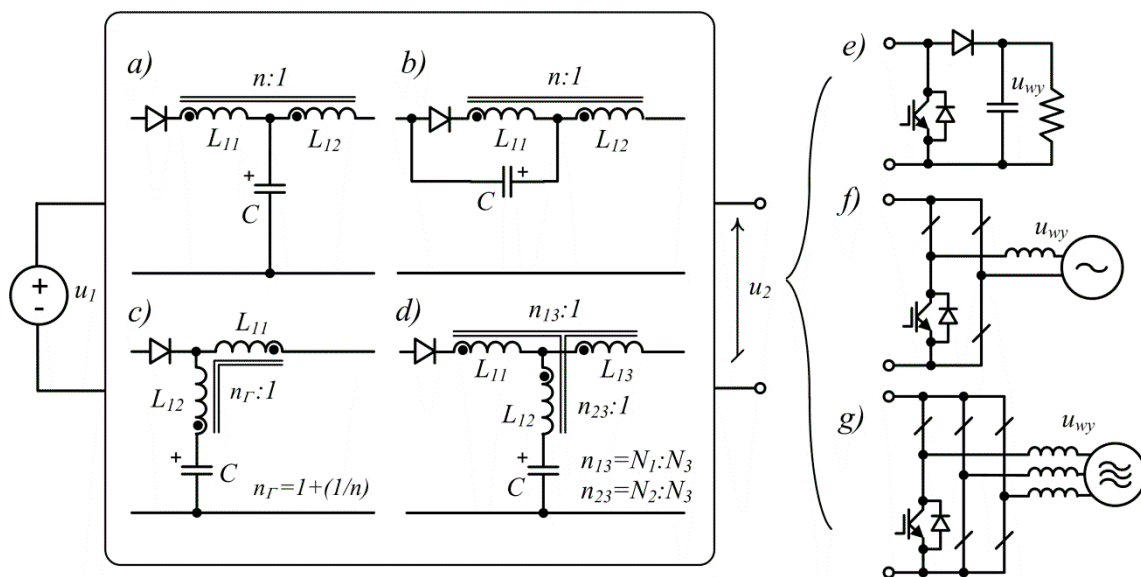
[Ref6] Zhong Y., Xu D., Zhang D., Tang W., He J., „Modeling and control of the improved trans-Z-source inverter”, Proc. 9th. IEEE Industrial Electronics and Applications Conference ICIEA, 2014, ss. 650-654.

[Ref7] Liu H., Kuan L., Bainan S., Zichao Z., „Stability analysis of improved Y-source inverter”, Proc. IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific), 2017, ss. 1-6

[Ref8] W. Mo, P. C. Loh, and F. Blaabjerg, "Asymmetrical Gamma-source inverters," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 61, no. 2, 2014, ss. 637–647.

[Ref9] Siwakoti Y.P., Blaabjerg F., Loh P.C., „Quasi-Y-Source Boost DC–DC Converter” IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 30, no. 12, 2015, ss. 6514-6519.

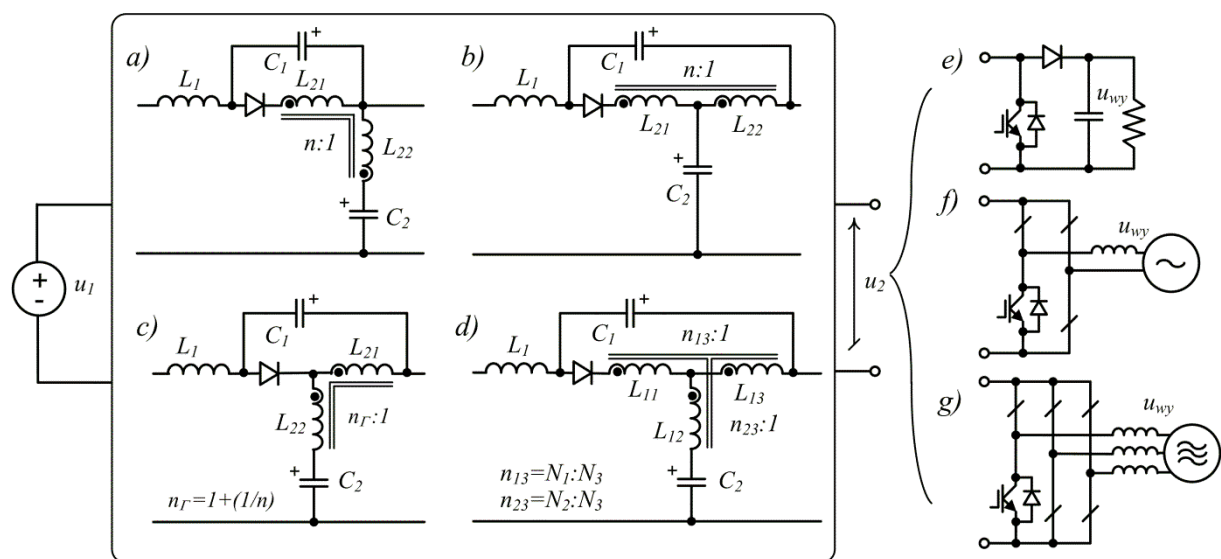
Opracowanie przez kandydata i jego zespół obwodu impedancyjnego typu T wniosło wkład w teorię obwodów impedancyjnych sprzężonych magnetycznie charakteryzujących się pojedynczym elementem magnetycznym o dwóch uzwojeniach sprzężonych, o arbitralnie dobranej przekładni zwojowej, w którego polu magnetycznym gromadzona jest energia w trybie podwyższania napięcia (rys. 17).



Rys. 17. Przekształtniki z wejściowymi obwodami impedancyjnymi typu MCIS: a) obwód typu T, b) obwód typu trans-quasi-Z, c) obwód typu gamma-Z d) obwód typu Y, e) – g) schematy różnych wariantów stopnia aktywnego przekształcania energii z dołączonym obciążeniem

Obwody te zostały nazwane w literaturze obwodami impedancyjnymi typu MCIS (z ang. *Magnetically Coupled Impedance Source*) [Ref1]. Należą do nich: obwód impedancyjny typu trans-quasi-Z [Ref2] (Rys. 17b), różniący się od obwodu typu T (Rys. 17a) występującym połączeniem galwanicznym kondensatora z dodatnim biegunem źródła napięcia, obwód typu gamma-Z [Ref3] (Rys. 17c), charakteryzujący się połączeniem bieguna dodatniego źródła napięcia poprzez diodę wejściową z punktem wspólnym uzwojeń dławika sprzężonego oraz połączeniem kondensatora z biegunem ujemnym źródła napięcia i początkiem uzwojenia wtórnego dławika sprzężonego. Należy dodać, że cechą charakterystyczną obwodu typu gamma-Z jest zastosowanie przekładni pomiędzy uzwojeniem pierwotnym i wtórnym równej odwrotności przekładni obwodu impedancyjnego typu T i powiększonej o jeden. Innym rozwinięciem obwodu impedancyjnego typu T jest obwód impedancyjny typu Y [Ref4] (Rys. 17d), w którym zamiast dławika sprzężonego o dwóch uzwojeniach zastosowano dławik o trzech uzwojeniach sprzężonych, z których uzwojenie pierwsze i trzecie są w takiej samej konfiguracji jak w obwodzie typu T, a uzwojenie wtórne, połączone z punktem wspólnym uzwojenia pierwszego i trzeciego, jest szeregowo połączone z kondensatorem przyłączonym do bieguna ujemnego źródła napięcia. **Wszystkie obwody impedancyjne typu MCIS, stanowiące rozwinięcie obwodu impedancyjnego typu T, charakteryzują się nieciągłym prądem pobieranym ze źródła.**

Opracowanie przez kandydata obwodu impedancyjnego typu quasi-LCCT-Z (Rys. 18a) wniosło wkład w teorię obwodów impedancyjnych sprzężonych magnetycznie, o ciągłym prądzie pobieranym ze źródła, zawierających dwa elementy magnetyczne: dławika wejściowy (L) oraz dwuuzwojeniowy dławik bądź trójuzwojeniowy dławik sprzężony (T) (Rys. 18). Zostały one w literaturze nazwane obwodami impedancyjnymi typu *improved-MCIS* [Ref1]. Istotą rozwiązania obwodów impedancyjnych typu *improved-MCIS* jest to, że tylko w jednym z uzwojeń elementu sprzężonego magnetycznie płynie prąd zawierający składową stałą, podczas gdy w drugim może płynąć prąd przemienny o wartości skutecznej bliskiej zeru. Ponadto jedno z uzwojeń elementu sprzężonego magnetycznie może być połączone szeregowo z kondensatorem, którego rolą jest wówczas, oprócz magazynowania energii – również blokowanie przepływu składowej stałej prądu.

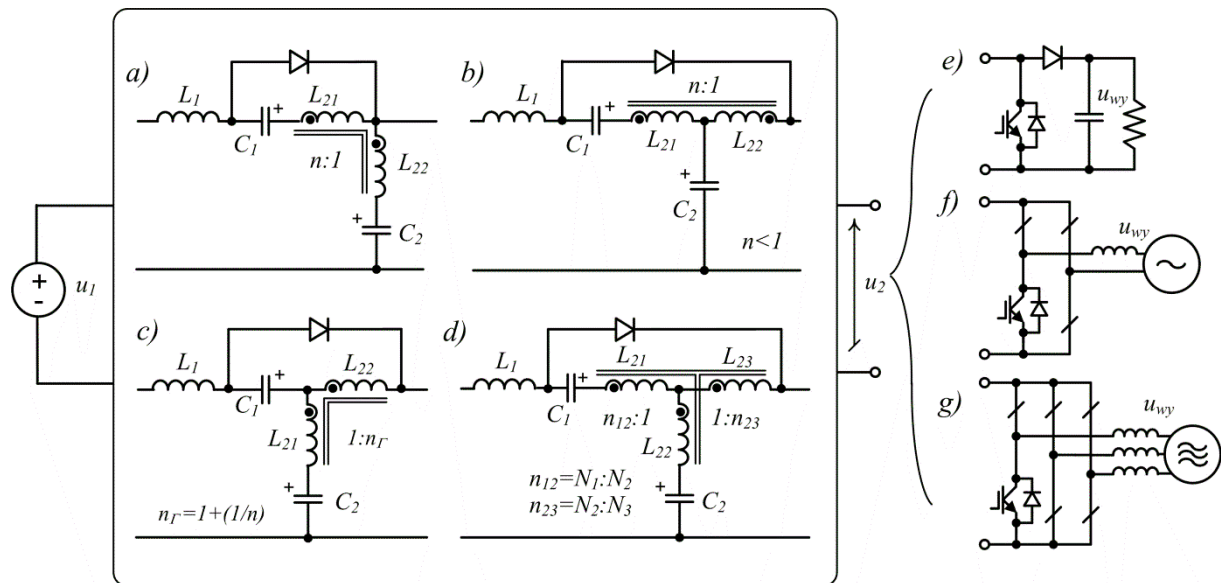


Rys.18. Przekształtniki z wejściowymi obwodami impedancyjnymi typu *improved-MCIS*: a) obwód typu quasi-LCCT-Z, b) *improved-trans-Z*, c) obwód typu *asymmetrical-gamma-Z*, d) obwód typu *improved-Y*, e) – g) schematy różnych wariantów stopnia aktywnego przekształcania energii z dołączonym obciążeniem.

Podobną rolę może odgrywać w obwodach impedancyjnych typu *improved-MCIS* kondensator połączony z punktem wspólnym uzwojeń sprzężonych magnetycznie. Do obwodów impedancyjnych typu *improved-MCIS* należą: obwód typu *improved-trans-Z* [Ref5], [Ref6] (Rys. 18b), w którym kondensator przyłączony do bieguna ujemnego źródła napięcia jest z połączony z punktem wspólnym uzwojeń dławika sprzężonego, obwód typu *improved (asymmetrical)-gamma-Z* [Ref1], [Ref8] (Rys. 18c) o charakterystycznej przekładni uzwojeń z przedziału pomiędzy jeden i dwa, w którym, w odróżnieniu od obwodu typu quasi-LCCT-Z, dioda wejściowa jest połączona z punktem wspólnym uzwojeń dławika sprzężonego, obwód typu *improved-Y* [Ref1], [Ref7] (Rys. 18d), w którym, w odróżnieniu od obwodu quasi-LCCT-Z, w miejsce dławika sprzężonego o dwóch uzwojeniach zastosowano dławik o trzech uzwojeniach sprzężonych, a punkt wspólny uzwojeń sprzężonych nie jest połączony z żadnym innym punktem przekształtnika. **Cechą charakterystyczną obwodów typu *improved-MCIS*, stanowiących rozwinięcie obwodu impedancyjnego typu quasi-LCCT-Z jest to, podczas zwarcia obwodu impedancyjnego energia jest gromadzona w obydwu elementach magnetycznych: dławiku wejściowym oraz dławiku sprzężonym.**

W wyniku rozwinięcia wyniku rozwinięcia i modyfikacji opracowanego przez kandydata obwodu impedancyjnego typu LCCT-Z (Rys. 19a) powstała rodzina obwodów impedancyjnych nazywana w

literaturze **obwodami impedancyjnymi typu quasi-MCIS [Ref1]**. Do obwodów typu *quasi-MCIS* należą: obwód impedancyjny typu quasi-T [Ref1] (Rys. 19b), w którym jeden z kondensatorów jest połączony z punktem wspólnym dławika sprzężonego oraz biegunem ujemnym źródła napięcia, obwód typu quasi-gamma-Z [Ref1] (Rys. 19c), w którym jeden z kondensatorów jest połączony z punktem wspólnym dławika sprzężonego i dławikiem wejściowym.



Rys. 19. Przekształtniki z wejściowymi obwodami impedancyjnymi typu *quasi-MCIS*: a) obwód typu LCCT-Z, b) obwód typu quasi-T, c) obwód typu quasi-gamma-Z, d) obwód typu quasi-Y, e) – g) schematy różnych wariantów stopnia aktywnego przekształcania energii z dołączonym obciążeniem.

Ponadto, do obwodów impedancyjnych typu *quasi-MCIS* należy obwód impedancyjny typu quasi-Y [Ref1], [Ref9] (Rys. 19d), w którym, w porównaniu z obwodem typu LCCT-Z, zamiast dławika sprzężonego o dwóch uzwojeniach zastosowano dławik o trzech uzwojeniach sprzężonych, przy czym trzecie uzwojenie sprzężone jest bezpośrednio połączone z szyną dodatnią gałęzi przekształtnika, bez pośrednictwa kondensatora szeregowego. **Cechą charakterystyczną obwodów typu quasi-MCIS, stanowiących rozwinięcie obwodu impedancyjnego typu LCCT-Z jest to, podczas zwarcia obwodu impedancyjnego energia jest gromadzona w dyskretnym dławiku wejściowym i nie jest gromadzona w dławiku sprzężonym.** Rozwinięcie obwodu impedancyjnego typu LCCT-Z dzięki konfiguracji, w której kondensatory są połączone szeregowo z dwoma uzwojeniami bądź z jednym uzwojeniem i punktem wspólnym dławika sprzężonego może prowadzić do syntezy rezonansowych obwodów impedancyjnych, czego przykład stanowi publikacja [14] kandydata.

Do popularyzacji obwodów impedancyjnych opracowanych przez kandydata samodzielnie bądź w zespole, niewątpliwie przyczyniła się współpraca nawiązana przez kandydata z wynalazcą falownika typu Z, profesorem F. Z. Pengiem w latach 2011 – 2012. Innym przyczynkiem do upowszechnienia obwodów impedancyjnych opisanych w przedstawionym przez kandydata cyklu publikacji mogło być wydanie przez wydawnictwo Wiley monografii „Impedance source power electronic converters” Wiley 2016. Rozdział 7 tej monografii zatytułowany „Typical Transformer-Based Z-Source/Quasi-Z-Source Inverters” zawiera w przeważającej części reprodukcje rysunków i tekstu z publikacji kandydata i jego zespołu - za zgodą organizacji IEEE, której kandydat przekazał prawa do publikacji.

Przykładem oddziaływania publikacji kandydata i jego zespołu na inne zespoły badawcze może być publikacja zespołu *Shults T., Husev O., Blaabjerg F., Zakis J., Khandakji K.* pod tytułem „*LCCT-derived three-level three-phase inverters*” z magazynu *IET Power Electronics, Vol. 10, no. 9, 2017, ss. 996 – 1002* przywołująca w przeglądzie literatury aż 12 różnych publikacji kandydata i jego zespołu. Innym przykładem może być opublikowana w chwili składania niniejszego wniosku publikacja przeglądowa open access zespołu *Husev, O., Shults, T., Vinnikov, D., Roncero-Clemente, C., Romero-Cadaval, E., Chub, A.* pod tytułem „*Comprehensive Comparative Analysis of Impedance-Source Networks for DC and AC Application*” z magazynu *Electronics, 8(4), 405,ss. 1-20, 2019.* przywołująca aż 7 różnych publikacji kandydata i jego zespołu.

Odnosząc się do liczby cytowań w bazie WoD poszczególnych publikacji z prezentowanego przez kandydata cyklu, w zestawieniu z pierwszą publikacją Fang Z. Penga „*Z-source inverter*” z magazynu *IEEE Transactions on Industrial Applications* z 2003 roku, która na chwilę przygotowania niniejszego autoreferetu była cytowana w bazie Web of Science **1340** razy, publikacja konferencyjna kandydata i jego zespołu pod tytułem „*New Type T-source Inverter*” zaprezentowana na konferencji *Compatibility and Power Electronics CPE 2009*, była cytowana w bazie WoS **102** razy – zatem można przyjąć, że posiadała zasięg oddziaływania tego rzędu wielkości co późniejsza, cytująca ją publikacja „*Trans-Z-Source Inverters*” zespołu *Wei Qian, Fang Zheng Peng i Honnyong Cha* z *IEEE Transactions on Power Electronics* z 2010 roku, cytowana w bazie WoS **224** razy. Niewątpliwie to powiązanie przyczyniło się w największym stopniu do popularyzacji prac kandydata i jego zespołu.

Nieco mniejszy zasięg oddziaływania ma publikacja kandydata i jego zespołu „*Step-Up DC/DC Converters With Cascaded Quasi-Z-Source Network*” opublikowana w magazynie *IEEE Transactions on Industrial Electronics* w 2012 roku, która była cytowana w bazie WoS **80** razy.

Na końcu można dodać, że opracowane przez kandydata obwody impedancyjne typu LCCT-Z oraz LCCT-qZ były przedmiotem badań opublikowanych rozpraw doktorskich, m.in.:

- Krzysztof Bernacki, „Zagadnienia dynamiki falowników napięcia współpracujących ze źródłami niskiego napięcia stałego”, Politechnika Śląska w Gliwicach, Gliwice 2016,
- Mo Wei, “Impedance source inverters with enhanced voltage boost capability”, Nanyang Technological University, Singapur, 2014.

5.Omówienie pozostałych osiągnięć naukowo – badawczych wnioskodawcy, świadczących o istotnej aktywności naukowej habilitanta

Poza opisanymi przez kandydata w cyklu publikacji pracami badawczymi, koncentrującymi się na metodach syntezy obwodów impedancyjnych i poprawie właściwości przekształtników z wejściowymi obwodami impedancyjnymi, kandydat ukierunkowywał swoją aktywność badawczą na: realizację projektów badawczych, przygotowywanie publikacji w przeważającej części z zakresu nowych rozwiązań przemysłowych napędów elektrycznych, w tym napędów średniego napięcia, urządzeń przekształtnikowych dla energetyki, napędów elektrycznych pojazdów trakcyjnych i układów przekształtnikowych dla energetyki rozproszonej. Ponadto kandydat koncentrował swoją działalność na opiece merytorycznej nad doktorantami, a także na aktywnych działaniach na rzecz społeczności naukowej poprzez udział w organizowaniu konferencji, recenzowaniu i edycji artykułów naukowych do czasopism JCR, realizacji ekspertyz i zamówionych opracowań. W ostatnich 3 latach kandydat intensywnie współpracował również ze środowiskiem przemysłowym.

Omówienie pozostałych osiągnięć naukowo – badawczych kandydata podzielono, analogicznie do „Wykazu opublikowanych prac naukowych lub twórczych prac zawodowych oraz informacja o

osiągnięciach dydaktycznych, współpracy z instytucjami naukowymi i o działalności popularyzującej naukę”, stanowiącego załącznik nr 5 do Wniosku o przeprowadzenie postępowania habilitacyjnego.

Zrealizowane oryginalne osiągnięcia projektowe, konstrukcyjne i technologiczne

Kandydat w ramach prowadzonych badań ściśle współpracuje z podmiotami przemysłowymi. Głównymi podmiotami, z którymi kandydat realizował projekty i prace badawczo-rozwojowe w ostatnich latach są zakłady H.Cegielski-Poznań S.A., spółka H. Cegielski-Energocentrum oraz firma technologiczna MMB Drives Sp. z o.o., kierowana przez profesora Zbigniewa Krzemińskiego z Politechniki Gdańskiej.

We współpracy z Grupą H.Cegielski-Poznań S.A. kandydat uczestniczył m.in. we wstępnych pracach przygotowawczych do wdrożenia napędów elektrycznych z pięcioletowymi silnikami o podwyższonym momencie obrotowym do elektrycznych pojazdów dostawczych. Napęd został opracowany na Politechnice Gdańskiej w ramach trzech projektów badawczych finansowanych przez NCN. Napęd pięcioletowy został pokazany przez H.Cegielski-Poznań S.A. na polskim stoisku narodowym na Targach Hannover Messe 2017, odbywających się w Hanowerze w dniach 24 -28 kwietnia 2017 roku. Unikalną cechą napędu elektrycznego z silnikiem indukcyjnym pięcioletowym, świadcząca o zwiększonej niezawodności jest możliwość kontynuacji działania nawet przy awarii jednej z faz silnika pięcioletowego bądź zasilającego go falownika. Wyższy uzyskiwany moment obrotowy silnika pięcioletowego w opracowanym napędzie wynika z możliwości generowania w silniku pięcioletowym dwóch pól elektromagnetycznych wirujących z częstotliwością podstawową oraz trzykrotnością częstotliwości podstawowej harmonicznej.

We współpracy z firmą technologiczną MMB Drives Sp. z o.o., kierowaną przez prof. Zbigniewa Krzemińskiego, kandydat uczestniczył w opracowaniu przekształtnik AC/AC 3.3kV o mocy 600 kW typ MMB600IM3.3kV-01 zrealizowany w ramach projektu „Wysokosprawne przekształtniki dwukierunkowe nowej generacji do napędów średniego napięcia” Nr projektu: INNOTECH-K1/HI1/3/159089/NCBR/12. Projekt został zakończony sukcesem w postaci wykonania uruchomienia i wdrożenia do produkcji wielopoziomowego kaskadowego przekształtnika dwukierunkowego AC/AC na napięcie 3,3 kV z wbudowaną izolacją realizowaną za pomocą transformatorów wysokiej częstotliwości (za pomocą izolowanych przetwornic *Dual Active Bridge DC-DC*). Prototyp przekształtnika na napięcie 3,3 kV o mocy 600kW w obudowie IP56 z przeznaczeniem do napędu elektrycznego pompy ESP do wydobywania ropy naftowej został zainstalowany przez kontrahenta, Alkhorayef Petroleum Company APC na polu naftowym w Arabii Saudyjskiej i przetestowany z sukcesem przez koncern eksploatujący pole naftowe - Saudi Aramco.

Udzielone patenty międzynarodowe i krajowe

Kandydat w okresie po doktoracie uzyskał 7 patentów krajowych przyznanych przez Urząd Patentowy RP: (1) „Układ zasilania lokomotywy wielosystemowej”, numer prawa wyłącznego: PAT.226553, (2) „Układ do przenoszenia energii elektrycznej między trójfazową siecią rozdzielczą średniego napięcia a trójfazową siecią wydzieloną prądu przemiennego” numer prawa wyłącznego: PAT.225567, (3) „Układ falownika wielopoziomowego zwłaszcza podwyższającego napięcie”, numer prawa wyłącznego: PAT.215666, (4) „Układ falownika obniżająco-podwyższającego zwłaszcza przeznaczonego do jednostopniowego przekształcania energii”, numer prawa wyłącznego: PAT.215665, (5) „Sposób odtwarzania zmiennych stanu i zmiennych wejściowych silnika

asynchronicznego przeznaczony do układów napędowych z falownikiem napięcia, silnikiem klatkowym i filtrem sinusoidalnym”, numer prawa wyłącznego: PAT.210739, (6) „Układ wielopoziomowego wielofazowego falownika zasilanego z wielu źródeł, zwłaszcza źródeł o różnym napięciu i niepołączonych między sobą bezpośrednio”, numer prawa wyłącznego: PAT.210280, (7) „Sposób odtwarzania zmiennych stanu silnika indukcyjnego”, numer prawa wyłącznego: PAT.210740.

Patenty (3), (4) i (6) są bezpośrednio związane z realizacją cyklu publikacji przedstawionego przez kandydata. Patenty (1), (2), (3), (4) powstały w ścisłej współpracy z przemysłem. Na podstawie patentu (1) kandydat realizuje aktualnie Projekt „Wysokosprawny wielosystemowy układ napędowy i zasilania z elementami półprzewodnikowymi SiC oraz izolacją od sieci realizowaną na transformatorach wysokiej częstotliwości przeznaczony do elektrycznych zespołów trakcyjnych” w ramach programu sektorowego INNOTABOR NCBR.

Monografie, publikacje znajdujące się w czasopismach innych niż znajdujące się w bazie JCR

Publikacje w czasopismach innych niż JCR:

13. **M. Adamowicz**, Z. Krzemiński, P. Stec, Dual Active Bridge (DAB) DC-DC converter for multilevel propulsion converters for electrical multiple units (EMU), MATEC Web of Conferences 180, 04002 (2018), EDP Sciences, eISSN: 2261-236X

Mój wkład w powstanie tej pracy polegał na opracowaniu planu i struktury artykułu, dokonaniu krytycznego przeglądu literatury, kierowaniu projektem, w ramach którego zbudowane zostało stanowisko laboratoryjne, kierowanie badaniami i udział w badaniach laboratoryjnych, opis wyników i wnioski. Mój udział procentowy szacuję na 60 %.

12. **M. Adamowicz**, Z. Krzemiński, M. Morawiec, P. Strankowski, J. Guziński, Sterowanie multiskalarne pięciofazową maszyną indukcyjną, Przegląd Elektrotechniczny, ISSN 0033-2097, R. 92 NR 5/2016, ss. 106 – 113.

Mój wkład w powstanie tej pracy polegał na opracowaniu planu i struktury artykułu, dokonaniu krytycznego przeglądu literatury, opracowaniu układu regulacji ze sterowaniem multiskalarnym z regulacją strumienia elektromagnetycznego 1- i 3-harmonicznej, opracowaniu modelu symulacyjnego, wykonaniu symulacji, opisanie wniosków. Mój udział procentowy szacuję na 60 %.

11. **Adamowicz M.**, Krzemiński Z.: Wielofunkcyjne izolowane sprzęgi energoelektroniczne – nowe możliwości poprawy niezawodności zasilania w sieciach przemysłowych SN, Napędy i Sterowanie ISSN 1507-7764, Nr 05, Maj 2015, ss. 48-53

Mój wkład w powstanie tej pracy polegał na opracowaniu planu i struktury artykułu, wykonaniu przeglądu literatury, wykonaniu rysunków, wykonaniu opisu układów, opracowaniu wyników laboratoryjnych i przygotowaniu tekstu. Mój udział procentowy szacuję na 60 %.

10. **Adamowicz M.**: Power Electronics Building Blocks for implementing Smart MV/LV Distribution Transformers for Smart Grid, Acta Energetica Nr 4/2014, 6-13.

9. **Adamowicz M.**: Charakterystyka tranzystorów z węgla krzemu w wysokosprawnych przekształtnikach, Automatyka Elektryka Zakłócenia, Nr 1 (2014), s.60-72

8. Guziński J., **Adamowicz M.**, Kamiński J.: Infrastruktura ładowania pojazdów elektrycznych, Automatyka Elektryka Zakłócenia, Nr 1 (2014), s.74-83

Mój wkład w powstanie tej pracy polegał na weryfikacji zawartości merytorycznej artykułu, byłem członkiem zespołu który przygotował cykl artykułów, którego część stanowiła niniejsza praca. Mój udział procentowy szacuję na 10 %.

7. **Adamowicz M.**, Strankowski P., Pietryka J., Szewczyk J., Guziński J.: SiC-based phase-shift dual half bridge DC-DC converter as a key component of multilevel cascaded MV converters, *Przegląd Elektrotechniczny*. Vol. 90, Nr 9 (2014), ss. 203-210.

Mój wkład w powstanie tej pracy polegał na opracowaniu planu i struktury artykułu, wykonaniu przeglądu literatury, opracowanie modelu symulacyjnego i wykonaniu symulacji, kierowaniu projektem, w ramach którego zbudowane zostało stanowisko laboratoryjne, kierowanie badaniami i udział w badaniach laboratoryjnych, opis wyników i wnioski. Mój udział procentowy szacuję na 60 %.

6. **Adamowicz M.**, Krzemiński Z.: Wielopoziomowe przekształtniki średniego napięcia (SN) o budowie modułowej, *Automatyka Elektryka Zakłócenia*, Vol. 5, Nr 3 (17) 2014, s.56-71.

Mój wkład w powstanie tej pracy polegał na opracowaniu planu i struktury artykułu, wykonaniu przeglądu literatury, wykonaniu rysunków, wykonaniu opisu poszczególnych podzespołów wielopoziomowego przekształtnika średniego napięcia, opracowaniu wyników laboratoryjnych i przygotowaniu tekstu. Mój udział procentowy szacuję na 60 %.

5. Guziński J., **Adamowicz M.**, Kamiński J.: "Układy napędowe pojazdów elektrycznych". *Infotech e-pismo: Automatyka, Pomiary, Zakłócenia*, vol. 3/2013(13).

Mój wkład w powstanie tej pracy polegał na analizie i opisie hybrydowego zasobnika energii superkondensator-akumulator, opracowaniu charakterystyk przedstawionych na rysunkach 5 oraz 6. . Mój udział procentowy szacuję na 30 %.

4. Vinnikov D., Roasto I., Jalakas T., Strzelecki R., **Adamowicz M.**: "Analytical Comparison between Capacitor Assisted and Diode Assisted Cascaded Quasi-Z-Source Inverters," *Przegląd Elektrotechniczny*, R. 88, Nr 1A, 2012, ss. 212-217.

Mój wkład w powstanie tej pracy polegał na opracowaniu topologii kaskadowego obwodu impedancyjnego typu quasi-Z-source, analizie działania kaskadowego falownika typu quasi-Z oraz weryfikacji zawartości merytorycznej artykułu. Mój udział procentowy szacuję na 30 %.

3. **Adamowicz M.**: Intelligent MV/LV distribution transformer for Smart Grids with the active participation of prosumers, *Acta Energetica* 3/12 (2012), 4-9.

2. Szewczyk J., **Adamowicz M.**, Krzemiński Z.: "Bezczujnikowe sterowanie generatorem klatkowym w stanach lotnego startu elektrowni wiatrowej", *Przegląd Elektrotechniczny*, R. 87, nr 1/2011, ss. 159-164.

Mój wkład w powstanie tej pracy polegał na opracowaniu planu i struktury artykułu, wykonaniu przeglądu literatury, opracowaniu obserwatora prędkości, wykonaniu rysunków, wykonaniu opisu układów, wykonaniu symulacji i opracowaniu wyników symulacji przygotowaniu tekstu, kierowaniu projektem w ramach którego powstała praca. Mój udział procentowy szacuję na 60 %.

1. **Adamowicz M.**: "Maszyna indukcyjna dwustronnie zasilana bez styków ślizgowych dla małych elektrowni wodnych i wiatrowych", *Przegląd Elektrotechniczny*, R. 85 NR 2/2009, ss. 7-12

Rozdziały w monografiach

W ramach tego punktu kandydat może również przytoczyć dwa współautorskie rozdziały w monografiach krajowych. Pierwszy rozdział to „Stabilizatory napięcia w sieciach dystrybucyjnych” w monografii „Innowacje, pomiary i bezpieczeństwo w elektroenergetyce” wydanej przez Wydawnictwo INFOTECH w 2017 r., w którym kandydat na tle rozwiązań stosowanych na świecie

układów do stabilizacji napięcia w sieciach rozdzielczych przedstawił polskie rozwiązanie urządzenia energoelektronicznego regulatora napięcia skonstruowanego w oparciu o sterowany przekształtnik z tranzystorami IGBT, które z jednej strony zapewnia płynną regulację napięcia sieci, z rozdzielczością 0,1% U_N , za pomocą sterowania napięciem transformatora dodawczego, a z drugiej możliwość dostarczania mocy biernej o wartości zależnej parametrów znamionowych przekształtnika. Kandydat przedstawił i omówił przykłady krytycznych sytuacji które mogą występować w sieciach rozdzielczych z dużą penetracją odnawialnych źródeł energii, które prowadziły do ponadnormatywnego wzrostu napięcia w sieci i awaryjnego wyłączenia przyłączonych instalacji. W takich przypadkach regulacja napięcia w konkretnej linii zasilającej może być zrealizowana za pomocą transformatora dodawczego, którego uzwojenia wtórne włączone są w szereg z linią zasilającą. Napięcie strony pierwotnej transformatora dodawczego regulowane jest za pomocą trójfazowego falownika. Energoelektroniczny regulator napięcia składa się z połączonych szeregowo elementów przetwarzających energię. Sprawności filtra sieciowego, falownika sieciowego, falownika dodawczego i transformatora dodawczego są wysokie, jednak łączne straty mogą sięgać do 6% przetwarzanej energii przy czym regulator przetwarza do 10% energii przesyłanej linią. Straty w regulatorze wynoszą zatem do 0,6% energii przesyłanej linią i są mniejsze od oszczędności energii wynikających z zastosowania regulatora.

Drugi rozdział to „Sterowanie wielopoziomowymi falownikami średniego napięcia” w monografii „Innowacje w systemach elektroenergetycznych, transformatorach i maszynach elektrycznych” wydanej przez Wydawnictwo INFOTECH w 2017 r., w którym kandydat omawia wybrane zagadnienia dotyczące zastosowań wielopoziomowych przekształtników średniego napięcia (SN) w układach napędowych o regulowanej prędkości, zwłaszcza w układach w których wymagana jest izolacja od sieci zasilającej. Kandydat omawia przekształtnik średniego napięcia w zastosowaniu izolację galwaniczną od sieci zrealizowaną za pomocą izolowanych przetwornic dc-dc z transformatorami wysokiej częstotliwości (> 5 kHz), w szczególności omówione są metody sterowania napięciem.

[Opracowania zbiorowe, katalogi zbiorów, dokumentacja prac badawczych, ekspertyzy](#)

Wnioskodawca na zamówienie dwóch podmiotów opracował następujące ekspertyzy:

1. Dla Zarządu H.Cegielski-Poznań S.A., opracowanie p.t. „Wdrożenie produkcji napędów z silnikami 5-fazowymi do pojazdów elektrycznych, H.Cegielski-Poznań S.A.”, Poznań, Grudzień 2017, s. 42.
2. Dla Grupy ENERGA S.A., Raport „Inteligentny transformator dystrybucyjny SN/nN dla sieci Smart Grid o aktywnym udziale prosumentów” zgodnie z Umową z dnia 04.04.2012 na wykonanie Projektu Badawczego, s. 155, Gdańsk 2013 r.

[Kierowanie międzynarodowymi i krajowymi projektami badawczymi oraz udział w takich projektach](#)

W okresie po doktoracie Kandydat brał lub nadal bierze udział w 9 projektach badawczych krajowych i międzynarodowych, z czego w 4 jako kierownik i w 5 jako wykonawca.

W projekcie „Wysokosprawny wielosystemowy układ napędowy i zasilania z elementami półprzewodnikowymi SiC oraz izolacją od sieci realizowaną na transformatorach wysokiej częstotliwości przeznaczony do elektrycznych zespołów trakcyjnych”, kandydat zaproponował oryginalne rozwiązania falowników trakcyjnych oraz przetwornicy zasilania urządzeń pokładowych

pociągu dla elektrycznych zespołów trakcyjnych (EZT) o topologiach transformatora energoelektronicznego (z ang. power electronic traction transformer PETT) według autorskiego polskiego patentu PAT.226553. Kierowany przez kandydata projekt jest realizowany w ścisłej współpracy z przemysłem.

Trzy z realizowanych projektów dotyczyły bezpośrednio przedstawionego przez kandydata cyklu publikacji. Były to: kierowany przez kandydata i realizowany na Akademii Morskiej w Gdyni projekt „Falownik obniżająco - podwyższający z alternatywnymi wejściowymi obwodami pasywnymi z zastosowaniem dławików sprzężonych”, finansowany przez MNiSzW/NCN, kierowany przez kandydata i realizowany na Politechnice Gdańskiej projekt „Przekształtnik AC/AC z przyrządami z węgla krzemu dla elektrowni wiatrowych pracujących samodzielnie bądź na sieć energetyczną”, finansowany przez NCBR w ramach pierwszej edycji Programu LIDER oraz realizowany w Insytucie Elektrotechniki w Warszawie projekt „System połączeń ogniw PV z siecią zasilającą z zastosowaniem nowych falowników typu qZ”, finansowany przez MNiSzW, w którym kandydat pełnił rolę głównego wykonawcy.

Kolejny kierowany przez Kandydata projekt „Inteligentny transformator dystrybucyjny SN/nN dla sieci Smart Grid o aktywnym udziale prosumentów” finansowany przez Grupę ENERGA S.A. dotyczył przeprowadzenia analiz i opracowania modelu energoelektronicznego transformatora SN/nn z izolacją realizowaną za pomocą transformatorów wysokiej częstotliwości przeznaczonego do zasilania odbiorców w sieciach rozdzielczych, zwłaszcza o dużej penetracji odnawialnych źródeł energii.

Międzynarodowe i krajowe nagrody za działalność naukową

1. *Nagroda indywidualna II stopnia*, rok przyznania: 2009, nazwa organu przyznającego nagrodę: **Rektor Akademii Morskiej w Gdyni**, tytuł nagrody: za wyróżniające osiągnięcia naukowe w 2008 roku.
2. Najlepszy artykuł, **Best Paper Award**, rok przyznania: 2011, nazwa organu przyznającego nagrodę: **International IEEE Conference-Workshop Compatibility and Power Electronics CPE 2011**, tytuł nagrody: za artykuł „Trans-Z-source-like inverter with built-in DC current blocking capacitors”.
3. *Nagroda zespołowa III stopnia*, rok przyznania: 2012, nazwa organu przyznającego nagrodę: **Rektor Politechniki Gdańskiej**, tytuł nagrody: za szczególne osiągnięcia naukowe w 2011 roku.
4. *Wyróżnienie Very Important Polish Innovator* w ramach projektu „Młodzi Liderzy Innowacji”, rok przyznania: 2015, nazwa organu przyznającego nagrodę: **Kapituła Polskiego Godła Promocyjnego „Teraz Polska”**, tytuł nagrody: za osiągnięcia w tworzeniu i wdrażania przedsięwzięć innowacyjnych.
5. **Nagroda w kategorii Człowiek 2018 roku**, rok przyznania: 2018, nazwa organu przyznającego nagrodę: Fundacja FOWE Ośrodek Wspierania Ekologii, tytuł nagrody: za propagowanie odnawialnych źródeł energii, nagroda wręczona przez ministra Nauki i Szkolnictwa Wyższego w czasie III Międzynarodowej Konferencji EKO FORUM odbywającej się 15.X.2018 r. w Białymstoku.

Wygłoszenie referatów na międzynarodowych i krajowych konferencjach tematycznych

łącznie kandydat wygłosił 26 referatów, w tym 15 na konferencjach międzynarodowych i 11 na krajowych konferencjach tematycznych. Wszystkim referatom towarzyszyły publikacje konferencyjne. Jeden z referatów zdobył nagrodę Best Paper Award.

Pozostałe wybrane osiągnięcia kandydata

Kandydat był członkiem komitetów organizacyjnych dwóch konferencji międzynarodowych IEEE, w tym, na jednej był członkiem komitetu programowego konferencji. Kandydat był również redaktorem pomocniczym w magazynie IEEE Transactions on Power Electronics, przygotowując wydanie specjalne: Special Issue on Impedance Source Converter Topologies and Applications (IF=7,151).

Kandydat był promotorem pomocniczym dwóch doktoratów. Brał również udział w dwóch programach międzynarodowych związanych z kształceniem studentów. Od dwóch lat kandydat prowadzi działalność popularyzatorską w zakresie nowych technologii przekształtnikowych dla elektromobilności i odnawialnych źródeł pisząc felietony i występując w audycjach radiowych.



Podpis wnioskodawcy