

## Trójfazowy 4-gałęziowy falownik SiC w napędzie z wysokoobrotowym silnikiem indukcyjnym

**Streszczenie.** Zastosowanie tranzystorów SiC w falownikach napędów wysokoobrotowych powoduje nowe wyzwania, szczególnie odnośnie generowanego w falowniku napięcia *common mode* (CM) o wysokiej częstotliwości. Wysokoczęstotliwościowe napięcie CM wchodzi w interakcję z pojemnościami pasożytniczymi falownika, kabla i silnika wymuszając przepływ prądów CM, które są źródłem strat w filtrach pasywnych oraz powodują zakłócenia pomiarów prądów, nieakceptowalne z punktu widzenia działania przekształtnika. Ze wzrostem częstotliwości rośnie poziom emisji zaburzeń elektromagnetycznych spowodowany rezonowaniem obwodu CM, a tym samym niekorzystnie rośnie masa, gabaryt i koszt dławików CM. W referacie zaproponowano zastosowanie 4-gałęziowego falownika SiC z metodą sterowania zapewniającą eliminację napięcia CM celem poprawy właściwości napędu wysokoobrotowego.

**Abstract.** The use of SiC transistors in high-speed drive inverters poses new challenges, especially with regard to the generated high-frequency common mode (CM) voltage, which interacts with the parasitic capacitances of electrical circuits and force the flow of CM currents. High frequency CM currents are the source of losses in passive filters and disturbances in current measurements, which are unacceptable for the point of view of the power converter operation. Since the emission of electromagnetic disturbances increases with the increase of frequency, and thus the weight, size and cost of CM chokes increases adversely, the paper proposes the use of a 4-leg SiC inverter to eliminate CM voltage. (**Three-phase 4-leg SiC inverter for high-speed induction motor drive**).

**Słowa kluczowe:** falownik SiC 4-gałęziowy, SiC MOSFET, napięcie *common mode*, silnik wysokoobrotowy.

**Keywords:** 4-legm SiC inverter, SiC MOSFET, common mode voltage, high speed motor.

### Wstęp

W ostatnich latach można zaobserwować dynamiczny rozwój technologii napędów wysokoobrotowych. Przedmiotem nowych badań są zwłaszcza napędy wysokoobrotowe turbosprężarek powietrza do ogniw paliwowych [1]. Innym obszarem ciągłego rozwoju napędów wysokoobrotowych są układy z mikroturbinami gazowymi dla energetyki rozproszonej [2].

Postępy w rozwoju napędów wysokoobrotowych są możliwe m.in. dzięki rozwojowi przyrządów półprzewodnikowych mocy z materiału węgla krzemu (SiC) oraz azotku galu (GaN). Falowniki SiC, o częstotliwości pracy tranzystorów rzędu 100kHz i wyższych oferują możliwość precyzyjnej generacji napięcia wyjściowego o częstotliwości podstawowej harmonicznej powyżej 2 kiloherców [3], [4]. W przypadku falowników sterowanych metodą modulacji szerokości impulsów (PWM), częstotliwość przełączania tranzystorów powinna być co najmniej 21-krotnie wyższa od częstotliwości podstawowej harmonicznej napięcia wyjściowego. Ma to na celu uniknięcie zjawiska generowania subharmonicznych w przebiegach napięcia stojana oraz strumienia magnetycznego, które mogą powodować nieprawidłową pracę silnika [5], a nawet doprowadzić do jego utyku.

Silniki wysokoobrotowe w porównaniu z typowymi silnikami przemysłowymi charakteryzują się bardzo małymi wartościami indukcyjności uzwojeń stojana, ze względu na istotnie mniejszą liczbę zwojów wymaganą dla uzyskania określonej wartości napięcia. W konsekwencji, w napędach wysokoobrotowych praktycznie zawsze konieczne jest stosowanie filtra sinusoidalnego pomiędzy falownikiem a silnikiem, celem zredukowania wysokoczęstotliwościowych tętnień prądu, tzw. *rippli*, które mają znacznie większą amplitudę niż w klasycznych napędach przemysłowych właśnie ze względu na ograniczone zdolności tłumiące indukcyjności fazowych stojana. *Ripple* prądu nie mają wpływu na generowanie momentu obrotowego silnika wysokoobrotowego, prowadzą jednak do powstawania strat histerezowych oraz strat od prądów wirowych, które wydzielają się w całej objętości silnika w postaci ciepła. Wyższe harmoniczne związane z *ripplemi* prądu powodują

powstawanie wyższych harmonicznych w przebiegu strumienia magnetycznego, które z kolei indukują napięcia wywołujące przepływ prądów wirowych w rdzeniu wirnika. Straty związane z zasilaniem silnika napięciem PWM rosną wykładniczo z częstotliwością przełączeń tranzystorów falownika. Nawet jeżeli *ripple* prądu nie wydają się na pierwszy rzut oka duże w stosunku do amplitudy podstawowej harmonicznej prądu stojana, mogą powodować znaczące straty [4].

Zwiększanie częstotliwości pracy i stromości zmian napięcia  $du/dt$  tranzystorów SiC w napędach wysokoobrotowych stawia nowe wyzwania odnośnie konstruowania falowników [6]. Sam wzrost częstotliwości przełączeń nie powoduje nadmiernego wzrostu strat falownika SiC i pozwala zachować relatywnie wysoką sprawność przy dużej gęstości mocy. Dzieje się tak dzięki niskim stratom przełączania tranzystorów SiC oraz bardzo małym prądom wstecznym diod SiC. Wyzwanie stanowią bardzo duże stromości zmian napięcia  $du/dt$  tranzystorów SiC, dochodzące do kilkudziesięciu kV/ $\mu$ s. Dotyczy to również stromości  $du/dt$  składowej wspólnej napięcia, z ang. *common mode* (CM), falownika. Duże stromości  $du/dt$  napięcia CM powodują interakcję z pojemnościami obwodów sprzężeń pasożytniczych falownika, filtrów pasywnych, kabli i silnika wysokoobrotowego i wywołują szereg nieakceptowalnych, z punktu widzenia układu napędowego, zjawisk. Należą do nich przepływy prądów CM, które są źródłem strat oraz powodem zakłóceń pomiarów prądów fazowych, a także zwiększony poziom prądów łożyskowych w silnikach, które są główną przyczyną degradacji i uszkodzeń łożysk [7]. Złożony układ obwodów rozprzestrzeniania się zaburzeń powoduje, że wypadkowe prądy zaburzeń są efektem nakładania się prądów o bardzo różnych częstotliwościach. W pracy [8] dokonano porównania gabarytu i masy dławików CM oraz strat w dławikach w napędzie z falownikiem SiC przy 10-krotnym wzroście częstotliwości pracy tranzystorów, od 20kHz do 200 kHz. Poziom zaburzeń EMI generowany przez falownik SiC przy częstotliwości przełączeń równej 200kHz był o około 20dB wyższy niż przy częstotliwości 20kHz ze względu na zbliżanie się do częstotliwości

rezonansowej pasywnego obwodu CM. Dławik CM zaprojektowany na 200 kHz okazał 40 razy cięższy i ponad 20 razy większy od dławika CM wymaganego do spełnienia norm EMC dla falownika SiC 20 kHz. Ze względu na niższą przenikalność magnetyczną materiału rdzenia przy zwiększonej częstotliwości, dławik CM wykonany dla falownika 200 kHz musiał mieć większy rdzeń. Ponadto, przy większej indukcyjności, a więc większej liczbie zwojów, okazał się mniej skuteczny w tłumieniu zaburzeń EMI, niż dławik pracujący z falownikiem SiC 20kHz - ze względu na występujące większe pojemności pasywność uzwojeń. Zatem, w przeciwieństwie do wyjściowego filtra sinusoidalnego falownika, dla którego ze wzrostem częstotliwości przełączania tranzystorów, uzyskuje się korzystne zmniejszenie gabarytu i masy, dławika CM musi być coraz większy ze względu na zbliżanie się do rezonansu obwodów pasywnych CM. Stosowanie dławików CM jako jedynej metody tłumienia zaburzeń CM w falownikach SiC o bardzo wysokiej częstotliwości przełączeń tranzystorów jest rozwiązaniem nieoptymalnym, ze względu na coraz większą indukcyjność oraz duże wymiary i masę rdzenia wymagane ze zwiększeniem częstotliwości przełączeń, a tym samym zwiększone straty w układzie napędowym. Istnieje konieczność poszukiwania bardziej zaawansowanych topologii filtrów [9] oraz alternatywnych metod eliminacji napięcia CM [10] - [13].

W niniejszym referacie omówiono wybrane problemy realizacji falownika SiC do napędu wysokoobrotowego o wysokiej częstotliwości napięcia stojana  $f_N=2667\text{Hz}$ . W celu zmniejszenia indukcyjności, gabarytu i masy dławika CM zaproponowano topologię 4-gałęziowego falownika SiC ze strategią sterowania zapewniającą eliminację napięcia CM za pomocą dodatkowej, czwartej gałęzi falownika. Dla weryfikacji założeń proponowanego podejścia, przeprowadzono wstępne badania eksperymentalne napędu wysokoobrotowego dla różnych częstotliwości pracy tranzystorów falownika SiC, od 25kHz do 100kHz. Porównano wyniki zastosowania tego samego dławika CM o znanej indukcyjności przy różnych częstotliwościach pracy falownika, pod kątem występowania nasycenia oraz wzrostu strat i przyrostu temperatury dławika. W badaniach laboratoryjnych porównano proponowany falownik SiC 4-gałęziowy z konwencjonalnym falownikiem SiC 3-gałęziowym, w którym zastosowano klasyczną metodę modulacji *space vector* PWM (SVPWM) oraz zmodyfikowaną metodę SVPWM z minimalizacją napięcia CM z wykorzystaniem techniki tzw. aktywnych stanów zerowych - *Active State PWM* (AS-PWM) [10].



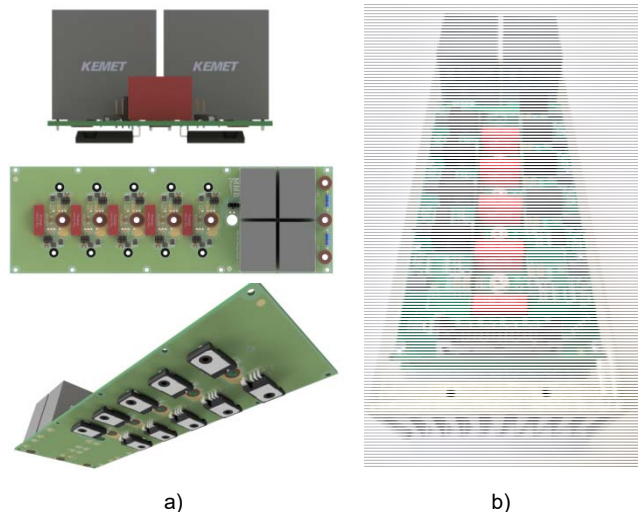
Rys. 1. Stożak i wirnik silnika indukcyjnego o mocy 6,3kW, prędkości obrotowej  $n_N=79800\text{obr/min}$  i znamionowej częstotliwości stojana  $f_s=2667\text{Hz}$ . (po prawej) oraz, dla porównania, silnika z magnesami trwałymi o mocy 6kW (po lewej)

### Charakterystyka 3-gałęziowego falownika SiC o częstotliwości wyjściowej $f_N=2667\text{Hz}$

Na rysunku 1 pokazano stojak i wirnik badanego wysokoobrotowego silnika indukcyjnego o mocy  $P_N=6,3\text{kW}$  i

prędkości obrotowej  $n_N=79800\text{obr/min}$  (po prawej) oraz, dla porównania, stojak i wirnik silnika z magnesami trwałymi o mocy  $P_N=6\text{kW}$  i prędkości obrotowej  $n_N=80000\text{obr/min}$ . Znamionowa częstotliwość zasilania dla obydwu silników wynosi  $f_N=2667\text{Hz}$ .

Odpowiedni dobór komponentów, konstrukcji i metody sterowania falownika jest tylko jednym z aspektów, chociaż niezwykle ważnym, zapewnienia niezawodnej pracy napędu wysokoobrotowego. Równie istotnym aspektem jest konstrukcja mechaniczna, która powinna zapewniać stabilną pracę wirnika silnika wysokoobrotowego w szerokim zakresie zmian prędkości obrotowej i momentu na wale. Szczególne znaczenie ma przeprowadzenie analizy częstotliwości drgań własnych wirnika, mającej na celu zminimalizowanie prawdopodobieństwa wystąpienia awarii napędu, zwłaszcza katastrofalnego kontaktu wirnika ze stojakiem [5]. Spasowanie elementów konstrukcji mechanicznej silnika wysokoobrotowego z wbudowanym układem chłodzenia, najczęściej w postaci płaszcza wodnego, nie może powodować nadmiernego zużycia łożysk, a cała konstrukcja nie powinna być źródłem nadmiernej emisji hałasu akustycznego. Nieprawidłowy dobór łożysk wysokoobrotowych, bądź nie zachowanie odpowiedniej tolerancji pasowania, może powodować rezonanse mechaniczne przy wysokich prędkościach obrotowych, rzędu kilkudziesięciu tysięcy obr/min.



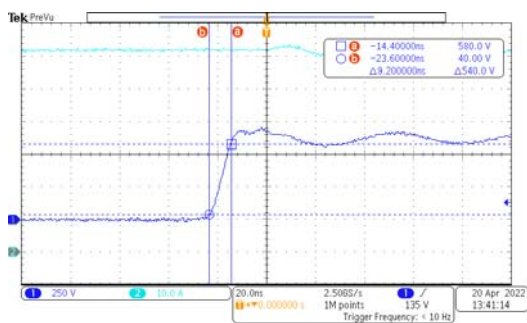
Rys. 2. Opracowany falownik SiC o mocy 12kVA i częstotliwości przełączania tranzystorów 100kHz (tu w konfiguracji 4-gałęziowej): wizualizacja CAD (a); widok płyty sterowników bramkowych (b); stanowisko z 4-gałęziowym filtrem sinusoidalnym (c)

Na rysunku 2 pokazano opracowany falownik SiC o mocy pozornej 12kVA, o maksymalnej częstotliwości pracy tranzystorów wynoszącej 100kHz, dedykowany do napędów wysokoobrotowych o częstotliwości napięcia stojana silnika powyżej 2,5kHz. Na rysunku 2a pokazano widoki z programu CAD części silnoprądowej falownika, a na rysunku 2b widok płyty sterowników bramkowych, nakładanej bezpośrednio na część silnoprądową falownika. Na rysunku 2c pokazano widok stanowiska laboratoryjnego z falownikiem SiC 4-gałęziowym z filtrem sinusoidalnym LC. W falowniku zastosowano tranzystory SiC MOSFET typu C3M0065100K na napięciu 1000V o prądzie znamionowym 35A i rezystancji kanału w czasie przewodzenia  $R_{DS(ON)}=65m\Omega$ . Na potrzeby syntezy układu sterowania falownika przyjęto współczynnik modulacji napięcia  $m_f$ , określony jako:

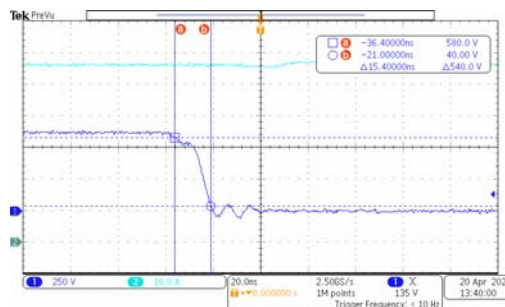
$$(1) \quad m_f = \frac{f_{sw}}{f_{OUT}}$$

gdzie:  $f_{sw}$  – częstotliwość przełączeń tranzystorów falownika,  $f_{OUT}$  – częstotliwość podstawowej harmonicznnej generowanego napięcia. Przyjmuje się, że  $m_f$  powinien wynosić nie mniej niż 21 [5]. Aby w badanym układzie napędowym wygenerować napięcie stojana o częstotliwości  $f_N=2667$  Hz, opracowany falownik SiC musi pracować z częstotliwością przełączania tranzystorów nie mniejszą niż  $f_{sw}=21*f_N=56kHz$ .

Dla zminimalizowania pasożytniczych indukcyjności i pojemności w obwodach silnoprądowych falownika, które mogłyby być przyczyną oscylacji o wysokiej częstotliwości zmian i dużej amplitudzie oraz źródłem zakłóceń i problemów natury kompatybilności elektromagnetycznej [5], w opracowanym falowniku SiC zastosowano płytę główną PCB obwodu silnoprądowego o czterech, na przemian położonych warstwach: DC+, DC-, DC+, DC-. Tranzystory SiC MOSFET zostały zamocowane maksymalnie blisko siebie z zachowaniem jak najkrótszych połączeń z obwodem DC oraz z tranzystorami poszczególnych gałęzi falownika. Bezpośrednio, przy każdym tranzystorze zastosowano obwody tłumiące (tzw. *snubbery*) w postaci kondensatorów polipropylenowych o pojemności 0,22μF oraz dodatkowo kondensatorów ceramicznych o pojemności 1nF. Jako kondensatory obwodu pośredniczącego DC zastosowano kondensatory polipropylenowe o pojemności 280μF (rys. 2b) charakteryzujące się niską zastępczą indukcyjnością szeregową. Do sterowania tranzystorami SiC opracowano zintegrowaną płytę sterowników bramkowych nakładaną bezpośrednio na płytę obwodu silnoprądowego falownika SiC. Dzięki temu zapewniono odpowiednio krótkie długości połączeń pomiędzy sterownikami bramkowymi, a bramkami tranzystorów SiC. Jak widać na rysunku 2, opracowany falownik SiC zawiera 5 gałęzi SiC MOSFET.



a)



b)

Rys. 3. Przykładowe przebiegi napięć (250V/dz) i prądów (5A/dz) podczas przełączania (20ns/dz) tranzystorów SiC MOSFET falownika. Uzyskane stromości narastania napięcia: przy wyłączaniu  $du/dt=63kV/\mu s$  (a) oraz przy włączaniu tranzystora  $du/dt=36kV/\mu s$  (b)

Piąta gałąź zapewnia możliwość realizacji dodatkowego, zintegrowanego z falownikiem stopnia przekształcania napięcia *buck-boost* w obwodzie pośredniczącym DC. Piąta gałąź falownika nie była wykorzystywana w badaniach. Na rysunku 3 przedstawiono przykładowe przebiegi napięć i prądów podczas przełączania tranzystorów SiC MOSFET w opracowanym falowniku SiC. Maksymalna uzyskana stromość napięcia  $du/dt$  wynosiła 63kV/μs przy wyłączaniu tranzystorów oraz 36kV/μs przy włączaniu tranzystorów.

Na rysunku 4 przedstawiono charakterystykę sprawności 3-gałęziowego falownika SiC w funkcji częstotliwości przełączania tranzystorów  $f_{sw}$ . Charakterystykę zmierzono w układzie bez filtra sinusoidalnego, przy napięciu DC równym 680V i przy obciążeniu falownika prądem znamionowym tranzystorów SiC MOSFET, równym 30A. Jak można zauważyć, sprawność falownika SiC maleje nieznacznie ze wzrostem częstotliwości przełączania tranzystorów - średnio 0,15% na każde 10kHz wzrostu częstotliwości przełączeń.

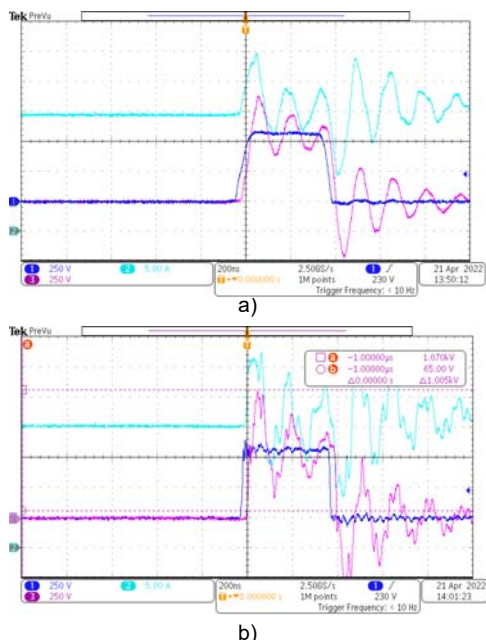


Rys. 4. Charakterystyka sprawności 3-gałęziowego falownika SiC w funkcji częstotliwości przełączania tranzystorów przy obciążeniu prądem znamionowym tranzystorów SiC MOSFET równym 30A

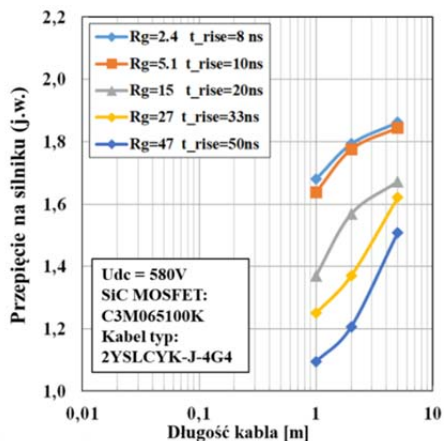
### Oddziaływanie dużych stromości $du/dt$ na uzwojenia silnika wysokoobrotowego

Oddziaływanie wysokich stromości  $du/dt$  zmian napięcia wyjściowego falownika na uzwojenia silnika stanowi istotny problem w napędach wysokoobrotowych [14]. Jak wspomniano we wstępie, przy zasilaniu silnika wysokoobrotowego z falownika ze sterowaniem PWM, zawsze wskazane jest zastosowanie wyjściowego filtra sinusoidalnego. Na stanowisku laboratoryjnym zbadano oddziaływanie opracowanego falownika SiC na silnik wysokoobrotowy przy zasilaniu bez filtra sinusoidalnego. Do zasilania silnika zastosowano podwójnie ekranowany przewód typu TOPFLEX®-EMV-UV-2YSLCYK-J-4G4 o

niskiej pojemności wzajemnej 90nF/km i obniżonej pojemności jednostkowej między żyłami i ekranem wynoszącej 150pF/m, dedykowany do przetwornic częstotliwości. Na rysunku 5 pokazano przebiegi przebiegów na zaciskach stojana silnika oraz zakłócenia w przebiegach prądu fazowego silnika przy zasilaniu z falownika SiC bez filtra sinusoidalnego przy długości kabla zasilającego 5m. Przedstawiono przebiegi dla dwóch różnych czasów przełączania tranzystorów, wynoszących 50ns oraz 8ns, przy dwóch stromościach narastania napięcia  $du/dt$ , odpowiednio 8,8 kV/ $\mu$ s oraz 55kV/ $\mu$ s.



Rys. 5. Problemy związane stromościami narastania napięć  $du/dt$  na tranzystorach falownika - zjawiska falowe i przebiegi na zaciskach silnika dla różnych czasów przełączania SiC MOSFET: 50ns;  $du/dt=8,8$  kV/ $\mu$ s (a) oraz 8ns;  $du/dt=55$ kV/ $\mu$ s (b)



Rys. 6. Zmierzone charakterystyki przebiegów na zaciskach stojana silnika wysokoobrotowego dla różnych czasów narastania napięcia, od 8ns do 50ns dla trzech różnych długości kabla zasilającego: 1m, 2m i 5m

Na rysunku 6 porównano charakterystyki zmian amplitudy przebiegów na zaciskach stojana silnika wysokoobrotowego w funkcji czasu narastania napięcia, który był zmieniany od 8ns do 50ns dla trzech różnych długości kabla zasilającego: 1m, 2m i 5m. Na charakterystyce zamieszczono zastosowane rezystancje obwodu bramkowego  $R_g$ , odpowiadające uzyskanym czasom przełączeń. Czas narastania napięcia mierzono od 10% do 90% wartości napięcia na tranzystorze SiC w stanie ustalonym. Naprężenie izolacji uzwojeń silnika związane z

przebiegami zwiększa się ze wzrostem długości przewodów zasilających silnik, co jest spowodowane niedopasowaniem impedancji [15]. Przy długości kabla wynoszącej 1m i przy czasie narastania napięcia wynoszącym 50ns, przebiegi na silniku są prawie niezauważalne. Jednakże przy długości kabla zasilającego wynoszącej 5m i czasie narastania napięcia wynoszącym 10ns przebiegi na silniku wynosi już ponad 180% amplitudy napięcia PWM falownika.

Do opracowanego falownika SiC wstępnie dobrano filtr sinusoidalny LC, kierując się założeniem, aby spadek napięcia na impedancji filtra  $\Delta U$  nie przekraczał 8% napięcia zasilającego:

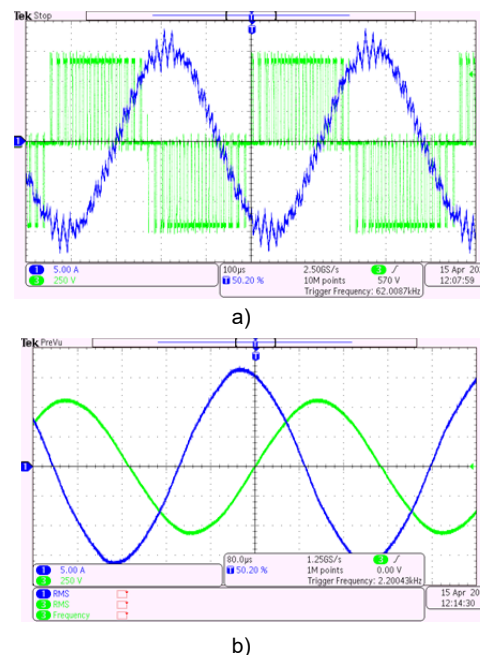
$$(2) \quad L = \frac{\Delta U}{2\pi f_N I_N} = \frac{18,4V}{2\pi \cdot 2667Hz \cdot 20A} = 55\mu H$$

Pojemność C filtra sinusoidalnego (4) dobrano tak, aby częstotliwość rezonansowa filtra  $f_{rez}$  (3) była większa od 5-krotności częstotliwości podstawowej harmonicznej napięcia zasilającego  $f_{rez} > f_N \cdot 5$ :

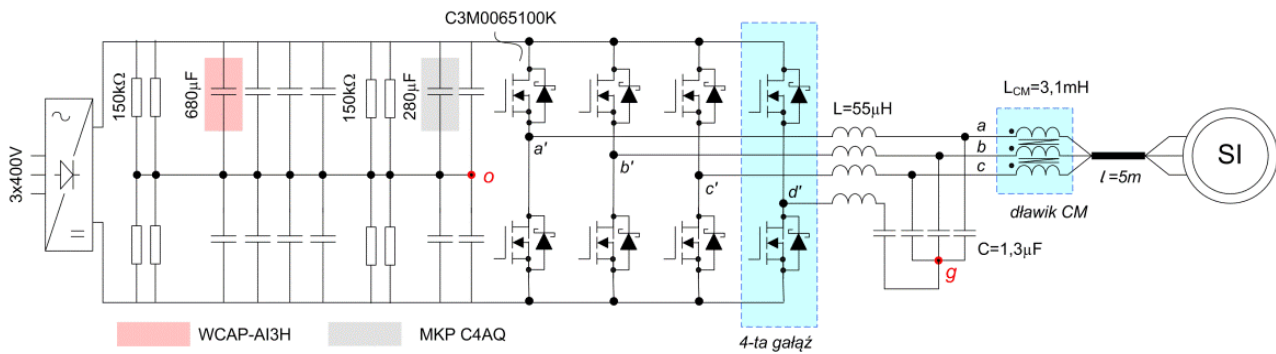
$$(3) \quad f_{rez} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

$$(4) \quad C = \frac{1}{4\pi^2 f_{rez}^2 L}$$

Dobre wartości indukcyjności L oraz pojemności C filtra sinusoidalnego wyniosły, odpowiednio,  $L=55\mu H$  oraz  $C=1,3\mu F$ . Na rysunku 7 przedstawiono przebiegi prądu i napięcia stojana silnika w badanym napędzie wysokoobrotowym z falownikiem SiC przed oraz za filtrem sinusoidalnym LC przy częstotliwości napięcia wyjściowego  $f_{OUT}=2,2$ kHz. Jak pokazano w pracy [4], brak filtra sinusoidalnego nawet przy stosunkowo niewielkich *ripplach* prądu powoduje gwałtowny przyrost temperatury silnika wysokoobrotowego powyżej dopuszczalnej i konieczność wyłączenia napędu.



Rys. 7. Przebiegi napięcia (250V/dz) oraz prądu stojana (5A/dz) wysokoobrotowego silnika indukcyjnego o mocy 6,3kW w badanym układzie z falownikiem SiC przed filtrem sinusoidalnym (100 $\mu$ s/dz) (a) oraz za filtrem sinusoidalnym (80 $\mu$ s/dz) (b) przy częstotliwości podstawowej harmonicznej napięcia stojana 2200Hz



Rys. 8. Schemat stanowiska laboratoryjnego z napędem wysokoobrotowym do badań falownika SiC w konfiguracji 3-gałęziowej oraz 4-gałęziowej z dławikiem CM bądź bez dławika CM

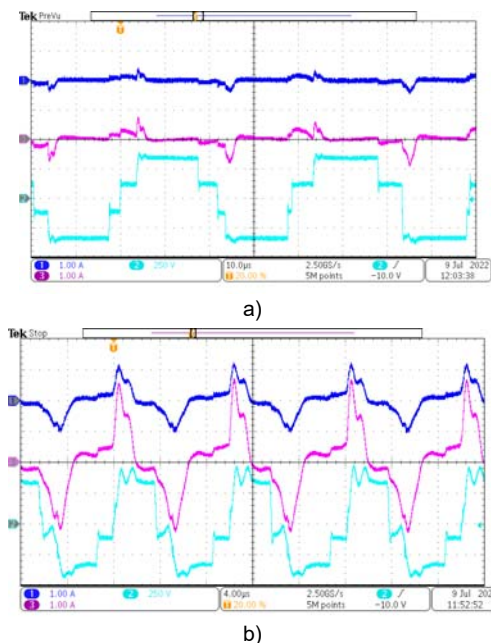
### Ograniczanie napięcia CM w 3-gałęziowym falowniku SiC z wykorzystaniem aktywnych stanów zerowych PWM

Rozwiązanie problemu wpływu dużych stromości  $du/dt$  napięcia CM na generowanie zakłóceń prądów doziemnych i zaburzeń natury kompatybilności elektromagnetycznej (EMC) wymaga kompleksowego podejścia. Na rysunku 8 pokazano schemat napędu z silnikiem wysokoobrotowym zasilanym z falownika SiC, który można konfigurować jako falownik 3-gałęziowy bądź jako falownik 4-gałęziowy z funkcją eliminacji napięcia CM za pomocą czwartej gałęzi. Na stanowisku laboratoryjnym dokonano pomiarów napięcia CM mierzonego pomiędzy punktem środkowym „o” kondensatorów obwodu pośredniczącego DC falownika, a punktem gwiazdowym „g” filtra sinusoidalnego (rys. 8). Do zasilania silnika zastosowano kabel typu EMV-UV-2YSLCYK-J-4G4 o długości 5m. Żyły PE kabla oraz ekran kabla są ze sobą połączone i uziemione. Prądy CM mogą przepływać do ziemi poprzez pojemności silnika do obudowy silnika i do ziemi bądź poprzez pojemności kabla do uziemionego ekranu oraz żyły PE. Pomiarów prądów CM dokonano sondą prądową typu TCP0150 o szerokości pasma 20MHz, maksymalnym prądzie 150A RMS i rozdzielczości pomiarów wynoszącej 5mA.

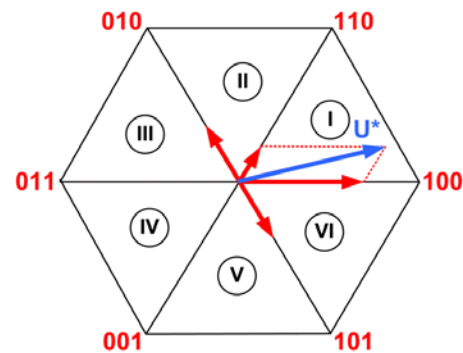
Pomiarów dokonano w dwóch miejscach, na zaciskach silnika wysokoobrotowego, gdzie mierzono prąd CM płynący do obudowy silnika oraz bezpośrednio na wyjściu falownika gdzie mierzono sumę prądów CM płynących poprzez pojemności kabla do uziemionego ekranu oraz połączonej z ekranem żyły PE. Na rysunkach od 9 do 12 przedstawiono wyniki badań w układzie z rysunku 8 bez zainstalowanego dławika CM.

Na rysunku 9 pokazano zmierzone przebiegi prądu CM płynącego do obudowy silnika, napięcia CM falownika oraz sumarycznego prądu CM płynącego do obudowy silnika i do ekranu oraz żyły PE kabla sterowaniu falownika SiC klasyczną metodą wektora przestrzennego (SVPWM) dla dwóch częstotliwości pracy tranzystorów 25kHz (rys. 9a) oraz 100kHz (rys. 9b). Podobnie jak w [8], można zaobserwować, że ze wzrostem częstotliwości przełączeń rośnie istotnie, bo ponad dwukrotnie, amplituda prądu CM, co może oznaczać, że częstotliwość przełączania tranzystorów zaczyna zbliżać się do wartości częstotliwości rezonansowej obwodu CM [8]. Dokładne wyjaśnienie tego zjawiska wymaga w przyszłości przeprowadzenia szczegółowej analizy i pomiarów impedancji obwodu CM, co jednakże nie było przedmiotem niniejszego referatu.

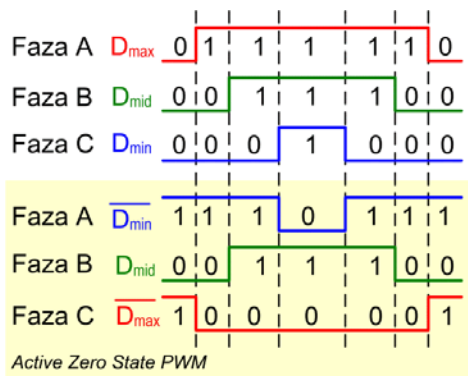
Przy sterowaniu falownika SiC klasyczną metodą SVPWM, amplituda napięcia CM jest równa połowie amplitudy napięcia w obwodzie pośredniczącym,  $U_{DC}/2$ . W celu zmniejszenia amplitudy napięcia CM można dokonać modyfikacji w algorytmie modulacji napięcia SVPWM wprowadzając tzw. aktywne stany zerowe (AZS-PWM - active zero state PWM) [10]. W algorytmie modulacji AZS-PWM każdorazowo, zamiast wektora zerowego, używane są dwa przeciwnie skierowane wektory aktywne. Schemat postępowania w metodzie AZS-PWM przedstawiony został na rysunku 10 [12].



Rys. 9. Przebiegi, od góry, prądu CM silnika (1A/dz), sumarycznego prądu CM silnika i kabla (1A/dz) oraz napięcia CM (250V/dz) dla klasycznej metody modulacji SVPWM z częstotliwością pracy tranzystorów 25kHz (10µs/dz) (a) oraz 100kHz (4µs/dz) (b)



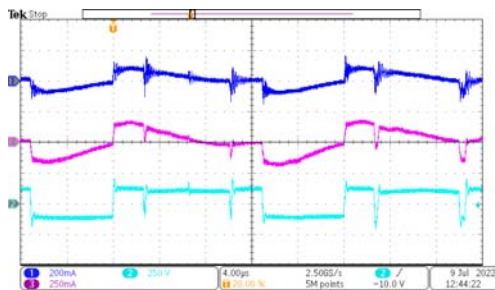
a)



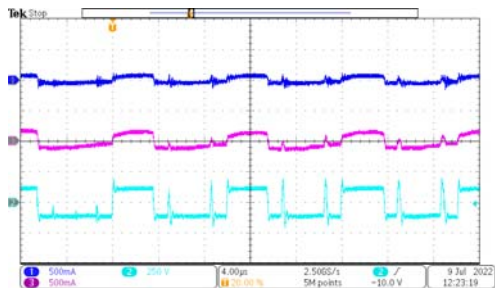
b)

Rys. 10. Generowanie wektora przestrzennego  $U^*$  w falowniku 3-gałęziowym metodą tzw. aktywnych stanów zerowych AZS-PWM (a); modyfikacja sygnałów sterujących w metodzie AZS-PWM poprzez odwrócenie bitów w każdym cyklu w sygnałach bramkowych z maksymalnym i minimalnym wypełnieniem i zamiana faz tych dwóch sygnałów.  $D_{max}$ ,  $D_{mid}$ ,  $D_{min}$  – maksymalne, pośrednie oraz minimalne wypełnienie sygnału sterującego

Na rysunku 11 pokazano przebiegi prądu CM płynącego do obudowy silnika, napięcia CM falownika oraz sumarycznego prądu CM płynącego do obudowy silnika i do ekranu oraz żyły PE kabla przy sterowaniu falownika SiC metodą tzw. *active zero state PWM* (AZS-PWM) dla dwóch częstotliwości przełączania tranzystorów, 50kHz oraz 100kHz. Jak widać na rysunku 11, zastosowanie algorytmu modulacji AZS-PWM powoduje zmniejszenie amplitudy napięcia CM do wartości  $U_{DC}/6$  oraz istotne zmniejszenie amplitudy prądu CM. Można również zauważyć, że przy blisko 3-krotnym zmniejszeniu amplitudy napięcia CM, przy sterowaniu metodą AZS-PWM nie zarejestrowano istotnego wzrostu amplitudy prądu CM przy zmianie częstotliwości przełączania tranzystorów z 50kHz na 100kHz.



(a)



b)

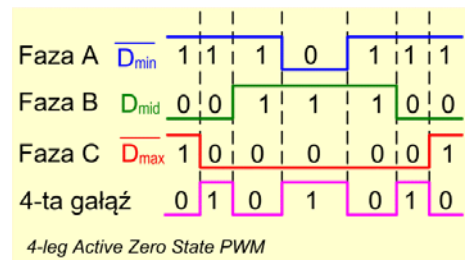
Rys. 11 Przebiegi, od góry, prądu CM silnika (200mA/dz), sumarycznego prądu CM silnika i kabla (250mA/dz) (a) i (500mA/dz) (b) oraz napięcia CM (250V/dz), dla modulacji AZS-PWM z częstotliwością pracy tranzystorów 50kHz (4 $\mu$ s/dz) (a) oraz 100kHz (4 $\mu$ s/dz) (b)

### Eliminacja napięcia CM w 4-gałęziowym falowniku SiC

Stosowanie zmodyfikowanej metody modulacji napięcia AZS-PWM daje możliwość istotnego zmniejszenia wartości

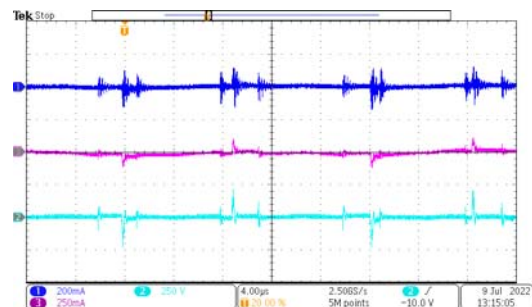
amplitudy CM ale nie pozwala na całkowite wyeliminowanie napięcia CM, a tym samym prądu CM w napędzie wysokoobrotowym. W niniejszym referacie zaproponowano zastosowanie topologii falownika 4-gałęziowego ze sterowaniem czwartą gałęzią zapewniającym teoretycznie całkowite wyeliminowanie napięcia CM falownika [11], [12].

W konwencjonalnej metodzie SVM w czasie trwania pasywnych stanów zerowych wszystkie trzy fazy są przyłączane do bieguna dodatniego bądź do bieguna ujemnego obwodu DC. W metodzie AZS-PWM, w wyniku zastosowania aktywnych stanów zerowych, cały czas dwie z trzech faz są przyłączane do jednego bieguna napięcia DC a pozostała, trzecia faza do przeciwnego bieguna napięcia DC. Rolą dodatkowej, 4-tej gałęzi (rys. 8) połączonej z punktem gwiazdowym „g” wyjściowego filtra sinusoidalnego jest w każdym okresie wykonywania sterowania przełączanie punktu „g” do tego bieguna napięcia DC, do którego w aktualnym cyklu jest przyłączona tylko jedna faza z trzech. Teoretycznie, sterowanie czwartą gałęzią daje możliwość wyeliminowanie napięcia CM w układzie falownika SiC.

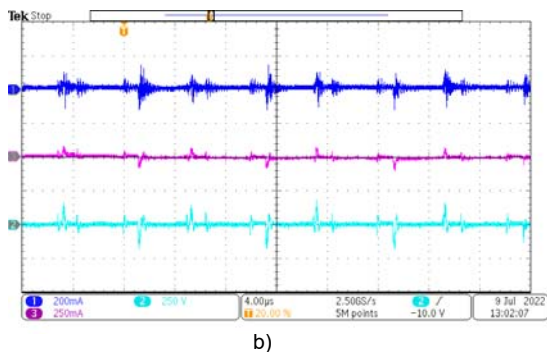


Rys. 12. Sygnały sterujące w falowniku 4-gałęziowym

Na rysunku 12 przedstawiono w sposób schematyczny sposób generowania sygnału sterującego 4-tą gałęzią falownika SiC w oparciu o metodę AZS-PWM z rysunku 10. Jak widać na rysunku 12, w szczególnym przypadku tranzystory czwartej gałęzi mogą przełączać się z dwukrotnie wyższą częstotliwością niż tranzystory pozostałych gałęzi. Falownik 4-gałęziowy SiC wymaga zastosowania na wyjściu filtra sinusoidalnego o symetrycznej konstrukcji. Parametry czwartej gałęzi filtra sinusoidalnego powinny być dokładnie takie same jak dla pozostałych trzech faz [12] i w przypadku występowania dwukrotnie większej częstotliwości przełączeń w 4-tej gałęzi falownika, *ripple* prądu na wyjściu czwartej gałęzi będą odpowiednio mniejsze. Na rysunku 13 pokazano przebiegi prądu CM płynącego do obudowy silnika, napięcia CM falownika oraz sumarycznego prądu CM płynącego do obudowy silnika i do ekranu oraz żyły PE kabla w układzie z falownikiem SiC 4-gałęziowym dla dwóch częstotliwości przełączania tranzystorów, 50kHz oraz 100kHz. Jak widać na przebiegach z rysunków 13a oraz 13b, amplituda napięcia CM, zgodnie z założeniem została sprowadzona do wartości bliskiej zeru.



a)



Rys. 13. Przebiegi prądu CM silnika (200mA/dz), sumarycznego prądu CM silnika i kabla (250mA/dz) oraz napięcia CM (250V/dz) przy zasilaniu silnika z opracowanego falownika 4-gałęziowego SiC przy częstotliwości pracy tranzystorów: 50kHz (4µs/dz) (a); oraz 100kHz (4µs/dz) (b)

Krótkotrwałe impulsy, w postaci szpilek w przebiegach napięcia CM, były widoczne również wcześniej na rysunku 11, w przebiegach napięcia CM w falowniku 3-gałęziowym sterowanym metodą AZS-PWM. Ich obecność jest skutkiem stosowania czasów martwych tranzystorów w algorytmie PWM, Problem kompensacji czasów martwych w falowniku 4-gałęziowym SiC jest poza zakresem niniejszego referatu i będzie przedmiotem kolejnych artykułów.

#### Badania strat w dławiku CM falownika SiC w napędzie wysokoobrotowym

Dobór dławika CM o korzystnie jak najmniejszej masie i wymiarach do napędu z falownikiem SiC jest procesem złożonym [16], [17]. Wstępny projekt oraz dobór dławika CM powinny zostać zweryfikowane podczas prób laboratoryjnych, ze względu na liczne mogące wystąpić w rzeczywistym układzie ograniczenia, takie jak nasycenie rdzenia, określenie minimalnej wymaganej efektywnej powierzchnia okna czy spełnienie wymogu nie przekroczenia dopuszczalnego przyrostu temperatury rdzenia w określonych warunkach chłodzenia. Pola magnetyczne indukowane przez prądy w uzwojeniach trójfazowych dławika CM sumują się w rdzeniu, tzn.

$$(5) \quad H_{core} l_e = n(i_A + i_B + i_C)$$

gdzie  $H_{core}$  reprezentuje pole magnetyczne w rdzeniu, które sprzęga się z wszystkimi trzema uzwojeniami fazowymi,  $l_e$  oznacza efektywną długość ścieżki magnetycznej rdzenia, a  $n$  oznacza liczbę zwojów każdego z uzwojeń. Przenikalność rdzenia  $\mu$  maleje w funkcji częstotliwości  $f$  i dławiki projektowane na wyższą częstotliwość wymagają większej liczby zwojów  $n$  lub/i większego rdzenia [16]:

$$(6) \quad L_{CM}(f) = n^2 \mu(f) A_e / l_e$$

gdzie  $A_e$  oznacza efektywną powierzchnię przekroju poprzecznego rdzenia. Celem referatu nie było zaprojektowanie dławika CM dla konkretnej aplikacji napędowej ale pokazanie wpływu metody sterowania PWM na straty w dławiku. Do badań wybrano typowy dławik CM typ SCHURTER DKIH-3352-204L-NK o rdzeniu z materiału nanokrystalicznego, o prądzie znamionowym 20A (rys. 14). Indukcyjność dławika CM wynosiła  $L_{CM}=3,1mH$ , a rezystancja  $R_{Cu}=1,5m\Omega$ . Zgodnie ze wskazaniem producenta, dopuszczalna temperatura pracy wynosiła 100°C. Wybrano rdzeń nanokrystaliczny, gdyż rdzenie nanokrystaliczne, w porównaniu z rdzeniami ferrytowymi, charakteryzują się wyższą przenikalnością magnetyczną w całym zakresie, wyższą indukcyjnością (6) oraz wyższą indukcją nasycenia przy takich samych wymiarach [16].



Rys. 14. Dławik CM o indukcyjności  $L_{CM}=3,1mH$  badany na stanowisku laboratoryjnym z opracowanym falownikiem SiC pracującym w napędzie wysokoobrotowym

W układzie napędowym z falownikiem SiC z rysunku 2 zasilający silnik indukcyjny mocy 6,3kW, prędkości obrotowej  $n_N=79800obr/min$  i znamionowej częstotliwości stojana  $f_s=2667Hz$  przeprowadzono badania laboratoryjne metodą obserwacji dynamicznych zmian temperatury dławika CM, która zależy bezpośrednio od strat. W tym celu przygotowano stanowisko pomiarowe, wyposażone w kamerę termowizyjną FLUKE TiS45 o rozdzielczości detektora 160 × 120 pikseli o dokładności pomiaru temperatury na poziomie 2°C lub 2% wartości zmierzonej.

Straty w dławiku CM składają się głównie ze strat w uzwojeniu trójfazowym prądu przemiennego, spowodowanych efektem naskórkowości oraz efektem zbliżeniowym (*ang. proximity effect*) oraz strat w rdzeniu, spowodowanych występowaniem zjawisk histerezy oraz prądów wirowych. Ponieważ prądy fazowe zawierają szeroki zakres składowych harmonicznych, dokładne obliczenie strat w uzwojeniach i rdzeniu dławika CM jest niezwykle trudne. Przy szacowaniu strat w uzwojeniu przyjmuje się założenie, że dominującą rolę odgrywają straty od prądów o częstotliwości podstawowej stojana oraz straty od składowych o częstotliwości przełączeń tranzystorów falownika, podczas gdy inne częstotliwości można zignorować [16]. W przypadku strat w rdzeniu przyjmuje się założenie, że dominującym składnikiem strat jest prąd CM o częstotliwości przełączania tranzystorów. Do oszacowania strat w rdzeniu  $\Delta P_c$  stosuje się równanie Steinmetza [16]:

$$(7) \quad \Delta P_c = K_c f_{sw}^\alpha B_{CMpk}^\beta V_c$$

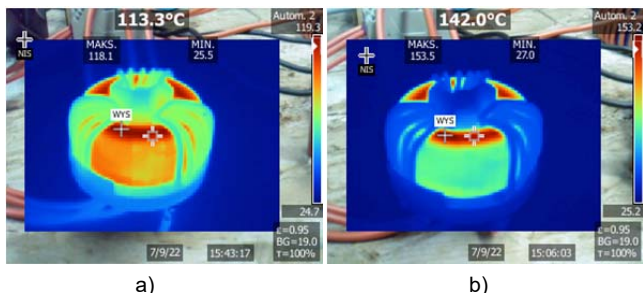
$$(8) \quad B_{CMpk} = \frac{(L_{CM} + L_{lk}) I_{CMpk}}{2A_e n}$$

gdzie:  $K_c$ ,  $\alpha > 1$  oraz  $\beta > 1$  są współczynnikami Steinmetza dla materiału magnetycznego rdzenia,  $V_c$  oznacza objętość rdzenia,  $I_{CMpk}$  oraz  $B_{CMpk}$  oznaczają maksymalną wartość prądu CM oraz maksymalną indukcję związaną z prądem CM,  $L_{lk}$  oznacza indukcyjność rozproszenia dławika w każdej fazie [16]. Zgodnie ze wzorami (7) oraz (8), przy tej samej wartości szczytowej prądu CM,  $I_{CMpk}$ , wraz ze wzrostem częstotliwości przełączeń tranzystorów  $f_{sw}$  straty w rdzeniu dławika CM będą rosły.

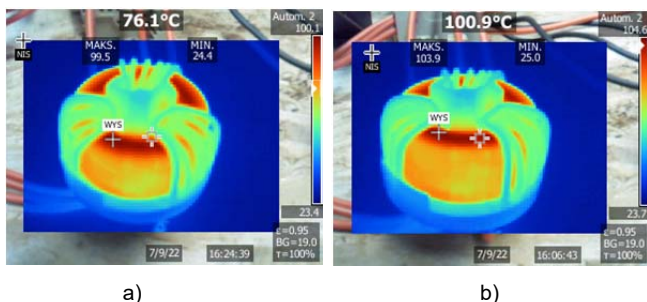
Na rysunkach 15 do 17 zaprezentowano wybrane obrazy termiczne badanego dławika CM przy różnych częstotliwościach przełączania tranzystorów SiC i przy różnych metodach sterowania falownikiem SiC. Na wszystkich zarejestrowanych obrazach, po rozkładzie temperatur można wywnioskować, że straty w rdzeniu dominują nad stratami w uzwojeniach.

Na rysunku 15 pokazano wyniki nagrzewania dławika CM w falowniku SiC 3-gałęziowym z zastosowaną klasyczną metodą sterowania SVPWM w stanie ustalonym

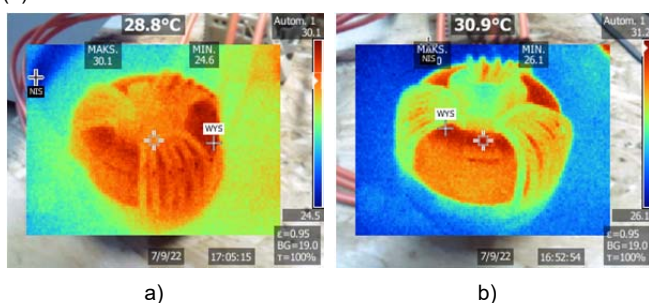
po 10 minutach pracy tranzystorów z częstotliwością  $f_{sw}=25\text{kHz}$  oraz dla porównania stan po 1 minucie pracy tranzystorów z częstotliwością przełączania  $f_{sw}=100\text{kHz}$ . W obydwu przypadkach maksymalna zarejestrowana temperatura pracy dławika przekracza temperaturę dopuszczalną, osiągając  $118^\circ\text{C}$  po 10 minutach pracy z częstotliwością przełączeń tranzystorów SiC wynoszącą  $f_{sw}=25\text{kHz}$  oraz  $153,5^\circ\text{C}$  już po 1 minucie pracy przy zwiększeniu częstotliwości przełączeń tranzystorów do  $100\text{kHz}$ .



Rys. 15. Wyniki badania nagrzewania dławika CM w falowniku 3-gałęziowym z klasyczną metodą sterowania PWM: stan ustalony po 10 minutach pracy tranzystorów z częstotliwością  $f_{sw}=25\text{kHz}$  (a); stan po 1 minucie pracy tranzystorów z częstotliwością  $f_{sw}=100\text{kHz}$  (b)



Rys. 16. Wyniki badania nagrzewania dławika CM w falowniku 3-gałęziowym z metodą sterowania AZS-PWM. Stan ustalony po 10 minutach pracy z częstotliwością:  $f_{sw}=50\text{kHz}$  (a); oraz  $f_{sw}=100\text{kHz}$  (b)



Rys. 17. Wyniki badania nagrzewania dławika CM w falowniku SiC 4-gałęziowym. Stan ustalony po 10 minutach pracy z częstotliwością:  $f_{sw}=50\text{kHz}$  (a); oraz  $f_{sw}=100\text{kHz}$  (b)

Jak pokazano wcześniej na rysunku 11, zastosowanie w falowniku SiC 3-gałęziowym modulacji z tzw. aktywnymi stanami zerowymi AZS-PWM powoduje zmniejszenie amplitudy napięcia CM z  $U_{DC}/2$  do  $U_{DC}/6$ , a tym samym kilkukrotnie zmniejszenie wartości szczytowej prądu CM, a tym samym istotne zmniejszenie strat w dławiku CM. Jak można zauważyć na rysunku 16, zastosowanie metody sterowania AZS-PWM oraz zmniejszenie amplitudy prądu CM powoduje zmniejszenie maksymalnej temperatury dławika CM. Po 10 minutach pracy napędu z częstotliwością przełączeń pracy tranzystorów SiC  $f_{sw}=50\text{kHz}$ , maksymalna zarejestrowana temperatura dławika CM wynosiła  $99,5^\circ\text{C}$ , a w przypadku częstotliwości przełączeń tranzystorów SiC równej  $f_{sw}=100\text{kHz}$ ,

maksymalna zarejestrowana temperatura dławika CM wynosiła  $103,9^\circ\text{C}$ . Jak można zauważyć na rysunku 17, zastosowanie topologii 4-gałęziowej falownika SiC w napędzie wysokoobrotowym, powoduje, że dławik CM praktycznie się nie nagrzewa, co potwierdza skuteczność minimalizacji przepływającego prądu CM, w wyniku sterowania dodatkową 4-gałęzią falownika SiC z eliminacją napięcia CM (rys. 12).

## Wnioski

Nowej generacji napędy wysokoobrotowe, w tym zwłaszcza napędy sprężarek powietrza do ogniw paliwowych, wymagają ciągłego rozwoju układów energoelektronicznych dla uzyskania bardziej efektywnej i niezawodnej pracy z coraz wyższymi częstotliwościami przełączeń przyrządów półprzewodnikowych mocy. Analizowany w referacie falownik SiC, pracujący z częstotliwością przełączeń  $100\text{kHz}$ , pozwala na generowanie napięć i prądów trójfazowych o częstotliwości podstawowej harmonicznej powyżej  $2,5\text{kHz}$ . Ze względu na specyficzne właściwości silników wysokoobrotowych, zwłaszcza relatywnie małe indukcyjności uzwojeń stojana, w napędach wysokoobrotowych z falownikami SiC należy zawsze stosować na wyjściu filtr sinusoidalny. Zwiększanie częstotliwości przełączeń tranzystorów SiC, przy dużych stromościach zmian  $du/dt$  napięcia CM powoduje wzrost indukcyjności, gabarytu i masy dławików CM dla spełnienia norm EMI ze względu na zbliżanie się do rezonansu obwodów pasywnych CM. Rosnące wymagania odnośnie dławików CM przy wzroście częstotliwości przełączeń tranzystorów stawiają wyzwania odnośnie poszukiwania nowych, metod eliminacji prądów CM, w tym metod hybrydowych, uwzględniających sterowanie falowników pod kątem eliminacji napięcia CM. Wyniki przeprowadzonych badań pokazują, że straty w rdzeniu dławika CM, które zależą od częstotliwości przełączania tranzystorów, dominują nad stratami w uzwojeniach dławika CM. Przy zastosowaniu konwencjonalnej metody sterowania SVMPWM, zwiększanie częstotliwości przełączeń tranzystorów falownika SiC powoduje konieczność stosowania większego rdzenia, a tym samym wzrost gabarytu i masy dławika CM. W referacie pokazano, że zastosowanie topologii 4-gałęziowej falownika SiC, z odpowiednio dobraną metodą sterowania czwartą gałęzią, pozwala na wyeliminowanie napięcia CM w układzie napędowym, a tym samym zastosowanie dławika CM o mniejszych wymiarach. W 4-gałęziowym falowniku SiC zaadoptowano metodę modulacji z tzw. aktywnymi wektorami zerowymi AZS-PWM, znaną z falowników 3-gałęziowych. Obserwowany w opracowanym falowniku SiC 4-gałęziowym prąd CM, o śladowej wartości, nie powodował przyrostu temperatury badanego dławika CM. Dla porównania, przyrost temperatury tego samego dławika CM, pracującego w falowniku SiC 3-gałęziowym ze sterowaniem metodą SVMPWM przekraczał w sposób istotny dopuszczalne wartości wskazywane przez producenta.

**Autorzy:** mgr inż. Sebastian Giziewski, SGI Engineering, MMB Drives Sp. z o.o., ul. Maszynowa 26, 80-298 Gdańsk, E-mail: s.giziewski@mmb-drives.com.pl; dr hab. inż. Marek Adamowicz, Politechnika Gdańska, Katedra Automatyki Napędu Elektrycznego i Konwersji Energii, ul. Gabriela Narutowicza 11/12, 80-233 Gdańsk, E-mail: marek.adamowicz@pg.edu.pl, prof. dr hab. inż. Zbigniew Krzemiński, MMB Drives Sp. z o.o., ul. Maszynowa 26, 80-298 Gdańsk, E-mail: zkrzem@mmb-drives.com.pl.

## LITERATURA

- [1] M. Antivachis, F. Dietz, C. Zwyssig, D. Bortis, J.W. Kolar, Novel high-speed turbo compressor with integrated inverter for fuel cell air supply, *Front. Mech. Eng.* 6 (2021) 1–13



- [2] Żywica G., Kaczmarczyk T. Z., Breńkacz Ł., Bogulicz M., Andrearczyk A., Bagiński P., Investigation of dynamic properties of the microturbine with a maximum rotational speed of 120 krpm—predictions and experimental tests, *Journal of Vibroengineering*, 22(2020) Nr 2, 298-312
- [3] Kolar J. W., Anderson J. A., Mirić, S., Haider, M., Guacci, M., Antivachis M., Bortis, D., Application of WBG Power Devices in Future 3- $\Phi$  Variable Speed Drive Inverter Systems" How to Handle a Double-Edged Sword". Proc. IEEE International Electron Devices Meeting (IEDM) (2020) 1-5
- [4] Breńkacz Ł., Bagiński P., Adamowicz M., Giziewski S., Failure analysis of a high-speed induction machine driven by a SiC-inverter and operating on a common shaft with a high-speed generator, *Eksplotacja i Niezawodność - Maintenance and Reliability*, 24(2022), 177-185
- [5] P. Stumpf, Z. Varga, P. Bartal, R.K. Járdán, I. Nagy, Effect of subharmonics on the operation of ultrahigh speed induction machines, *Proc. IEEE Industrial Electronics Conference (IECON)* (2009) 426–431
- [6] Xu Y., Yuan X., Ye F., Wang Z., Zhang Y., Diab M., Zhou W., Impact of high switching speed and high switching frequency of wide-bandgap motor drives on electric machines, *IEEE Access*, 9(2021), 82866-82880.
- [7] Xu Y., Liang Y., Yuan X., Wu X., Li Y., Experimental assessment of high frequency bearing currents in an induction motor driven by a SiC inverter, *IEEE Access*, 9(2021), 40540-40549
- [8] Han D., Morris C. T., Lee W., Sarlioglu B., Comparison between output CM chokes for SiC drive operating at 20-and 200-kHz switching frequencies. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 53(2017) Nr 3, 2178-2188
- [9] Antivachis M., Niklaus P. S., Bortis D., Kolar J. W., Input/output EMI filter design for three-phase ultra-high speed motor drive GaN inverter stage, *CPSS Transactions on Power Electronics and Applications*, 6(2021) Nr 1, 74-92
- [10] Jiang D., Chen J., Shen Z., Common mode EMI reduction through PWM methods for three-phase motor controller, *CES Trans. Electr. Machines and Systems*, 3(2019), Nr 2, 133-142
- [11] Julian A. L., Oriti, G., Lipo, T. A., Elimination of common-mode voltage in three-phase sinusoidal power converters, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 14 (1999), Nr 5, 982-989
- [12] Han D., Li S., Choi W., Sarlioglu B., Design, implementation, and evaluation of a GaN-based four-leg inverter with minimal common mode voltage generation, *Proc. IEEE Energy Conv. Congress and Exposition (ECCE)* (2017) 5383-5388
- [13] Chen R., Niu J., Gui H., Zhang Z., Wang F., Tolbert L. M., Choi B. B., Investigation of fourth-leg for common-mode noise reduction in three-level neutral point clamped inverter fed motor drive, *Proc. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)* (2019), 2582-2588
- [14] Liu T., Wong T. T., Shen Z. J., A survey on switching oscillations in power converters, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 8(2020), Nr 1, 893-908
- [15] He J., Li C., Jassal A., Thiagarajan N., Zhang Y., Prabhakaran S., Kang, X., Multi-domain design optimization of dv/dt filter for SiC-based three-phase inverters in high-frequency motor-drive applications, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 55(2019), Nr 5, 5214-5222
- [16] Han D., Morris C. T., Lee W., Sarlioglu, B. Three-phase common mode inductor design and size minimization, *Proc. IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)* (2016), 1-8
- [17] Fang L., Boroyevich D., Mattevelli P., Gazel N., A comprehensive design for high power density common mode EMI inductor, Proc. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE) (2011), 1861-1867