

Gliwice, 19.10.2023

Prof. dr hab. inż. Zbigniew Rymarski
Katedra Elektroniki, Elektrotechniki i Mikroelektroniki
Wydział Automatyki, Elektroniki i Informatyki
Politechnika Śląska
44-100 Gliwice, ul. Akademicka 16
e-mail: zrymarski@polsl.pl
tel. kom. 602662249
tel. 32 2371950

Recenzja rozprawy doktorskiej mgr. inż. Kornela Wolskiego
„Single-Phase Quasi-Z-Source Inverter with Active Energy Buffer”

przygotowana dla Rady Naukowej Dyscypliny Automatyka, Elektroniki i Elektrotechnika
Politechniki Warszawskiej.

Wybór tematu i cel pracy

Rozprawa doktorska Pana mgr. inż. Kornela Wolskiego w 6 rozdziałach (i dwóch dodatkach) na 161 stronach przedstawia problematykę aktywnej redukcji (zastosowanie Aktywnych Buforów Energii - AEB) zniekształceń o podwójnej częstotliwości podstawowej (Autor nazywa je w pracy zniekształceniami 2ω) napięcia i prądu na wyjściu jednofazowych falowników napięcia typu off-grid, pracujących z sieciami impedancyjnymi quasi-Z-Source. Autor stworzył nowatorską topologię przekształtnika z tym buforem, porównał różne możliwe topologie aktywnych buforów, wybierając jedną (równoległą do tzw. głównego kondensatora w sieci impedancyjnej), przeprowadził symulacje pracy falownika i zweryfikował wyniki eksperymentalnie używając laboratoryjnego prototypu. Celem Autora było osiągnięcie jak największej mocy falownika z jednostki objętości, co niemożliwe jest bez aktywnego bufora.

Prowadzone prace były współfinansowane przez Narodowe Centrum Nauki w ramach projektu UMO-2015/19/B/ST7/00620 pt. „Badania przekształtników energoelektronicznych z obwodem impedancyjnym wykorzystujących przyrządy mocy z węgla krzemu”.

Doktorant opublikował 9 artykułów z zakresu energoelektroniki ujętych (16.10.2023) w renomowanej bazie Web of Science, z których w 6 jest pierwszym autorem, 5 artykułów jest w czasopiśmie, pozostałe w materiałach konferencji międzynarodowych. Dwa artykuły, co należy podkreślić, wydano w doskonałych IEEE Transactions. W swojej rozprawie, Doktorant cytuje trzy swoje pozycje [52], [55], [58], dotyczące sieci qZ-Source. Doktorant ma w bazie WoS: 33 cytowania, w tym 31 obcych, współczynnik $h=2$. Zatem wyniki jego pracy w zakresie sieci impedancyjnych były już wcześniej oceniane przez niezależnych recenzentów i uzyskały ich uznanie, a jego parametry bibliometryczne dla Doktoranta są bardzo dobre.

Autor podkreśla kluczową rolę falowników jednofazowych, ze względu na możliwość łączenia domowych źródeł energii z siecią energetyczną. Autor zwraca uwagę na potrzebę minimalizacji objętości, wagi i ogólnie zwiększenie uzyskiwanej gęstości mocy falowników definiowanej jako moc w kW z dcm^3 objętości urządzenia. Autor przedstawia także zastosowanie przetwornicy typu „boost” jako podstawowego układu podwyższającego napięcie

wejściowe falownika zasilanego ze źródła napięcia stałego (np. ogniwa fotowoltaicznego). Autor zwraca uwagę na składową tętnień napięcia (prądu) wyjściowego o częstości kątowej 2ω (gdzie ω jest podstawową częstością kątową napięcia wyjściowego falownika), zauważając, że zwiększenie pojemności kondensatora obwodu wejściowego (DC link) falownika skutecznie zmniejsza tę składową. Jednak ta pojemność musi być tym większa im większa jest moc wyjściowa falownika. W praktyce stosuje się kondensatory elektrolityczne o wysokiej gęstości pojemności, lecz krótkiej żywotności, szczególnie przy pracy w wyższych temperaturach. Innym rozwiązaniem jest zastosowanie sprzężenia zwrotnego falownika, regulacja napięcia jest zwykle odpowiedzialna za zmniejszenie wpływu tętnień 2ω na wejściu falownika (DC link). Problem zniekształceń 2ω dotyczy wszystkich wejściowych przetwornic DC/DC z kondensatorem na wyjściu (na wejściu mostka falownika - DC link). Dla szerokiego zakresu zmian napięcia wejściowego stosowano przetwornice „buck-boost”. Autor przytacza literaturę [12] – [19], gdzie opisywano różne rozwiązania Aktywnego Bufora Energii (AEB) – z aktywną kompensacją prądu i napięcia na wejściu mostka falownika. Przedstawiono także inne konfiguracje jak „Integrated Flying Capacitor Power Pulsation Buffer” [21] służące do minimalizacji tętnień 2ω napięcia wyjściowego, wykorzystując „latający” kondensator (odprzegający prąd 2ω) w topologii wielopoziomowej gałęzi mostka. Autor przedstawia także rozwiązania polegające na wykorzystaniu trzecich harmonicznych podstawowego przebiegu napięcia [23] wstrzykiwanych do kondensatora wejściowego mostka falownika (DC link). Przedstawiono także wykorzystanie kondensatorów MLCC i nieliniowości ich charakterystyk [27]. Doktorant odniósł się także do znacznie lepszych parametrów (niższe statyczne i dynamiczne straty mocy, możliwość pracy w wysokich temperaturach) przełączników w technologii SiC niż tradycyjnej Si.

Doktorant zdefiniował jako największą korzyść ze stosowania sieci impedancyjnej w połączeniu z falownikiem napięcia (tzw. Z-Source Inverter – ZSI w przypadku sieci impedancyjnej Z-Source i qZSI w przypadku sieci quasi-Z-Source) w stosunku do przetwornicy „boost” – zmniejszenie ilości elementów przełączających i redukcję dwustopniowego rozwiązania do jednego stopnia. Obie te sieci były projektem F.Z. Penga [32], a w dalszych latach ich konstrukcja była rozwijana przez wielu autorów. Należy jednak zauważyć, że im większa złożoność sieci i więcej elementów tym jej sprawność, w podstawowym trybie ciągłego przepływu prądu przez dławik - CCM, jest gorsza (Z. Rymarski, K. Bernacki, „Drawbacks of impedance networks”, *International Journal of Circuit Theory and Applications*, 2018, vol. 46, issue 3, pp. 612-628, <https://doi.org/10.1002/cta.2395>). Charakterystyczną cechą sieci impedancyjnych jest gromadzenie energii w dławikach w stanach zwarciovych „Shoot-Through” (ST), gdy przynajmniej (Doktorant pisze o możliwości zwierania obu gałęzi mostka, co zmniejsza rezystancję) jedna z gałęzi mostka falownika ma dwa przełączniki zwarte, co jest możliwe tylko w zerowym stanie falownika. Doktorant do dalszej analizy wybrał jednofazowe falowniki qZSI, których dużą zaletą jest ciągły prąd wejściowy (w ZSI jest on przerywany przez blokowanie diody włączonej w szereg z wejściem). Autor przedstawia szereg opisanych w literaturze rozwiązań minimalizujących tętnienia 2ω napięcia, np. odpowiedniej modulacji szerokości impulsów zwarciovych ST [72] w układzie otwartym. Omówiono także podejścia polegające na projekcie parametrów sieci opartym na analizie mocy tętnień 2ω [73]. Przedstawiono także szereg rozwiązań sprzężenia zwrotnego tak sterującego czasami zwarcia ST, aby zminimalizować tętnienia 2ω napięcia wyjściowego (np.

[75]). W falownikach wielopoziomowych także stosuje się np. metodę sterowania prądami dławików w trybie ślizgowym. Doktorant podsumowuje przegląd literatury stwierdzając, że przedstawiane obliczenia analityczne są niedokładne (porównywał obliczenia z literatury z własnymi symulacjami), a opisy metody minimalizacji tętnień 2ω napięcia wyjściowego falowników qZSI niewystarczające, ponieważ zwykle w analizie obwód wejściowy – sieć qZ-Source jest oddzielnie analizowany od falownika. Problemem rozwiązań przedstawianych w literaturze jest nieoptymalne umieszczanie systemu buforującego AEB (o ile istnieje) – równolegle do wejścia DC falownika (DC-link), natomiast w rzeczywistości brak jest obwodu DC o stałej strukturze na wyjściu sieci impedancyjnej. Innym problemem jest pogarszanie jakości prądu wejściowego kosztem tłumienia tętnień napięcia 2ω . W tabeli 1.1 przedstawiono wielkości wartości dławików i kondensatorów sieci impedancyjnej qZ-Source stwierdzając, że przy tak dużych wartościach parametrów niemożliwe jest zmniejszenie objętości całego układu i uzyskanie większej gęstości mocy bez AEB (Autor w analitycznych obliczeniach bez AEB dochodził teoretycznie do 2 kW/dcm³)

Na podstawie przedstawionego, wyczerpującego przeglądu literatury Doktorant stawia tezę:

“It is feasible to construct a highly-compact single-phase single-stage buck-boost inverter that operates at high switching frequency and maintains a high quality of input and output currents”.

Tłumaczenie recenzenta z oryginalnej tezy w j. angielskim:

„Możliwe jest skonstruowanie wysoce kompaktowego, jednofazowego, jednostopniowego falownika obniżającego i podwyższającego stałe napięcie wejściowe („buck-boost”), który pracuje z wysoką częstotliwością przełączania i utrzymuje wysoką jakość prądów wejściowych i wyjściowych”.

Natomiast celem pracy doktorskiej, aby zweryfikować tą tezę jest:

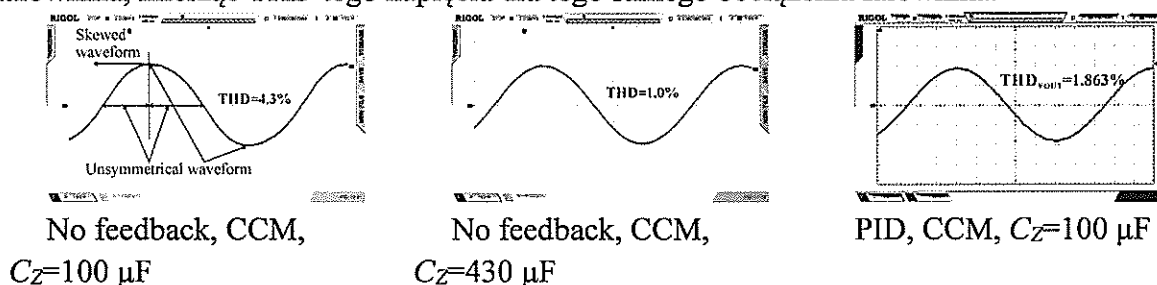
“To develop and test a high-frequency quasi-impedance-source-inverter with a second-harmonic buffer and an appropriate control method”.

Tłumaczenie recenzenta:

„Opracowanie i przetestowanie wysokoczęstotliwościowego quasi-impedancyjnego falownika z buforem drugiej harmonicznej i odpowiednią metodą sterowania”.

W dalszym ciągu pracy Doktorant uznaje 100 kHz jako wysoką częstotliwość przełączania. Omawiając tezę i cel pracy należy stwierdzić, że w dużym uproszczeniu mostek falownika jednofazowego pobiera prąd będący sumą prądu stałego i prądu tętnień o częstotliwości 2ω , pomijając zawartość tętnień o wyższych częstotliwościach niż 2ω (np. o częstotliwości przełączania). W Z. Rymarski, K. Bernacki, Ł. Dyga, “Decreasing the single phase inverter output voltage distortions caused by impedance networks”, *IEEE Transactions On Industry Applications*, November/December 2019, vol. 55, no. 6, pp. 7586-7594, <https://doi.org/10.1109/TIA.2019.2935418>, przedstawiono możliwość redukcji zniekształceń 2ω napięcia wyjściowego falownika poprzez zwiększenie pojemności kondensatorów w sieci qZ-Source lub wprowadzenie nadążnego sprzężenia zwrotnego. Eksperymentalny falownik qZSI pracował z mocą około 100 W (znacznie mniejszą niż rozpatrywana przez Doktoranta), w trybie CCM (zniekształcenia dla trybu DCM pokazano osobno). Poniższe rysunki ilustrują wpływ zmiany obu jednakowych kondensatorów sieci impedancyjnej ze 100 μ F na 430 μ F lub wprowadzenia podstawowego, jednopętlowego, nadążnego sprzężenia zwrotnego PID napięcia

wyjściowego dla kondensatora 100 μF na obniżenie zniekształceń 2ω napięcia wyjściowego falownika, mierząc THD tego napięcia dla tego samego obciążenia falownika.



Doktorant rozpatrując falownik o mocy 2000 W, potrzebował znacznie większych kondensatorów w sieci impedancyjnej, co uniemożliwiało uzyskanie dużej mocy wyjściowej z jednostki objętości falownika.

Omówienie rozprawy doktorskiej

W rozdziale 2 Autor przedstawia analizę i projektowanie falownika qZSI. Najpierw przeprowadzono analizę wielkosygnałową prądów w układzie, traktując tranzystory jako zastępcze źródła prądowe – stałoprądowe, zmiennoprądowe o podstawowej częstotliwości kątovej ω i 2ω o prądach płynących przez różne części całego układu. Doktorant najpierw analizuje typy modulacji PWM, a następnie wybiera zastosowanie modulacji unipolarnej PWM (str. 84). Autor w celach obliczeniowych uprościł sekwencję sterującą przełącznikami falownika qZSI. W rezultacie analizuje jedynie 3 stany sterowania (Rys. 2.3). Doktorant do wyliczenia indukcyjności i pojemności kondensatora wyjściowego filtra falownika stosuje wzory (2.37) i (2.38). Wzory te nie są dostatecznie wyjaśnione, nie ma też cytowania literatury. Typowe podejście, to ograniczenie maksymalnej amplitudy harmonicznych napięcia (lub THD) o częstotliwości przełączania (lub jej bliskiej) dla wyliczenia iloczynu L_0C_0 i potem np. minimalizacja funkcji kosztów definiowanej jako suma modułów mocy biernych w dławiku i kondensatorze filtra z odpowiednimi wagami (np. *Dahono, P.A., Purwadi, A., Qamaruzzaman, I.: 'An LC filter design method for single-phase PWM inverters'. Int. Conf. Power Electronics and Drive System, 21–24 February 1995, vol. 2, pp. 571–576*). Wynikiem wyliczeń (2.37) i (2.38) umieszczonym w tabeli 2.2 jest wartość kondensatora filtra wyjściowego 0,1 μF . Jest to bardzo mała wartość, zwykle ten kondensator jest ponad 100 razy większy, ponieważ od niego zależą przeregulowania napięcia wyjściowego w stanach dynamicznych. Warto zwrócić uwagę, że modulator PWM ma zawsze opóźnienie o jeden takt przełączania – w jednym takcie wprowadzamy do niego dane o wymaganej szerokości następnego impulsu. Zatem każde sprzężenie nie będzie działać w stanach dynamicznych w ciągu 1 taktu. Dla przyjętej wartości $C_0 = 0,1\mu\text{F}$ i częstotliwości przełączania $f_s=100\text{ kHz}$, skok prądu obciążenia o 1 A spowoduje niedopuszczalną skokową zmianę napięcia wyjściowego o 100 V. Trzeba też zwrócić uwagę, że zbyt mała wartość pojemności wyjściowej może spowodować problemy ze stabilnością układu w zamkniętej pętli (Autor w modelu eksperymentalnym 20 krotnie podnosi wartość tej pojemności).

Analizowany jest wpływ składowych 2ω na napięcia na kondensatorach i prądy w dławikach. Autor definiuje dwa parametry pomocnicze, k_{C1} i k_{C2} , które są współczynnikami napięcia tętnienia 2ω na kondensatorach C_1 i C_2 oraz współczynnik δ_C określający ich zależność pomiędzy nimi i rozdzielający komponent 2ω pomiędzy nimi.

Prądy 2ω dławików są określone poprzez współczynnik k_i . Ostatecznie opierając się na podstawowych wzorach i na analizie składowych 2ω napięć i prądów wyznaczono wartości dławików i kondensatorów sieci qZ-Source, zależne od założonych współczynników tętnień 2ω napięć i prądów dla ciągłego przepływu prądu (CCM) przez dławiki. Ciekawa jest analiza sumy prądów dławików qZ-Source i dławika filtra wyjściowego w stanie określanym jako Low Frequency DCM (rys. 2.6). Autor zauważa, że stan nieciągłego przepływu prądu przez dławiki sieci impedancyjnej jest powodowany nie tylko składową HF (o częstotliwości przełączania), ale także składową 2ω . I właśnie granica stanu pracy określanego jako LF-DCM (gdy prąd diody D_1 spada do zera) jest określana jako granica obszaru doboru elementów L i C („design space”) sieci impedancyjnej. W rozprawie trochę dziwne jest określenie: „ 2ω energy generated by the bridge transistors” (str. 37), bo tranzystory są jedynie dwustanowymi przełącznikami. Doktorant przedstawia na rys. 2.7 obszary doboru indukcyjności i pojemności dławików oraz kondensatorów sieci qZ-Source (tak, aby spełnić założenia jakości napięcia wyjściowego z tabeli 2.1) w funkcji parametrów δ_L i δ_C decydujących o rozkładzie prądów tętnień 2ω między dławikami i napięć tętnień 2ω między kondensatorami. Autor liczy straty mocy w falowniku qZSI. Rezystancję zastępczą dławików dla 100 Hz zakłada jako 50 m Ω , a rezystancję dla 100 kHz (HF) jako 100 m Ω . Analizując straty HF („high-frequency”) w dławikach Autor nie analizuje strat w rdzeniu uwzględniając jedynie przyjętą z góry niewielką rezystancję zastępczą (badania wykazały, że rzeczywista zastępcza rezystancja dławików wielokrotnie wzrasta – prace G. Bertottiego o stratach w materiałach magnetycznych). Dopiero na stronie 76 wspomniano o materiałach magnetycznych. Doktorant liczy także straty na kondensatorach. Następnie wybiera elementy aktywne – diodę i tranzystory SiC-MOSFET – biorąc pod uwagę dopuszczalne napięcia i prądy elementów oraz przewidywane straty mocy. Autor analizuje stany dynamiczne przy przełączaniu tranzystorów, biorąc pod uwagę pojemności sieci impedancyjnej i pojemności pasożytnicze elementów przełączających. Ostatecznie Autor wylicza straty mocy w układzie qZSI. W zależności od rozdziału δ_L prądu tętnień 2ω pomiędzy dławiki, a praktycznie niezależnie od rozdziału δ_C napięć tętnień 2ω pomiędzy kondensatory, Autor wylicza straty mocy około 3 do 4 % dla częstotliwości przełączania 100 kHz (rys. 2.20b). Warto jednak zastanowić się nad wpływem współczynnika zwarciovego na sprawność. Np. zwykle z jego wzrostem dla CCM maleje sprawność (np. rys. 11 w Z. Rymarski, K. Bernacki, „Drawbacks of impedance networks”, *International Journal of Circuit Theory and Applications*, 2018, vol. 46, issue 3, pp. 612-628, <https://doi.org/10.1002/cta.2395>). Oczywiście można dalsze wykresy w funkcji napięcia wyjściowego interpretować tak, że współczynnik zwarciovyy dla wyższych napięć wyjściowych wzrasta. W podsumowaniu rozdziału 2, Doktorant umieścił wykres (rys. 2.21) sprawności qZSI vs. gęstość mocy (biorąc pod uwagę wymiary radiatora dla dopuszczalnej temperatury elementów półprzewodnikowych 150°C w temperaturze otoczenia 25°C). Najwyższa rozpatrywana przez niego gęstość mocy, bez dodatkowego aktywnego bufora energii to 2 kW/dcm³.

W rozdziale 3 Autor przedstawia kilka rozwiązań aktywnego bufor energii (AEB) dla układu qZSI, będący podmiotem jego pracy. W zasadzie jest to rodzaj aktywnego filtra mocy, równoległego lub szeregowego. Doktorant wybiera rozwiązanie „Full-power AEB” włączone równolegle do głównego kondensatora C_1 (rys. 3.1) sieci impedancyjnej – to rozwiązanie nazywa bC_1 . Przekierowana zostaje składowa prądu 2ω z dławika L_2 do AEB. W ten sposób przekierowany zostaje prąd 2ω z dławika L_1 i źródła wejściowego napięcia DC v_i . W tej

metodzie AEB musi generować prąd 2ω wpływający do dławika L_2 , o tej samej amplitudzie i fazie jak składowa 2ω prądu na wejściu falownika (DC-link). Doktorant wybrał strukturę „synchronous buck” do realizacji układu AEB. Następnie wylicza współczynnik wypełnienia sterujący AEB. Doktorant porównuje topologię bC1 z topologią AEB włączonego równolegle do DC-link (nazywa to bDC) twierdząc, że na strukturę bC1 nie wpływają bezpośrednio stany zwarciove ST, tak jak w przypadku bDC i dzięki temu można wykorzystać pełny zakres od 0 do 1 współczynnika wypełnienia w sterowaniu przełącznikami AEB. Autor analizuje straty w tranzystorach układu AEB. W dalszym ciągu analizowany jest stan LF-DCM, czyli „niskoczęstotliwościowa nieciągłość przepływu prądu”, gdy prąd diody D_1 ($i_{L1}+i_{L2}\pm i_{L0}$) sieci impedancyjnej w stanach non-shoot-through spada do zera. Może jednak warto wyjaśnić np. wzory (3.42) i (3.43). Dobór dławików powinien eliminować stany LF-DCM. Zastosowanie bufora AEB eliminuje powstawanie składowej 2ω napięcia na kondensatorach C_1 i C_2 sieci impedancyjnej i jedynie występują na nich tętnienia wysokoczęstotliwościowe związane z przełączaniem. Dobór kondensatora C_b z bufora AEB powinien uwzględniać składowe pulsacji 2ω i 4ω . Przedstawiono możliwość 3-krotnego wzrostu gęstości mocy falownika przy zastosowaniu bufora AEB. Zastosowanie topologii bC1 w stosunku do bDC (który ma ograniczenie współczynnika wypełnienia impulsów układu „buck”) prowadzi do możliwości zwiększenia gęstości mocy. Także zastosowanie w AEB topologii „buck” zamiast „boost” daje wg Doktoranta możliwość uzyskania większej gęstości mocy. Doktorant opisuje badania symulacyjne. Ciekawe jest generowanie stanów zwarciowych falownika z wykorzystaniem dodatkowych, równoległych tranzystorów (rys. 3.21). Na rys. 3.22b i 3.25b przedstawiono sytuację, gdy wobec wysokiego napięcia wejściowego DC, sieć impedancyjna w zasadzie nie pracowała – brak było stanów zwarciowych, a cały qZSI pracował w trybie obniżania napięcia. Podsumowaniem rozdziału 3 jest stwierdzenie, że rozwiązanie z buforem AEB typu synchroniczny „buck” umieszczonym w poprzek głównego kondensatora C_1 , w połączeniu z metodą modulacji unipolarnej oferuje możliwość uzyskania najwyższej gęstości mocy przy zachowaniu wystarczająco wysokiej sprawności.

W rozdziale 4 przedstawiono małosygnałowy model sieci impedancyjnej z buforem, oparty na opisie układu równaniami stanu wykorzystując niecytowaną metodę „state space averaging” Middlebrooka i Cuka (*R. D. Middlebrook and S. Cuk "A general unified approach to modelling switching-converter power stages", IEEE Power Electronics Specialist Conf., p.18, 1976*) - uśrednionych macierzy stanu, sterowania (wejściowych) i wyjściowych. Autor nazywa operację uśredniania „weighted averaging”. W oparciu o te modele zaproponowano schemat sterowania dla nowej topologii qZSI-bC1 z dwoma regulatorami prądu - jeden do eliminacji składowej 2ω i dalszych z prądu wyjściowego a drugi do bezpośredniego sterowania prądem wyjściowym. Układ sterowania zawiera równoległe (PMR) proporcjonalno-wielorezonansowe (dla częstotliwości harmonicznych częstotliwości podstawowej) układy kompensacji błędów [103]. Sieć impedancyjna pracuje w trybie „constant boost control”, czyli ze stałym czasem zwarciowym ST. W pętli sterowania falownika, z obliczonej z napięcia wejściowego DC, amplitudy napięcia wyjściowego i znanej rezystancji obciążenia wyliczana jest amplituda prądu wyjściowego, mnożona przez przebieg sinusoidalny o częstotliwości podstawowej. W ten sposób uzyskiwany jest sinusoidalny przebieg prądu dławika filtra wyjściowego, będący przebiegiem odniesienia dla sterowania przełącznikami falownika (czas zwarciowy ST jest stały). Autor wspomina o możliwości rozszerzenia takiego sterowania prądem dławika na pracę

falownika na sieć energetyczną (praca „on-grid” z synchronizacją PLL). Natomiast bufor AEB typu „buck” jest sterowany poprzez wyliczenie mocy pulsacji jako różnicy pomiędzy założoną mocą przebiegów sinusoidalnych na obciążeniu, a zmierzoną mocą na wyjściu falownika. Ta moc po podzieleniu przez zmierzone napięcie na kondensatorze C_b bufora daje prąd odniesienia dławika bufora. Analiza rozłożenia pierwiastków równań charakterystycznych obu zamkniętych układów regulacji („root locus”) prowadziła do doboru wzmocnień obu regulatorów proporcjonalnych. Tak zaprojektowane regulatory dyskretyzowano z wykorzystaniem transformacji Tustina i zweryfikowano, że rozkład biegunów układu zamkniętego pozostaje wewnątrz okręgu jednostkowego na płaszczyźnie Z. W rozdziale 4 omówiono sposoby pomiaru, np. moment okresu przetwarzania, w którym należy dokonywać pomiaru, dobór procesora sterującego i częstotliwości pracy (np. częstotliwość zegara procesora) i częstotliwości przetwarzania. Omówiono także modulator PWM. W rozdziale 5 przedstawiono zbudowany (500 W) model eksperymentalny przetwornicy qZSI z aktywnym buforem AEB typu bC_1 – „buck”. Układ mostka zbudowano z wykorzystaniem tranzystorów SiC. Warto zwrócić uwagę, że kondensator wyjściowy filtra falownika zwiększono 20-krotnie w stosunku do pierwotnych wyliczeń (tabela 2.2). Doktorant porównuje pracę falownika w układzie otwartym i zamkniętym z aktywnym buforem bC_1 i bez tego bufora, bez zwiększania napięcia wyjściowego i ze zwiększeniem napięcia wyjściowego (wykorzystanie stanów zwarciovych ST). Wnioskiem z szeregu badań jest także znaczna poprawa jakości („quality factor”) prądu wejściowego qZSI dla pracy aktywnego bufora ze sprzężeniem zwrotnym dla pracy bez stanów zwarciovych. Wprowadzenie stanów zwarciovych i wzrost współczynnika zwiększenia napięcia wyjściowego nie wpływa na współczynniki jakości prądu wejściowego i wyjściowego falownika. Przeprowadzone zostały także badania dla zmian mocy wyjściowej (do 500 W) i napięcia wejściowego (do 200 V). W rezultacie stwierdzono niewielką zawartość 3 i 5 harmonicznych w prądzie wyjściowym, pozostałe harmoniczne są wyeliminowane w układzie zamkniętym falownika. Sprawność układu rośnie ze wzrostem mocy wyjściowej. Doktorant wykazał, że dzięki zastosowanemu buforowi, sposobowi jego sterowania i zaprojektowanemu sprzężeniu zwrotnemu możliwe jest znaczne zwiększenie gęstości mocy przekształtnika DC/AC typu qZSI w wersji obniżającej i podwyższającej napięcie (buck-boost) oraz identyfikacja obszarów działania nawet w obliczu takich nieliniowych efektów, takich jak zdefiniowany przez Doktoranta tryb LF-DCM.

Podsumowując, temat pracy jest zgodny z jej zawartością, a cel pracy jest istotny i przekłada się na praktyczne zastosowania.

Ocena pracy doktorskiej w odniesieniu do kwestii wpisanych do zaleceń dla recenzentów rozpraw doktorskich dla Rady Naukowej dyscypliny Automatyka, Elektronika, Elektrotechnika i Technologie Kosmiczne Politechniki Warszawskiej.

1. *Jakie zagadnienie naukowe/badawcze jest rozpatrywane w pracy (cel i teza rozprawy) i czy zostało ono dostatecznie jasno sformułowane przez autora?*

Doktorant przedstawił w języku angielskim następującą tezę:

“It is feasible to construct a highly-compact single-phase single-stage buck-boost inverter that operates at high switching frequency and maintains a high quality of input and output currents”.

Można ją następująco przetłumaczyć:

„Możliwe jest skonstruowanie wysoce kompaktowego, jednofazowego, jednostopniowego falownika obniżającego i podwyższającego stałe napięcie wejściowe („buck-boost”), który pracuje z wysoką częstotliwością przełączania i utrzymuje wysoką jakość prądów wejściowych i wyjściowych”.

Wskazaniem celem pracy doktorskiej była weryfikacja tezy:

“To develop and test a high-frequency quasi-impedance-source-inverter with a second-harmonic buffer and an appropriate control method”.

W tłumaczeniu:

„Opracowanie i przetestowanie wysokoczęstotliwościowego quasi-impedancyjnego falownika z buforem drugiej harmonicznej i odpowiednią metodą sterowania”.

Podsumowując wcześniejsze omówienie pracy, Doktorant zaproponował nowe rozwiązanie znanego z literatury aktywnego bufora energii (AEB) w wersji synchronicznej przetwornicy „buck”, włączając go równolegle do głównego kondensatora sieci impedancyjnej qZ-Source (kondensator oznaczany jako C_1), uzyskując w rezultacie zmniejszenie zniekształceń napięcia wyjściowego falownika jednofazowego qZSI (Autor rozpatruje minimalizację składowej 2ω prądu wyjściowego). Autor wyprowadza wzory analityczne pozwalające dobrać parametry układu qZSI z AEB-b C_1 -buck pozwalające na realizację tej minimalizacji. Należy podkreślić, że Doktorant zaczyna od obliczeń teoretycznych, przechodzi przez badania symulacyjne, a w końcu przedstawia badania modelu eksperymentalnego. Autor wykazał niezależność pracy bufora energii AEB-b C_1 -buck od stanów zwarciovych ST sieci impedancyjnej, co jest główną zaletą jego rozwiązania w stosunku do znanych z literatury buforów włączanych równolegle do wejścia mostka falownika (DC-link). Jako wysoką częstotliwość przełączania, Doktorant uznał 100 kHz.

Zarówno teza jak i cel pracy doktorskiej zostały jasno wskazane.

2. *Czy w rozprawie przeprowadzono w sposób właściwy analizę źródeł, w tym literatury światowej, stanu wiedzy i zastosowań w przemyśle?*

Moim zdaniem Doktorant przeprowadził we właściwy sposób analizę literatury światowej, głównie z bazy IEEE Xplore, powołując się na najlepsze publikacje w odpowiednich tematycznie IEEE Transactions. Jedynie w przypadku tworzenia w małosygnałowego modelu qZSI z AEB w rozdziale 4.1, można zwrócić uwagę, że Doktorant nie powołał się na podstawową publikację opisującą stosowanie metody uśrednionej przestrzeni stanów w analizie układów DC/DC: *R. D. Middlebrook and S. Cuk "A general unified approach to modelling switching-converter power stages", IEEE Power Electronics Specialist Conf., p.18, 1976.*

3. *Czy autor rozwiązał postawione zagadnienia, czy użył właściwej do tego metody i czy przyjęte założenia są uzasadnione?*

Doktorant najpierw zrobił obliczenia teoretyczne uzasadniając, że bez bufora aktywnego nie da się jednocześnie zmniejszyć zniekształceń 2ω prądu wejściowego i wyjściowego qZSI, a równocześnie osiągnąć dużej (ponad 2 kW z dcm^3) gęstości mocy falownika qZSI. Następnie uzasadnił i obliczył parametry zarówno sieci impedancyjnej jak i samego falownika. Pewne wątpliwości i pytania dotyczące wprowadzonych wzorów analitycznych znajdują się w dalszych uwagach. Po obliczeniach teoretycznych Doktorant pokazał symulacje w oprogramowaniu PLECS (The Simulation Platform for Power Electronic Systems) układu otwartego, następnie stworzył model małosygnałowy qZSI, wprowadził sprzężenie zwrotne,

analizował stabilność układu ciągłego regulacji i dyskretyzowanego, a na koniec zbudował i przebadął model laboratoryjny. W sumie wykazał, że wprowadzenie bufora energii we wskazanym przez niego miejscu schematu pozwala na kilkukrotne zwiększenie gęstości upakowania mocy, wykazując prawdziwość swojej tezy.

4. *Na czym polega oryginalność rozprawy, co stanowi samodzielny i oryginalny dorobek autora, jaka jest pozycja rozprawy w stosunku do stanu wiedzy i poziomu techniki reprezentowanych przez literaturę światową?*

Doktorant opracował analityczny model 1-fazowego falownika qZSI wraz buforem energii AEB-bC₁-buck odsprzęgającym składową 2ω prądu, umieszczonego równolegle do głównego kondensatora C₁ (np. rys. 3.2), dotychczas zwykle umieszczanym na wejściu mostka falownika (DC-link). Analiza i testy tej struktury są nowością w świetle dostępnej literatury. Doktorant wykazał, że proponowane przez niego rozwiązanie daje niezależność pracy bufora od stanów zwarciovych sieci impedancyjnej i pozwala na zmiany współczynnika wypełnienia układu „buck” w pełnym zakresie. Doktorant analizował także wybór modulacji bipolarnej lub unipolarnej wskazując na tą ostatnią. W przedstawionych analizach Doktorant brał pod uwagę osiąganą gęstość mocy i sprawność układu. Nieco brakuje prezentacji bezpośredniego wyniku wpływu współczynnika zwarciovego na sprawność układu qZSI (obniża się ona wraz ze zwiększaniem współczynnika zwarciovego), jednak substytutem tych zależności jest wpływ napięcia wyjściowego zależnego od współczynnika zwarciovego. Autor opracował także dwu pętlowy układ sprzężenia zwrotnego z proporcjonalno-wielo-rezonansowymi kompensatorami. Autor przeprowadził niezbędne symulacje (PLECS), opracował model małosygnałowy układu qZSI i na koniec przeprowadził testy laboratoryjne z wykorzystaniem samodzielnie opracowanego, sterowanego mikroprocesorowo (TMS320F28379D) prototypu uzyskując wysoką gęstość mocy 500 W modelu. Doktorant wprowadził także określenie LF-DCM – stan nieciągłości przepływu prądu charakteryzujący się zerową wartością kombinacji 3 prądów płynących przez diodę sieci impedancyjnej i zależnych od składowej 2ω .

5. *Czy autor wykazał umiejętność poprawnego i przekonującego przedstawienia uzyskanych przez siebie wyników (zwięzłość, jasność, poprawność redakcyjna rozprawy)?*

Autor przedstawił graficznie wyniki swoich badań, wskazując na prawdziwość tezy (możliwość uzyskania wysokiej gęstości mocy dla układów qZSI z buforem AEB, wersja bC₁-buck). Rozprawa jest zwięzle napisana, czasem aż za bardzo (brakuje uzasadnienia niektórych wzorów), z logiczną zawartością – teoria – symulacje – badania modelu eksperymentalnego, poprawnie redakcyjnie.

6. *Jaka jest przydatność rozprawy dla nauk inżyniersko-technicznych?*

Sieci impedancyjne, w tym qZ-Source, to stosunkowo nowe przetworniki, po raz pierwszy opisane w 2003 przez F.Z. Penga [32]. Mają istotną zaletę – wykorzystują przełączniki mostka falownika, co równocześnie jest ich wadą – współczynnik zwarciovych sieci impedancyjnej ogranicza głębokość modulacji falownika napięcia. Występują także w nich typowe zniekształcenia napięcia wyjściowego falownika, niektóre z nich jak zniekształcenia 2ω , występują w każdym układzie falownika z wejściowym układem DC/DC i kondensatorem na wejściu mostka (DC-link). Równocześnie Autor uzyskuje w opisywanym układzie qZSI z aktywnym buforem wysoką gęstość mocy i sprawność. W literaturze jest dużo opisywanych zastosowań falowników z sieciami impedancyjnymi na wejściu i wydaje się, że oryginalne rozwiązanie z buforem AEB-bC₁-buck, zawarte w pracy doktorskiej może znaleźć

zastosowanie w systemach zasilanych z PV, czy z akumulatorów. Jeżeli jednak opisywany falownik miałby być stosowany w systemach UPS, to warto by sprawdzić jakie będą przeregulowania i czas dojścia do stanu ustalonego oraz THD napięcia wyjściowego przy pracy na nieliniowe, prostownikowe obciążenie ($PF=0.7$) zgodnie z normą EN 62040-3.

Uwagi szczegółowe

1. Układ pracy doktorskiej jest prawidłowy. Sześć rozdziałów (szósty, to podsumowanie) zostało logicznie ułożonych. Jakość edycji pracy jest bardzo dobra. Literatura – 117 pozycji, jest odpowiednia, lecz przy omawianiu jakości napięcia wyjściowego warto odnieść się do odpowiednich norm, dotyczących przyszłych zastosowań omawianego falownika qZSI, których w spisie literatury nie znalazłem. Podobnie brak oryginalnych źródeł do wykorzystanej metody uśrednionej przestrzeni stanów.

2. Doktorant do wyliczenia indukcyjności i pojemności kondensatora wyjściowego filtra falownika stosuje wzory (2.37) i (2.38). Wzory te nie są dostatecznie wyjaśnione, nie ma też cytowania literatury. Wynikiem tych obliczeń jest bardzo mała wartość kondensatora filtra wyjściowego falownika $0,1 \mu\text{F}$, którą zresztą Doktorant 20 krotnie zwiększa w modelu eksperymentalnym (prawdopodobnie w praktyce nie dało się uzyskać stabilnej pracy urządzenia z zamkniętą pętlą). Równocześnie trzeba pamiętać o opóźnieniu wprowadzanym przez modulator PWM (w jednym taktie wpisujemy dane, w następnym są one wprowadzane do korekcji szerokości impulsu). Przez jeden takt sprzężenie praktycznie nie działa, dławik wyjściowy możemy w jednym taktie przetwarzania traktować jak źródło prądowe, więc dla kondensatora $C_0=0,1 \mu\text{F}$, przy skokowym zmniejszeniu prądu obciążenia o 1 A i częstotliwości przełączania 100 kHz uzyskalibyśmy skok napięcia wyjściowego o około 100 V , co jest niedopuszczalne. Warto by się odnieść np. do normy EN62040-3.

3. W rozprawie istnieje wiele wzorów podanych częściowo bez uzasadnienia np. (3.42) – skąd wzięła się wartość $11\omega/600$. Rozumiem, że wynikało to z okrojenia pracy do wymaganej przez wydawnictwo objętości. W zasadzie w pracy dobrym rozwiązaniem byłoby zestawienie na końcu wzorów służących do projektu urządzenia.

4. W sprzężeniu zwrotnym zastosowano regulator proporcjonalno-wielo-rezonansowy. Czy nie prościej było zastosować Repetitive Controller, czyli generator harmonicznych włączony w sposób „plug-in”. Oczywiście ma on swoje wady – pamięta zaburzenie, przez następny okres sieci, nawet jeżeli ono zaniknie (np. Luo F.L., Ye H., Rashid M.: *Digital Power Electronics and Applications. Elsevier Academic Press, USA 2006*).

5. W sprzężeniu zwrotnym (rys. 4.3) występuje wartość rezystancji obciążenia R_0 . Czyli w praktyce Autor zrobił układ regulacji qZSI dla jednej wartości rezystancji obciążenia R_0 . A co się stanie, jak obciążymy falownik np. normatywnym (EN-62040-3) nieliniowym prostownikowym obciążeniem ($PF=0.7$), typowym dla systemów UPS o mocy wyjściowej poniżej 3 kW ? Lepszym rozwiązaniem jest traktowanie prądu obciążenia jako albo zmiennej stanu, albo niezależnego zaburzenia. Oczywiście tracimy wtedy pętlę zależności prądu obciążenia od napięcia wyjściowego. Dodatkowo musimy mierzyć prąd obciążenia, ale on i tak jest mierzony. Takie podejście jest typowe w zakresie układów regulacji falowników od „deadbeat” do „Passivity Based Control” i było stosowane od lat. Przykłady takiego podejścia:

L. Ben-Brahim, T. Yokoyama, A. Kawamura, A. „Digital control for UPS inverters”. *Proc. Fifth Int. Conf. on Power Electronics and Drive Systems, 2003, PEDS 2003, 17–20 November 2003, vol. 2, pp. 1252–1257*

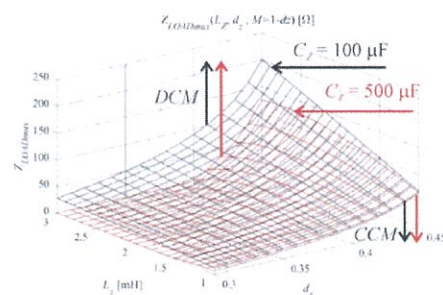
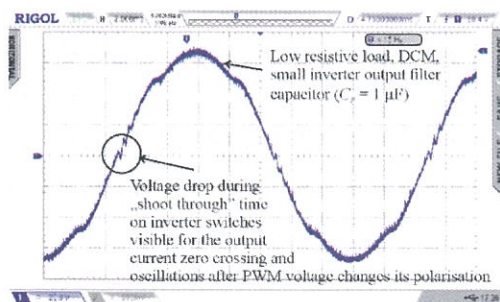
H. Deng, D. Srinivasan, R. Oruganti, „Modeling and control of single-phase UPS inverters: a survey”. *Proc. Int. Conf. on Power Electronics and Drives Systems, 2005, PEDS 2005, Kuala Lumpur, Malaysia, 2, pp. 848–853*

F.M. Serra, C.H. De Angelo, D.G. Forchetti, „IDA-PBC control of a DC–AC converter for sinusoidal three-phase voltage generation”. *International Journal of Electronics, 2016, 104(1), pp 93–110, doi: 10.1080/00207217.2016.1191087.*

6. W przedstawianych wynikach pominięto bezpośredni wpływ współczynnika zwarciovego na prezentowane charakterystyki, np. sprawności. Rozumiem, że pośrednio o tym wpływie decydowało napięcie wyjściowe, zależne od tego współczynnika.

7. Doktorant wprowadził oznaczenie stanu sieci LF-DCM – zerowego prądu diody wynikającego ze składowych 2ω i wartości wyrażenia $i_{L1}+i_{L2}\pm i_{L0}$, które musi być większe od zera, aby istniał niezerowy prąd diody i nie powstawały zniekształcenia prądów dławików. Autor opiera wzory na dobór indukcyjności na składowych 2ω prądów. Jednak dla małych prądów obciążenia (mały średni prąd dławików) i krótkich czasów zwarciovych występuje nieciągłość, którą by można nazwać HF-DCM, zależna od piłokształtnego przebiegu prądów w dławikach. Przykładowo, zakładając jednakowe wartości $L_z=L_1=L_2$ i $C_z=C_1=C_2$, dla danej wartości współczynnika zwarciovego i obciążenia wyznaczamy minimalną indukcyjność L_z dla współczynnika zwarciovego d_z i obciążenia R_{LOAD} dla której jest jeszcze tryb CCM. (np. Rymarski Z.; Bernacki, K.; Dyga, Ł. *Controlled Energy Flow in Z-Source Inverters. Energies 2021, 14, 7272. <https://doi.org/10.3390/en14217272>*) z podanego poniżej wykresu.

Czy tej minimalnej wartości indukcyjności nie należy sprawdzić, oczywiście rozbudowując wzory o zróżnicowane wartości indukcyjności i pojemności?



8. Autor nie analizuje strat w rdzeniu przyjmując stałą i małą wartość zastępczej rezystancji (prace G. Bertottiego o stratach w materiałach magnetycznych). Doktorant wspomina o materiałach magnetycznych dopiero na 76 str. Dla jakich materiałów rdzeni przyjęto zastępczą rezystancję dławika 100 mΩ dla 100 kHz?

Podsumowanie oceny pracy doktorskiej

Podsumowując stwierdzam, że praca doktorska Pana mgr. inż. Kornela Wolskiego „Single-Phase Quasi-Z-Source Inverter with Active Energy Buffer” zawiera oryginalne wyniki, a Doktorant wykazał się dużą wiedzą i umiejętnościami w zakresie falowników napięcia z wejściowymi sieciami impedancyjnymi typu qZ-Source, w szczególności w zakresie

projektowania układu qZSI z buforem energii – AEB-bC₁-buck, tłumiącym drugą harmoniczną częstotliwości podstawowej prądów i napięć, umieszczonym w nieanalizowanym dotąd miejscu (równolegle do głównego kondensatora sieci impedancyjnej). Doktorant porównał umieszczenie bufora równolegle do głównego kondensatora C₁ z umieszczeniem bufora równolegle do wejścia mostka falownika wykazując, że proponowane miejsce umieszczenia daje dobre tłumienie zniekształceń 2 ω napięcia i prądu wyjściowego oraz wejściowego przy równoczesnym odizolowaniu od wpływu stanów zwarciovych ST. Doktorant wyprowadził wiele wzorów analitycznych pozwalających na projekt układu qZSI, zaprojektował dwupętlowe sprzężenie zwrotne. Rozważania dotyczyły także przełączania tranzystorów SiC w mostku falownika z częstotliwością 100 kHz. Autor wprowadził pojęcie LF-DCM – stanu nieciągłego przepływu prądu powodowanego przez składową 2 ω . Osiągnięto główny cel pracy, którym było opracowanie i przetestowanie wysokoczęstotliwościowego (100 kHz) quasi-impedancyjnego falownika napięcia z buforem drugiej harmonicznej i odpowiednią metodą sterowania, uzyskując dużą gęstość mocy urządzenia. Autor udowodnił postawioną na początku rozprawy tezę, że możliwe jest skonstruowanie wysoce kompaktowego, jednofazowego, jednostopniowego falownika obniżającego i podwyższającego stałe napięcie wejściowe („buck-boost”), który pracuje z wysoką częstotliwością przełączania i utrzymuje wysoką jakość prądów wejściowych i wyjściowych. Należy podkreślić właściwe, kompleksowe podejście do rozwiązania postawionego problemu – stworzenie teorii, wyprowadzenie analitycznych wzorów itp., symulacja rozwiązania potwierdzająca rozważania teoretyczne, ostatecznie badania modelu laboratoryjnego.

Przedstawione wcześniej uwagi mają charakter dyskusyjny i nie wpływają na wysoką merytoryczną jakość pracy. Pracę oceniam zgodnie ze skalą ocen Rady Naukowej dyscypliny Automatyka, Elektronika, Elektrotechnika i Technologie Kosmiczne Politechniki Warszawskiej, jako „spełniająca wymagania z wyraźnym nadmiarem”.

Wniosek końcowy

Na podstawie przeprowadzonej oceny rozprawy doktorskiej mgr. inż. Kornela Wolskiego „*Single-Phase Quasi-Z-Source Inverter with Active Energy Buffer*” stwierdzam, że spełnia ona wymagania ustawy z dnia 14 marca 2003 r. o stopniach naukowych i tytule naukowym oraz o stopniach i tytule w zakresie sztuki (Dz. U. z 2017 r., poz. 1789) w związku z art. 179 Ustawy z dnia 3 lipca 2018 r. Przepisy wprowadzające ustawę – Prawo o szkolnictwie wyższym i nauce (Dz. U. 2018, poz. 1669) oraz art. 5 ust. 3. tej ustawy.

Stawiam wniosek do Rady Naukowej Dyscypliny Automatyka, Elektronika, Elektrotechnika i Technologie Kosmiczne Politechniki Warszawskiej o dopuszczenie Pana mgr. inż. Kornela Wolskiego do publicznej obrony rozprawy doktorskiej w dyscyplinie naukowej **Elektrotechnika** (przewód doktorski był wszczęty przed 30.04.2019) odpowiadającej dziedzinie nauk inżynieryjno-technicznych, **dyscyplinie Automatyka, Elektronika i Elektrotechnika i Technologie Kosmiczne** wg klasyfikacji określonej w Rozporządzeniu Ministra Edukacji i Nauki z dnia 11 października 2022 roku w sprawie dziedzin nauki i dyscyplin naukowych oraz dyscyplin artystycznych (Dz. U. pozycja 2022, 27 październik 2022) r.

Zbigniew Rymarski