

Napęd z silnikiem indukcyjnym i 4-gałęziowym falownikiem SiC do turbosprężarek powietrza ogniwa paliwowych dużej mocy

Streszczenie. Wysoka cena ogniwa paliwowych utrudnia ich szerokie zastosowanie w transporcie i przemyśle. Należy szukać możliwości obniżenia ich kosztu również poprzez obniżenie kosztu i zwiększenie wydajności urządzeń pomocniczych ogniwa paliwowego (Balance of the Plant). Autorzy proponują aby w napędzie sprężarki powietrza, zastosować wysokoobrotowy silnik indukcyjny, który jest tańszy od stosowanych obecnie silników PMSM. W referacie zaproponowano napęd z czterogałęziowym falownikiem SiC i wysokoobrotowym silnikiem indukcyjnym o mocy 6,3 kW, prędkości obrotowej 79 800 obr/min i częstotliwości zasilania 2667 Hz, który może być zastosowany do turbosprężarki powietrza ogniwa paliwowego o mocy 100 kW.

Abstract. The high cost of fuel cells hinders their broad application in transportation and industry. Efforts should be made to find possibilities for reducing their cost, including through the reduction of auxiliary component costs and increasing their efficiency (Balance of the Plant). The authors propose using a high-speed induction motor in the air compressor drive, which is cheaper than the currently used PMSM motors. The paper proposes a high speed drive system utilizing the SiC inverter and the 6,3 kW high-speed induction motor with a rated rotational speed of 79 800 rpm and a frequency of 2667 Hz. This system can be applied to the air turbocharger of a 100 kW fuel cell. ("SiC-based high-speed drive with induction motor for high power fuel cell air turbochargers.").

Słowa kluczowe: ogniwo paliwowe PEM, turbosprężarka powietrza, czterogałęziowy falownik SiC, wysokoobrotowy silnik indukcyjny.
Keywords: PEM fuel cell, air turbocharger, four leg SiC inverter, high speed induction motor .

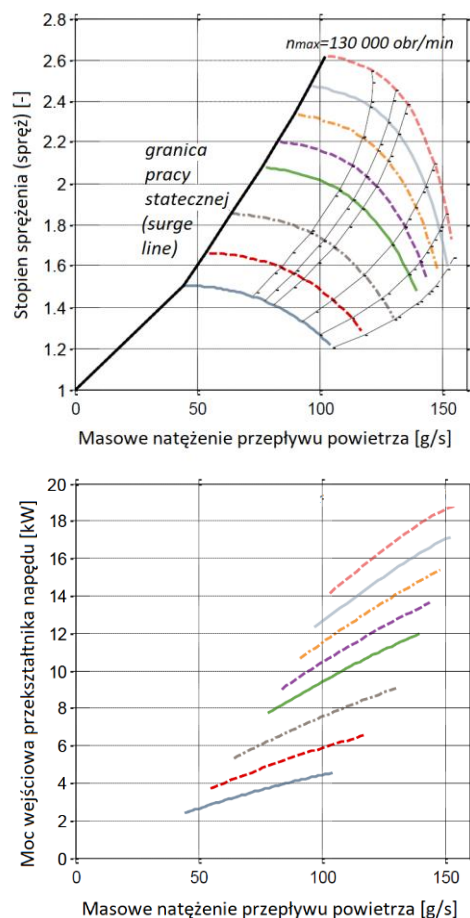
Wstęp

Technologia ogniwa paliwowych podlega ciągłemu rozwojowi od ponad dwóch dekad. Mimo to, wysoka cena ogniwa paliwowych ciągle utrudnia ich szerokie zastosowanie w transporcie i przemyśle. Jak pokazano w [1], koszty produkcji ogniwa paliwowych typu PEM (proton exchange membrane) w przemyśle samochodowym, przy ilości 30 000 sztuk rocznie (moce produkcyjne ogłoszone przez Toyotę w 2020 r.), wynoszą około 235 EUR / kW. System ogniwa paliwowego składa się z pojedynczych komponentów ogniowych które wchodzi w skład stosu ogniwa paliwowych: płytek bipolarnych, których zadaniem jest równomierne rozprowadzenie paliwa i utleniacza po powierzchni każdej z elektrod oraz zestawu elektrod membranowych zawierających warstwę dyfuzyjną (kontaktową) gazu oraz membranę powlekaną katalizatorem [2]. Poza stosem ogniwa paliwowych, system ogniwa paliwowego wymaga szeregu dodatkowych elementów i układów pomocniczych, tzw. BoP (Balance of Plant). Odpowiadają one m.in. za dopływ wodoru oraz powietrza oraz regulację procesu generowania energii przez system ogniwa paliwowego. Dopływ powietrza zapewnia układ turbosprężarki. Sprężarka powietrza jest jedną z najważniejszych części BoP, której przypisuje się aż 90% zużycia energii potrzeb własnych ogniwa paliwowego, tj. około 10–20% mocy wyjściowej ogniwa paliwowego oraz około 40% kosztów BoP [3]. Poszukując możliwości obniżenia ceny ogniwa paliwowych należy zatem również rozważyć możliwości obniżenia kosztów i zwiększenia wydajności urządzeń pomocniczych, wchodzących w skład BoP, w tym zwłaszcza napędu turbosprężarki, który ma największy wpływ na wydajność ogniwa paliwowego [4].

Celem sterowania sprężarką jest zapewnienie odpowiedniego przepływu masowego i ciśnienia powietrza, którego potrzebuje ogniwo paliwowe zgodnie z wymaganiami obciążenia [5]. Turbosprężarki ogniwa paliwowych wymagają relatywnie niskich wartości masowego natężenia przepływu powietrza, tj. od 10 do 30 g/s (od 50 do 150g/s przy większej mocy, rzędu 10 kW) przy stosunkowo wysokim stopniu sprężania, tj. od 1 do ponad 2. Zastosowanie w napędzie turbosprężarki standardowego silnika, tzn. nie wysokoobrotowego, o prędkości obrotowej od 3000 do 30000 obr./min prowadzi to do uzyskania bardzo niskiego współczynnika przepływu, a w efekcie - do niskiej efektywności sprężarki. Wyższy współczynnik przepływu

turbosprężarki, zapewniający wyższą efektywność, osiąga się poprzez zwiększenie prędkości obrotowej [6]. Dla wyższych prędkości obrotowych uzyskiwane jest korzystne zmniejszenie promienia wirnika turbosprężarki, a w rezultacie zwiększenie gęstości mocy urządzenia.

Na rysunku 1 przedstawiono mapy wydajności przykładowej sprężarki z napędem wysokoobrotowym 130 000 obr/min, przeznaczonej do ogniwa paliwowego PEMFC o mocy 100 kW [7].



Rys. 1. Mapy wydajności turbosprężarki ogniwa paliwowego 100 kW

Mapa wydajności sprężarki zawiera rodzinę charakterystyk sprężu w funkcji masowego natężenia przepływu powietrza wyznaczonych dla stałych wartości prędkości obrotowej. Obszar dopuszczalnej pracy sprężarki znajduje się po prawej stronie krzywej wyznaczającej granicę pracy statecznej (*surge line*) na charakterystyce sprężarki. Stopień sprężania (spręż), czyli stosunek ciśnienia na wylocie i wlocie sprężarki zależy od prędkości obrotowej oraz masowego natężenia przepływu powietrza.

Parametry wejściowe sprężarki są uzyskiwane na podstawie analizy mocy wyjściowej i ciśnienia roboczego ogniw paliwowych PEM [8]. Charakterystyka układu zasilania powietrzem ma istotny wpływ na wydajność systemów ogniw paliwowych PEM. Napęd sprężarki pracującej w ogniwie paliwowym wymaga nadrzędnego systemu zarządzania powietrzem (*AMS – Air Management System*) [5], [6] aby dostarczyć wystarczającą ilość tlenu do ogniwa paliwowego oraz regulować ciśnienie do właściwej wartości aby zapewnić optymalną efektywność działania ogniwa paliwowego. W napędach pojazdów, ze względu na dynamiczną charakterystykę obciążenia, ogniwo paliwowe musi pracować w różnych punktach pracy. W czasie stanów przejściowych zmian obciążenia napęd sprężarki wymaga zwiększonej mocy (zwiększonego prądu), którą musi dostarczyć albo bezpośrednio stos ogniwa paliwowego albo współpracująca, pomocnicza bateria akumulatorów. Napięcie wyjściowe stosu ogniw paliwowych silnie zależy od wartości pobieranej mocy. Napięcie wyjściowe ogniwa paliwowego może spaść nawet trzykrotnie przy przejściu od stanu bez obciążenia do stanu przy pełnym obciążeniu. Falownik napędzający silnik sprężarki może być zasilany z akumulatora współpracującego z oddzielną przetwornicą DC/DC, podłączoną do wyjścia ogniwa paliwowego i zapewniającą stałe napięcie obwodu DC. Ponadto, dzięki baterii akumulatorów, sprężarka może pracować podczas rozruchu, dostarczając powietrze do ogniwa paliwowego zanim ogniwo paliwowe będzie mogło wytworzyć jakąkolwiek energię elektryczną.

Wyzwania w projekcie napędu z wysokoobrotowym silnikiem indukcyjnym

W niniejszym artykule zaproponowano zastosowanie wysokoobrotowego silnika indukcyjnego o mocy 6,3 kW, liczbie biegunów $2p = 4$, prędkości obrotowej 79 800 obr/min i częstotliwości stojana 2667 Hz do napędów turbosprężarek powietrza ogniw paliwowych dużej mocy, w których aktualnie dominują wysokoobrotowe silniki synchroniczne z magnesami trwałymi (HS-PMSM) [9]. W porównaniu z HS-PMSM, wysokoobrotowe silniki indukcyjne (HS-IM) stanowią atrakcyjną propozycję z punktu widzenia produkcji napędów sprężarek powietrza do ogniw paliwowych, gdyż nie posiadają drogich i trudnodostępnych magnesów trwałych z ziem rzadkich, których światowe zasoby są ograniczone oraz charakteryzują się blisko dwukrotnie niższą ceną.

Konstrukcja napędu wysokoobrotowego wymaga zmierzenia się z kilkoma wyzwaniami, takimi jak: wytrzymałość wirnika, prędkość krytyczna wirnika, straty w wirniku przy wysokiej częstotliwości zasilania czy zarządzanie odprowadzaniem ciepła [9]. Wysoka częstotliwość zasilania,

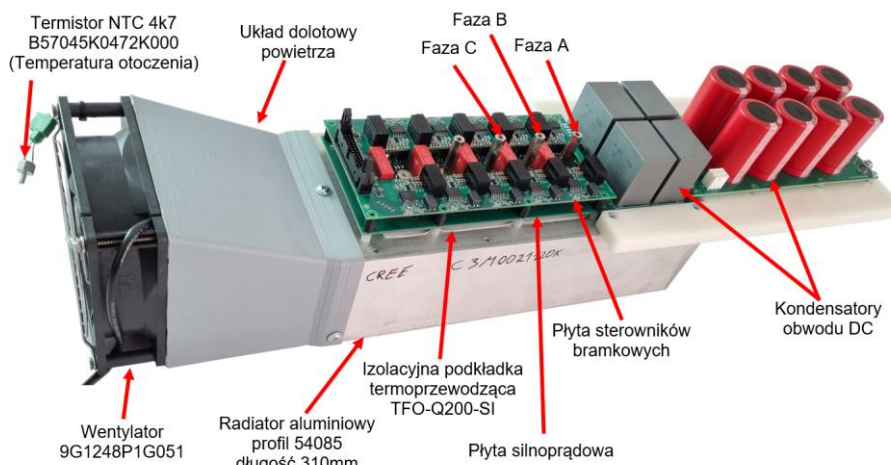
która jest kilkudziesięciokrotnie większa od częstotliwości typowych silników przemysłowych, dla uzyskania wysokiej jakości pracy silnika wymaga zastosowania przekształtnika o proporcjonalnie kilkudziesięciokrotnie wyższej częstotliwości przełączeń tranzystorów. Występowanie zwiększonych strat w rdzeniu stojana silnika wysokoobrotowego przy zasilaniu napięciem PWM o wysokiej częstotliwości wymaga zaprojektowania i zastosowania filtra sinusoidalnego na wyjściu falownika. Przy projekcie falownika należy ponadto uwzględnić:

- występowanie zjawisk natury falowej w kablu zasilającym silnik, powodujących oscylacje i przepięcia groźne dla izolacji silnika,
- występowanie niepożądanych zjawisk rezonansowych w obwodach składowej różnicowej napięcia przekształtnika, w tym rezonansów napięć i prądów prowadzących do uszkodzenia napędu,
- występowanie niepożądanych zjawisk rezonansowych w obwodach składowej wspólnej CM (*common mode*) napięcia, prowadzących do nasycenia dławików CM i nieprawidłowej pracy napędu.

W celu wyeliminowania w napędzie turbosprężarki ogniwa paliwowego z wysokoobrotowym silnikiem indukcyjnym powyższych zagrożeń, w artykule zaproponowano zastosowanie trójfazowego falownika z tranzystorami z węgla krzemu (SiC), z dodatkową, czwartą gałęzią tranzystorową sterowanego metodą modulacji impulsów napięcia z eliminacją napięcia wspólnego (CM) falownika.

Konstrukcja falownika SiC 200 kHz

Dwie główne części składowe opracowanego falownika stanowią: część energoelektroniczną, związaną z przekształcaniem napięcia, zawierającą obwód silnopiętowy z tranzystorami SiC MOSFET, obwody sterowników bramkowych i obwód pośredniczący napięcia DC oraz część elektroniczną, zawierającą kartę sterowania cyfrowym z procesorem sygnałowym DSP, realizującym algorytm sterowania oraz kartę interfejsów, obsługującą torę pomiaru prądów i napięć oraz bufor tryjstanowe dla sygnałów bramkowych, sterujących tranzystorami SiC. Na rysunku 2, przedstawiono konstrukcję części energoelektronicznej opracowanego falownika SiC, o maksymalnej częstotliwości przełączeń tranzystorów wynoszącej 200 kHz, przeznaczonego do zasilania wysokoobrotowego napędu sprężarki powietrza z silnikiem indukcyjnym o znamionowej częstotliwości zasilania 2667 Hz.

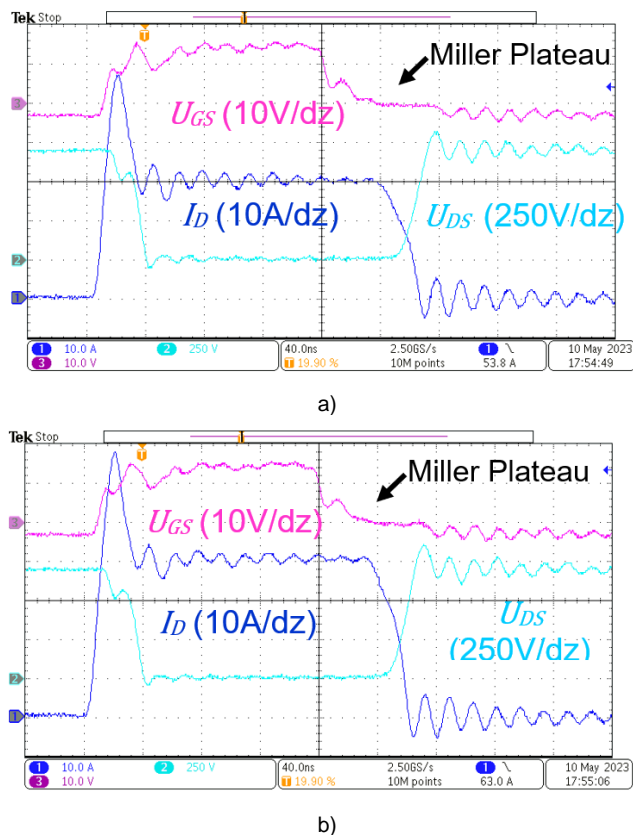


Rys.2. Konstrukcja falownika SiC do wysokoobrotowego silnika indukcyjnego 2667 Hz

Do konstrukcji falownika przeznaczanego do zasilania silnika indukcyjnego typu mW 7/7-4 o mocy 6,3 kW i znamionowej prędkości obrotowej 79 800 obr/min. zastosowane zostały tranzystory SiC MOSFET typu C3M0021120K na napięcie 1,2 kV, o znamionowym prądzie drenu 100 A, rezystancji kanału w czasie przewodzenia $R_{DSon} = 21 \text{ m}\Omega$ oraz pojemności wyjściowej $C_{oss} = 180 \text{ pF}$. Technologia C3M zastosowana w tranzystorach C3M0021120K umożliwia załączanie tranzystora napięciem bramki +15V i wyłączenie napięciem bramkowym -4V, przy relatywnie małym ładunku całkowitym bramki $Q_{g(tot)} = 162 \text{ nC}$. Dla zastosowanych tranzystorów w opracowanym falowniku SiC uzyskano szybkość przełączania $dU_{DS}/dt = 30 \text{ kV}/\mu\text{s}$ przy rezystancji wyjściowej sterownika bramkowego $R_{Gon} = R_{Goff} = 2 \Omega$.

Do głównych wyzwań związanych z konstrukcją falownika SiC o częstotliwości przełączeń $>100 \text{ kHz}$ i stromościach zmian napięcia rzędu dziesiątek $\text{kV}/\mu\text{s}$ należy wyeliminowanie indukcyjności i pojemności pasożytniczych połączeń elementów w obwodzie silnoprądowym falownika SiC, zwłaszcza połączeń tranzystorów SiC z kondensatorami obwodu DC oraz połączeń sterowników bramkowych, które mogłyby powodować niepożądane przebiegi napięcia oraz oscylacje napięć i prądów podczas procesów dynamicznych przełączania tranzystorów SiC MOSFET w warunkach bardzo dużych stromości zmian napięć i prądów.

Na rysunku 3 przedstawione zostały, zarejestrowane podczas próby podwójnego impulsu DPT (*Dual Pulse Test*), przebiegi napięć i prądu tranzystora SiC MOSFET typu C3M0021120K o napięciu znamionowym 1,2 kV dla dwóch wartości prądu drenu: 30 A oraz 40 A przy wartości rezystancji wyjściowej sterownika bramkowego $R_{Gon} = R_{Goff} = 2 \Omega$.

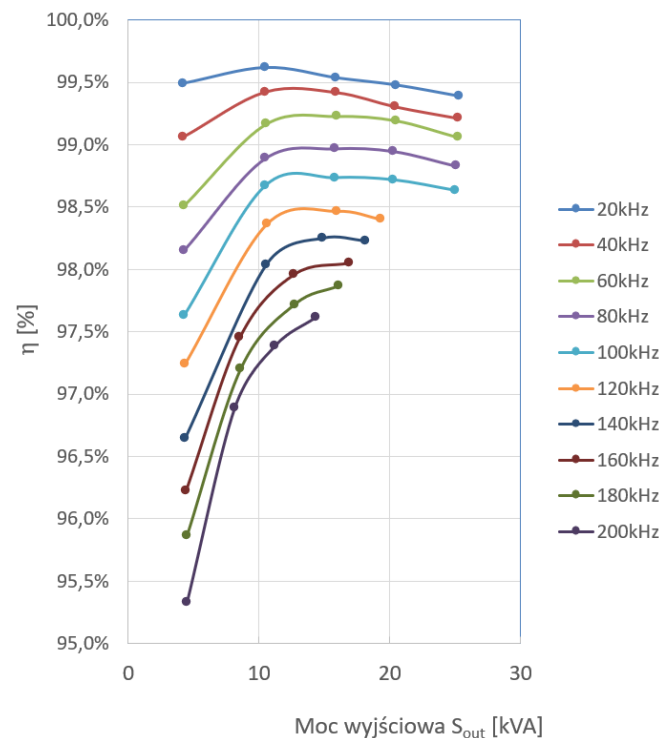


Rys. 3. Procesy łączeniowe tranzystora SiC MOSFET typu C3M0021120K przy $R_{Gon} = R_{Goff} = 2 \Omega$, przy komutowanych prądach drenu: 30 A (a) oraz 40 A (b); napięcie $U_{DS} = 700 \text{ V}$

Podczas wyłączenia tranzystora, w przebiegu napięcia bramki widać krótkotrwałe spłaszczenie przebiegu napięcia

U_{GS} w początkowym okresie narastania napięcia U_{DS} , co jest związane z tzw. efekt plateau Millera. W przypadku prądu tranzystora, podczas włączania obserwowana jest szpilka prądowa (*current overshoot*) o wartości ponad 25 A, niezależnie od wartości komutowanego prądu drenu co wynika z procesu ładowania pojemności źródło-dren przy dużej stromości zmian napięcia źródło dren. Ze wzrostem wartości komutowanego prądu rośnie przepięcie (maksymalna amplituda oscylacji) na zaciskach źródło-dren tranzystora podczas wyłączenia tranzystora. Pod względem wytrzymałości napięciowej tranzystora, nawet przy prądzie drenu 40 A, tzn. o 25% większym od znamionowego, przepięcia nie przekraczają 800 V, co oznacza że rezystancje bramkowe i szybkość przełączania tranzystora są prawidłowo dobrane do wytrzymałości napięciowej tranzystora ze względu na parametry pasożytnicze obwodu komutacyjnego.

Do badania sprawności opracowanego falownika SiC zaproponowano metodę opartą na pomiarze temperatury radiatora w stanie ustalonym pracy przekształtnika. Badania strat mocy rozpoczęto od wyznaczenia charakterystyki przyrostu temperatury radiatora w funkcji mocy wydzielanej przez element wzorcowe - rezystory mocy w obudowach TO-247 umieszczone na radiatorze. Przyrost temperatury radiatora wyznaczano jako różnicę temperatury radiatora i temperatury otoczenia. Pomiary wykonano dla mocy wyjściowej przekształtnika zmieniającej się w zakresie 4 kVA – 25 kVA dla częstotliwości modulacji, odpowiadającej częstotliwości przełączania tranzystorów, wynoszących od 20 kHz do 200 kHz. Dla określonej mocy wyjściowej falownika i przy określonej częstotliwości modulacji, po ustaleniu się temperatury radiatora dokonywano odczytu przyrostu wartości temperatury radiatora i z równania aproksymującego wyznaczoną charakterystykę cieplną radiatora wyznaczano moc strat P_{loss} .



Rys. 4. Sprawność opracowanego falownika SiC w funkcji częstotliwości przełączania tranzystorów f_{sw}

Sprawność przetwarzania badanego układu wyznaczono z zależności:

$$(1) \quad \eta = \frac{S_{out} - P_{loss}}{S_{out}}$$

gdzie: S_{out} – moc wyjściowa falownika, P_{loss} – moc strat.

Na rysunku 4 przedstawiono wyniki badań sprawności opracowanego trójfazowego falownika SiC sterowanego klasyczną metodą modulacji SVPWM. Najwyższą sprawność $\eta = 99,6 \%$, uzyskano przy częstotliwości przełączania tranzystorów $f_{sw} = 20$ kHz i mocy wyjściowej $S_{out} = 10,5$ kVA. Sprawność falownika SiC zmniejsza się ze wzrostem częstotliwości przełączeń tranzystorów SiC. Dla $f_{sw} = 100$ kHz ekstremum lokalne sprawności przyjmuje wartość $\eta = 98,7 \%$, przy wartości mocy wyjściowej $S_{out} = 12$ kVA, co oznacza spadek maksymalnej wartości sprawności tylko o 0,9% względem wartości dla $f_{sw} = 20$ kHz. Maksymalna wartość sprawności uzyskana przy częstotliwości przełączania tranzystorów $f_{sw} = 200$ kHz wyniosła $\eta = 97,6 \%$ dla mocy wyjściowej $S_{out} = 14,3$ kVA.

Sinusoidalny filtr wyjściowy LC

Ze względu na wysokie stromości zmian du/dt napięcia wyjściowego falownika SiC oraz ze względu na bardzo małe wartości indukcyjności uzwojenia stojana silnika wysokoobrotowego, zastosowanie sinusoidalnego filtra wyjściowego LC w przekształtniku SiC zasilającym wysokoobrotowy silnik indukcyjny jest koniecznością. Stromości zmian napięcia PWM na poziomie kilkudziesięciu kV/ μ s powodują nasilenie zjawisk falowych, wywołujących oscylacje napięcia o bardzo dużej amplitudzie na zaciskach silnika. Z kolei, bardzo małe wartości indukcyjności uzwojenia stojana wysokoobrotowego silnika indukcyjnego są niewystarczające do filtracji tętnień prądu wyjściowego falownika, co powoduje występowanie wysokich strat w rdzeniu stojana przy wysokich wartościach częstotliwości podstawowej harmonicznej f_{out} i wysokiej częstotliwości modulacji f_{sw} . W porównaniu ze standardowymi silnikami przemysłowymi, w których indukcyjności stojana sięgają dziesiątek mH, indukcyjność wzajemna i indukcyjność rozproszenia badanego wysokoobrotowego silnika indukcyjnego wynoszą odpowiednio: $L_m = 0,87$ mH oraz $L_{cs} = 0,047$ mH.

Przy projektowaniu wyjściowego filtra LC istotną rolę odgrywa spadek napięcia na impedancji filtra. W standardowych napędach przemysłowych przyjmuje się, że spadek napięcia na reaktancji indukcyjnej filtra dla maksymalnej częstotliwości podstawowej harmonicznej, przy prądzie znamionowym silnika wynosi 3-5 % napięcia znamionowego silnika. Jest to możliwe przy uzyskiwanym relatywnie bardzo wysokim współczynniku częstotliwości m_f wyrażającym stosunek częstotliwości przełączeń tranzystorów do częstotliwości znamionowej silnika, który w przypadku falownika 20kHz i silnika 50 Hz wynosi $m_f = 400$.

Dławik L_f i kondensator C_f filtra sinusoidalnego tworzą w każdej fazie obwód rezonansowy o częstotliwości rezonansowej f_{rez} :

$$(2) \quad f_{rez} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_f C_f}}$$

Aby uniknąć zjawiska rezonansu filtra wyjściowego LC, zalecane jest, aby jego częstotliwość rezonansowa była co najmniej dziesięciokrotnie większa niż częstotliwość podstawowej harmonicznej f_{out} i jednocześnie mniejsza od częstotliwości modulacji falownika f_{sw}

$$(3) \quad 10 \times f_{out} < f_{rez} \ll f_{sw}$$

Jako częstotliwość wyjściową falownika f_{out} w powyższych przyjęto częstotliwość znamionową silnika f_n :

$$(4) \quad f_{out} = f_n = 2667 \text{ Hz}$$

W pierwszej kolejności wyznaczono L_f zakładając dopuszczalny spadek napięcia fazowego ΔU_{X_f} silnika na reaktancji X_f dławika dla maksymalnej częstotliwości pierwszej harmonicznej zasilania silnika f_{out} przy prądzie znamionowym silnika $I_n = 20$ A:

$$(5) \quad X_f = \frac{\Delta U_{X_f}}{I_n} = 2\pi f_{out} L_f$$

stąd:

$$(6) \quad L_f = \frac{\Delta U_{X_f}}{2\pi f_{out} I_n}$$

Zakładając ΔU_{X_f} na poziomie 7,5% otrzymuje się:

$$(7) \quad L_f = \frac{400V / \sqrt{3} \times 0,075}{2\pi \times 2667 \text{ Hz} \times 20A} = 52\mu\text{H}$$

Wyższa zakładana wartość ΔU_{X_f} ma na celu uzyskanie założonej, zgodnie z (2) częstotliwości rezonansowej filtra przy zachowaniu relatywnie niewielkich tętnień napięcia na kondensatorach filtra przy wielokrotnie niższym niż w napędach standardowych współczynniku modulacji, wynoszącym dla częstotliwości przełączeń tranzystorów SiC 200 kHz i częstotliwości znamionowej silnika 2667Hz $m_f = 37$. Wartość pojemności kondensatora filtra wyznaczono przy założeniu częstotliwości rezonansowej filtra na poziomie dwunastokrotności maksymalnej częstotliwości wyjściowej falownika:

$$(8) \quad f_{rez} = 12 \times f_{out} = 12 \times 2667 \text{ Hz} = 32 \text{ kHz}$$

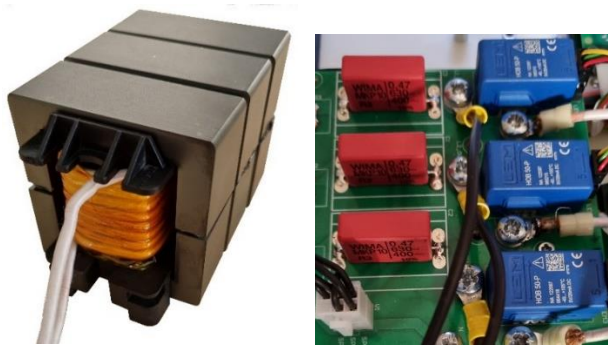
Na podstawie (2):

$$(9) \quad C_f = \frac{1}{L_f 4\pi^2 f_{rez}^2} = 0,47\mu\text{F}$$

Wymaganie, aby częstotliwość rezonansowa filtra była co najmniej dziesięciokrotnie większa od podstawowej harmonicznej podyktowane jest możliwością pracy falownika z mostkiem prostowniczym na wejściu w trybie nadmodulacji przy częstotliwości f_{out} zbliżonej do częstotliwości znamionowej silnika f_n . W trybie nadmodulacji w prądzie wyjściowym falownika i w prądzie filtra LC pojawia się wówczas składowa prądu będąca wielokrotnością generowanej podstawowej harmonicznej, co może prowadzić do wzbudzenia rezonansu. Rezonans filtra może być również wzbudzony występowaniem tzw. harmonicznych żłóbkowych w przebiegu prądu stojana silnika, co wymaga zwrócenia szczególnej uwagi w przypadku silników wysokoobrotowych. Stosowana przez producentów wysokoobrotowych silników indukcyjnych technologia wytwarzania klatek wirnika nie przewiduje stosowania skosu żłóbków, co być może wynika z zapewnienia zwiększonej wytrzymałości mechanicznej przy wysokiej prędkości obwodowej wirnika. Przy średnicy wirnika badanego silnika wynoszącej 40 mm prędkość obwodowa standardowych silników przemysłowych i serwonapędów nie przekracza ona 50 m/s.

Ze względu na wysoką częstotliwość podstawowej harmonicznej napięcia wyjściowego falownika SiC, projekt dławika filtra sinusoidalnego LC jest problemem złożonym.

Materiałem ferromagnetycznym, charakteryzującym się małą stratnością dla dużych częstotliwości, jest ferryt. Ma on relatywnie niską indukcję nasycenia, poniżej 0,4 T. Jednakże, przy częstotliwościach powyżej 1 kHz, dławik rzadko kiedy pracuje z indukcją bliską indukcji nasycenia. Do konstrukcji dławika filtra sinusoidalnego o wartości indukcyjności $L_f = 52 \mu\text{H}$ wykorzystano zatem 6 rdzeni ferrytowych typu FERROXCUBE E65/32/27. Sumaryczna szczelina powietrzna wyniosła $l_g = 2 \text{ mm}$. Ośmiem zwojów uzwojenia dławika wykonano z miedzianego przewodu typu lica 630x0,1. Widok skonstruowanego dławika z rdzeniem ferrytowym do filtra sinusoidalnego LC przedstawiono na rysunku 5.

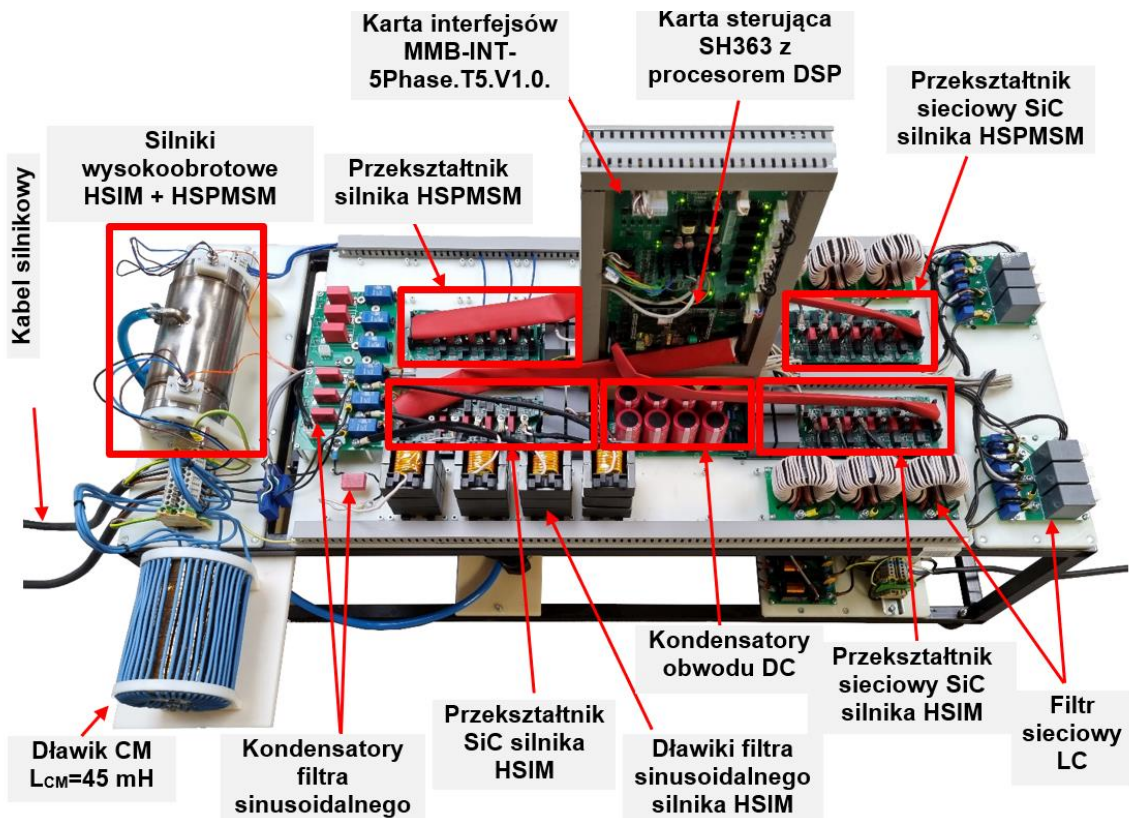


Rys. 5. Widok zaprojektowanego dławika z rdzeniem ferrytowym (a) oraz kondensatorów filtra sinusoidalnego LC

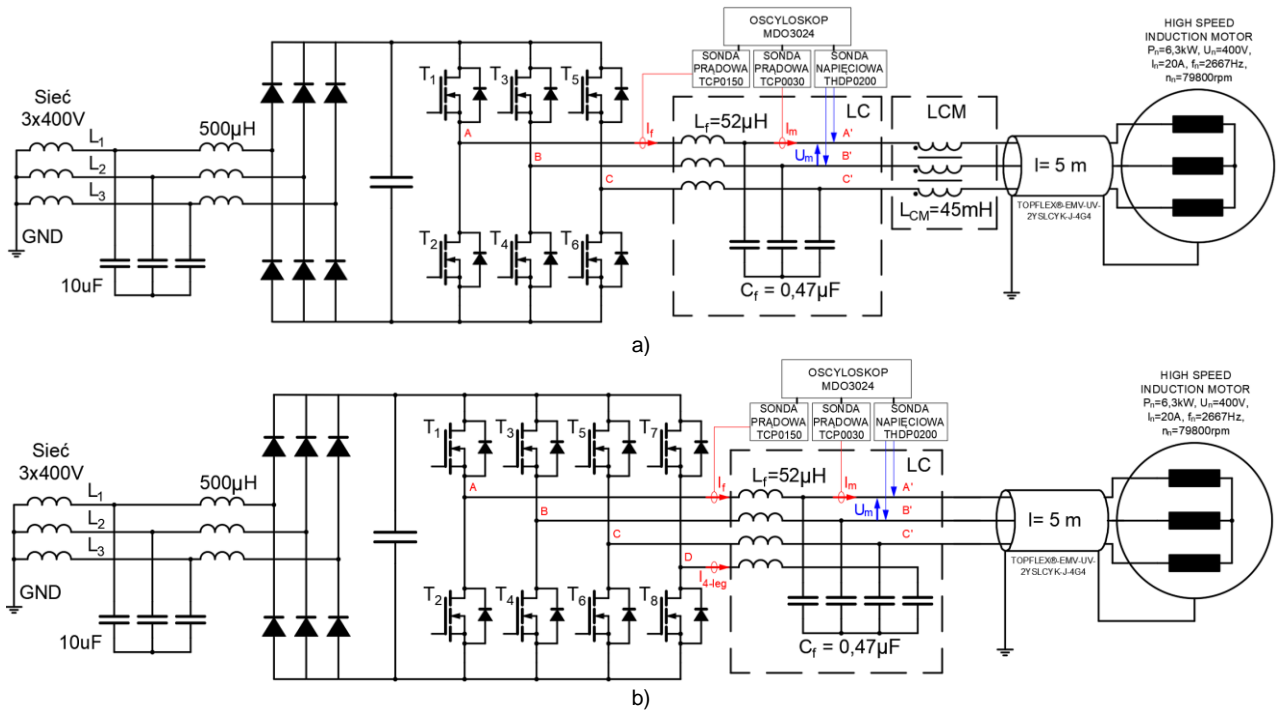
Ponadto, w konstrukcji filtra sinusoidalnego wykorzystano, przewidziane do zastosowania w obwodach wysokich częstotliwości i układach impulsowych, kondensatory polipropylenowe typu MKP

1J034706B00KSSD o znamionowej wartości pojemności $C_f = 0,47 \mu\text{F}$ i napięciu 400 V.

Na rysunku 6 pokazane zostało opracowane przez autorów stanowisko badawcze do badań wysokoobrotowego napędu z falownikiem SiC 200kHz zasilającym silnik indukcyjny 2667 Hz, przeznaczonego do turbosprężarek powietrza ogniwo paliwowych. Obciążenie turbosprężarką powietrza zostało zamodelowane za pomocą umieszczonego na wspólnym wale silnika HS-PMSM typu mSpW 5.5/4.5-4 ENCA o mocy 6 kW i prędkości obrotowej 80 000 obr/min. Zarówno badany napęd wysokoobrotowy SiC HSIM, jak też obciążenie umożliwiają zwrot energii do sieci poprzez falowniki sieciowe SiC. W układzie zastosowano dedykowane do silników wysokoobrotowych specjalizowane łożyska wysokoobrotowe o wysokiej precyzji wykonania. Stanowisko zawiera układ chłodzenia cieczowego silników z płaszczem wodnym oraz wymuszonym obiegiem chłodzenia. Na potrzeby badań przeprowadzonych w niniejszym artykule, przekształtnik SiC po stronie sieci pracował jako prostownik niesterowany (diodowy). Podobnie, na potrzeby obciążania badanego silnika wysokoobrotowego HS-IM, przekształtnik silnika HS-PMSM działał również jako prostownik niesterowany (diodowy) pracujący na rezystor. W celu zbadania wpływu dławika sinusoidalnego LC na straty w rdzeniu stojana silnika przeprowadzono badanie przyrostu temperatury stojana badanego wysokoobrotowego silnika indukcyjnego o mocy 6,3 kW w zależności od zastosowanej metody modulacji napięcia PWM falownika SiC oraz przy braku bądź zastosowaniu sinusoidalnego filtra wyjściowego LC falownika oraz filtra CM. Stojan badanego silnika indukcyjnego wysokoobrotowego został wyposażony przez producenta w czujnik temperatury RTD (*ang. Resistance Temperature Detector*) typu PT100 umieszczony w uzwojeniach.



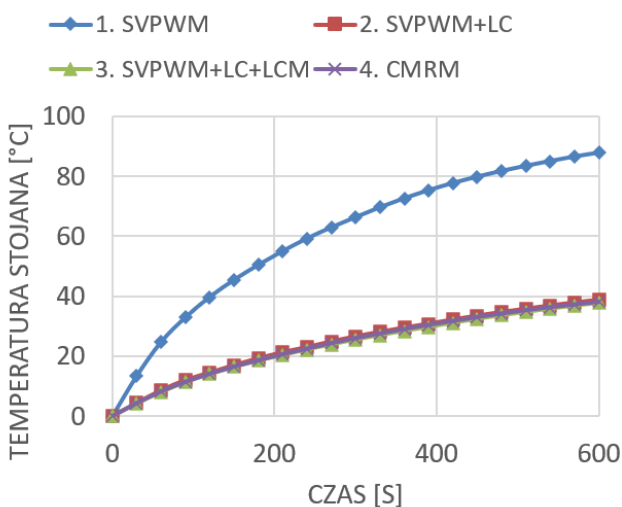
Rys. 6. Opracowane stanowisko badawcze z wysokoobrotowym silnikiem indukcyjnym zasilanym z falownika SiC oraz umieszczonym na wspólnym wale wysokoobrotowym silnikiem PMSM modelującym obciążenie turbosprężarką powietrza ogniwa paliwowego



Rys. 7. Schematy badanego stanowiska w dwóch konfiguracjach: z falownikiem 3-galeziowym i dławikiem $L_{CM} = 45\text{ mH}$ (a) oraz w konfiguracji z falownikiem 4-galeziowym bez dławika L_{CM}

Na rysunku 7 pokazano schematy dwóch przykładowych konfiguracji stanowiska badawczego z rysunku 6: z falownikiem 3-gateziowym i dławikiem $L_{CM} = 45\text{ mH}$ (a) oraz w konfiguracji z falownikiem 4-gateziowym bez dławika L_{CM} . Na stanowisku badano następujące konfiguracje sterowania: 1) sterowanie klasyczną metodą SVPWM – silnik zasilony z falownika trójgateziowego z modulacją SVPWM bez filtrów wyjściowych; 2) SVPWM+LC – silnik zasilony z przekształtnika trójgateziowego z modulacją SVPWM z filtrem sinusoidalnym LC; 3) SVPWM+LC+LCM – silnik zasilony z przekształtnika trójgateziowego z modulacją SVPWM z filtrem sinusoidalnym LC i dławikiem $L_{CM} = 45\text{ mH}$ (Rys. 7a); 4) CMRM – silnik zasilony z przekształtnika czterogateziowego (opis dalej w tekście) z modulacją *Common Mode Rejection Modulation* (CMRM) z filtrem sinusoidalnym LC i bez dławika L_{CM} (Rys. 7b).

Na rysunku 8 pokazano charakterystyki przyrostu temperatury stojana w czasie dla poszczególnych konfiguracji. Jak widać na rysunku 8, charakterystyki dla konfiguracji 2, 3 oraz 4 niemal się pokrywają. Można z tego wywnioskować, że straty w stojanie wydzielane w postaci ciepła są bardzo zbliżone dla tych trzech konfiguracji, co oznacza, że największy wpływ na ograniczenie nagrzewania stojana ma obecność filtra wyjściowego LC. Przy zastosowaniu klasycznej modulacji SVPWM i braku filtra wyjściowego falownika (konfiguracja 1), wartość przyrostu temperatury stojana jest ponad dwukrotnie większa w całym zakresie zmierzonej charakterystyki, niż dla pozostałych konfiguracji z filtrem wyjściowym LC. Na podstawie przeprowadzonych prób można przewidywać, że straty w stojanie silnika wysokoobrotowego zasilanego z wysokoczęstotliwościowego falownika SiC bez filtra wyjściowego LC będą ponad dwukrotnie większe niż przy zasilaniu z falownika SiC z filtrem wyjściowym LC, niezależnie czy jest to falownik trójgateziowy z klasyczną metodą modulacji SVPWM i dużym dławikiem L_{CM} , czy też falownik czterogateziowy z metodą modulacji CMRM z eliminacją napięcia wspólnego CM.



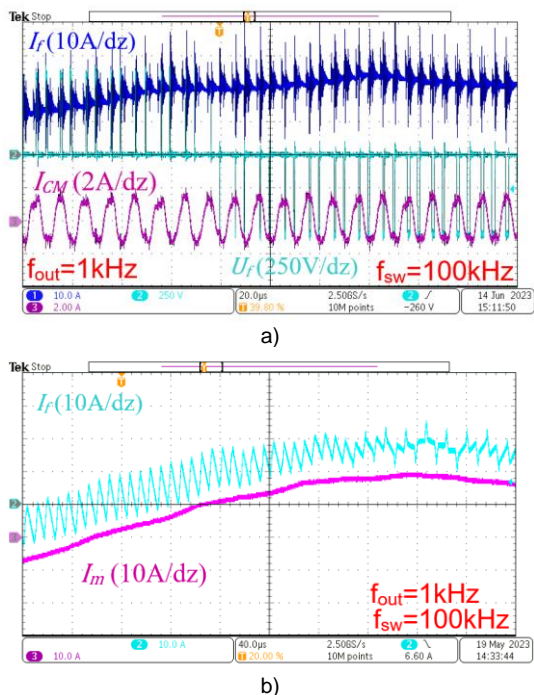
Rys. 8. Przyrost temperatury stojana badanego wysokoobrotowego silnika indukcyjnego HS-IM w zależności od metody modulacji falownika i zastosowania bądź nie filtra LC oraz filtra CM

Należy zaznaczyć, że zmierzony prąd biegu jałowego badanego wysokoobrotowego silnika indukcyjnego HS-IM, dla przyjętych warunków pracy ($U_{DC} = 600\text{ V}$, $f_{sw} = 100\text{ kHz}$, $n = 30\text{ 000 obr/min}$) wynosił 14 A_{rms} , co jest wartością relatywnie wysoką w odniesieniu do prądu znamionowego o wartości 20 A_{rms} . Jest to związane z niską wartością znamionową współczynnika mocy $\cos(\varphi) = 0,589$, co jest cechą charakterystyczną wysokoobrotowych silników indukcyjnych w porównaniu ze standardowymi silnikami przemysłowymi.

Czterogateziowy falownik SiC w napędzie turbospęprzarki powietrza z wysokoobrotowym silnikiem indukcyjnym

Jak pokazano w pracy [10], w której dokonano porównania gabarytu i masy dławików CM oraz strat w dławikach w napędzie z falownikiem SiC przy 10-krotnym wzroście częstotliwości pracy tranzystorów, od 20 kHz do

200 kHz, poziom zaburzeń EMI generowany przez falownik SiC 200 kHz był o około 20 dB wyższy niż przy częstotliwości 20 kHz - ze względu na zbliżanie się częstotliwości przełączeń do częstotliwości rezonansowej w obwodzie składowej wspólnej napięcia CM. Na rysunku 9 pokazano porównanie przebiegów prądu silnika w badanym napędzie wysokoobrotowym przy prędkości obrotowej 30 000 obr/min, częstotliwości zasilania $f_{out} = 1$ kHz i częstotliwości przełączeń tranzystorów 100 kHz w układzie bez dławika CM oraz z w układzie dławikiem CM o indukcyjności $L_{CM} = 45$ mH (Rys. 7a). W badanym układzie przy tak wysokiej częstotliwości przełączeń, dopiero taki duży dławik CM był w stanie zapewnić całkowite wytłumienie składowej CM prądu.

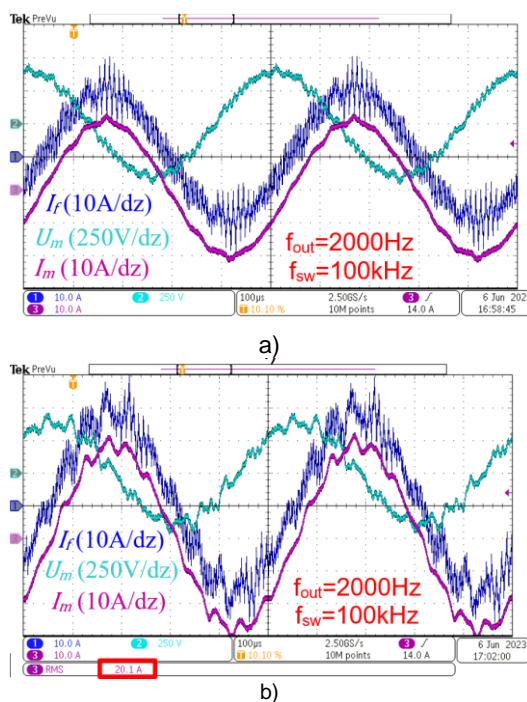


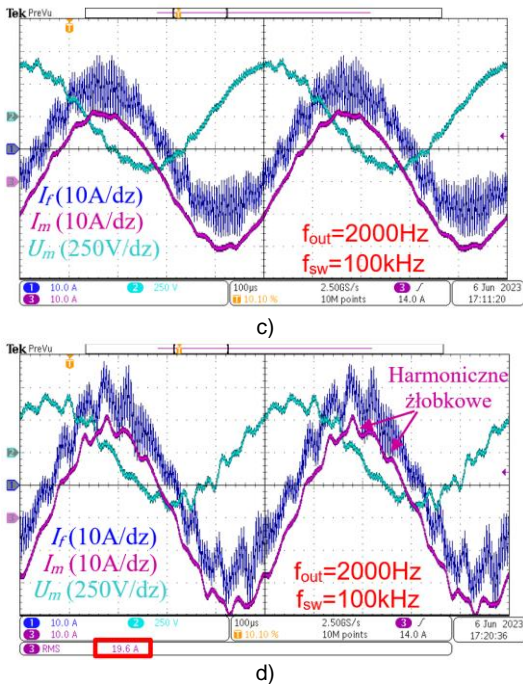
Rys. 9. Przebiegi prądu wyjściowego I_r falownika bez filtra LC i dławika L_{CM} oraz napięcia fazowego U_r i prądu składowej wspólnej I_{CM} (a); przebieg prądu wyjściowego I_r falownika z filtrem LC i dławikiem $L_{CM} = 45$ mH oraz prądu silnika I_m za filtrem przy częstotliwości wyjściowej $f_{out} = 1$ kHz ($n = 30\,000$ obr/min) i częstotliwości przełączeń tranzystorów $f_{sw} = 100$ kHz

Po raz pierwszy możliwość wyeliminowania napięcia składowej wspólnej CM w układzie napędowym z falownikiem czterogałęziowym została pokazana w [11]. Należy w tym miejscu podkreślić, że falowniki czterogałęziowe, sterowane metodą modulacji z eliminacją napięcia wspólnego CM, były dotąd niedoceniane w napędach przemysłowych, gdyż zawsze wymagają zastosowania czteroprzewodowego filtra LC [12]. Ponieważ standardowe napędy przemysłowe, w przeznaczonej większości przypadków nie wymagają stosowania filtra LC po stronie silnika, w przypadku zastosowania czwartej gałęzi falownika i modulacji z eliminacją napięcia CM, wpływała na obniżenie sprawność całego napędu ze względu na konieczność zainstalowania czterogałęziowego filtra LC. W standardowych napędach przemysłowych takie rozwiązanie jest stanowczo mniej atrakcyjne ekonomicznie od zastosowania dużego dławika CM. Dla odróżnienia, falowniki czterogałęziowe z eliminacją napięcia CM z powodzeniem znajdują natomiast zastosowanie w falownikach sieciowych, dla których filtr LC jest i tak nieodłącznym składnikiem urządzenia [13]. Jak zostało wykazane wcześniej, silniki wysokoobrotowe charakteryzują się bardzo małymi indukcyjnościami uzwojeń stojana i zawsze wymagają

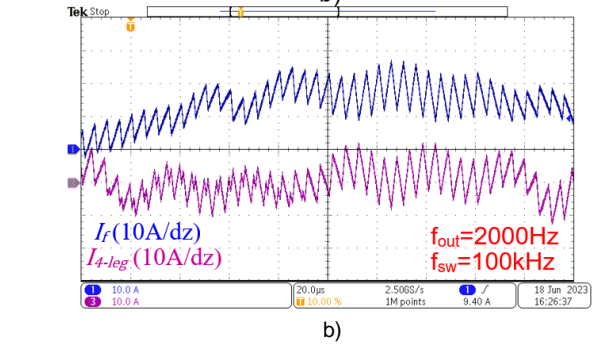
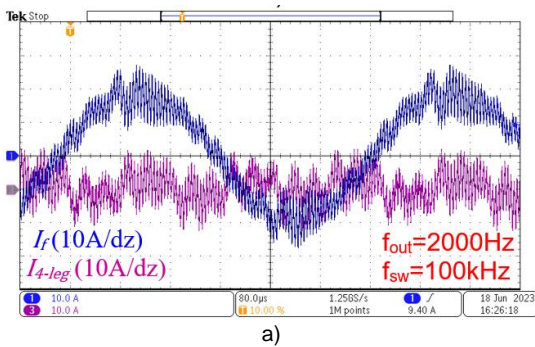
stosowania na wyjściu falownika filtra LC. Stąd zastosowanie czwartej gałęzi i metody modulacji z eliminacją napięcia CM może być bardziej atrakcyjne ekonomicznie niż zastosowanie wymaganego przy dużych częstotliwościach przełączeń >100 kHz bardzo dużego i kosztownego dławika CM. Jednocześnie zapewnia to możliwość uzyskania bardziej kompaktowej konstrukcji napędu wysokoobrotowego, co jest wymogiem w systemach ogniw paliwowych. Modulacja CMRM [14], [15] jest rozwinięciem metody modulacji *Active Zero State PWM* (AZSPWM) [16], [17], wykorzystującej określone kombinacje wektorów aktywnych zamiast wektorów zerowych, w zastosowaniu do falownika czterogałęziowego. Sterowanie czwartą gałęzią w metodzie czterogałęziowej AZSPWM polega na tym, że jeżeli załączone są dwa górne tranzystory i jeden dolny to w czwartej gałęzi załączany jest tranzystor dolny. Jeżeli załączone są dwa dolne tranzystory i jeden górny to załączany jest tranzystor górny.

Na rysunku 10 przedstawiono przebiegi prądu I_r falownika SiC przed filtrem oraz prądu silnika I_m i napięcia silnika U_m za filtrem sinusoidalnym LC w badanym napędzie wysokoobrotowym z silnikiem indukcyjnym 6,3 kW przy prędkości obrotowej silnika wynoszącej 60 000 obr/min ($f_{out} = 2000$ Hz). Na rysunkach 10a oraz 10b przedstawiono przebiegi w układzie z 3-gałęziowym falownikiem SiC sterowanym klasyczną metodą SVPW z zainstalowanym dużym dławikiem CM, $L_{CM} = 45$ mH dla silnika nieobciążonego (Rys. 10a) oraz obciążonego (Rys. 10b). Na rysunkach 10c oraz 10d przedstawiono przebiegi w układzie z 4-gałęziowym falownikiem SiC sterowanym metodą modulacji CMRM, bez dławika CM dla silnika nieobciążonego (Rys. 10c) oraz obciążonego (Rys. 10d). Na rysunku 11 przedstawiono przebiegi prądu I_r gałęzi fazowej 4-gałęziowego falownika SiC oraz prądu czwartej gałęzi I_{4-leg} przy sterowaniu z modulacją CMRM, przy prędkości obrotowej silnika 60 000 obr/min. Jak widać na rysunku 11b, wartość tętnień prądu I_{4-leg} jest zmienna w okresie podstawowej harmonicznej prądu. Częstotliwość przełączeń tranzystorów w niektórych sektorach (dwóch na sześć sektorów) wektora napięcia jest trzykrotnie wyższa osiągając 300 kHz, co wynika z właściwości modulacji CRRM [14].





Rys. 10. Przebiegi prądu I_f falownika SiC, prądu silnika I_m oraz napięcia międzyprzewodowego U_m za filtrem sinusoidalnym przy prędkości 60 000 obr/min ($f_{out} = 2$ kHz): falownik SiC 3-gięziowy z modulacją SVPWM i dławikiem $L_{CM} = 45$ mH przy biegu jałowym (a) i obciążonym silniku (b); falownik 4-gięziowy z modulacją CMRM (bez dławika L_{CM}) przy biegu jałowym (c) i przy obciążeniu (d)

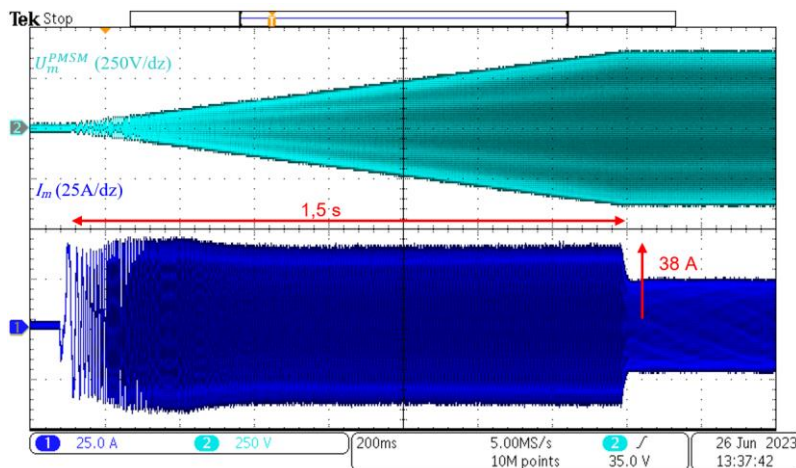


Rys. 11. Przebiegi prądu I_f gałęzi fazowej 4-gięziowego falownika SiC oraz prądu czwartej gałęzi I_{4-leg} przy sterowaniu z modulacją CMRM (bez dławika L_{CM}) przy prędkości obrotowej silnika 60 000 obr/min (a); zarejestrowana występująca w niektórych sektorach zwiększona częstotliwość przełączeń czwartej gałęzi (b)

Stanowisko badawcze z rysunku 6 nie było wyposażone w bezpośredni pomiar prędkości obrotowej. Pośrednio prędkość obrotową wyznaczono dokonując pomiaru częstotliwości generowanego napięcia silnika HS-PMSM, znajdującego się na wspólnym wale z badanym silnikiem indukcyjnym i stanowiącego jego obciążenie. Na rysunku 12 przedstawiono przebieg napięcia międzyfazowego U_m^{PMSM} oraz prądu badanego wysokoobrotowego silnika indukcyjnego I_m , podczas rozruchu od zerowej prędkości do prędkości bliskiej 60 000 1/min w czasie 1,5 s. Amplituda zmierzonego napięcia U_m^{PMSM} po zakończeniu rozruchu wyniosła 374 V. Amplituda prądu I_m osiągnęła wartość około 38 A, co jest wartością około 35 % wyższą od wartości amplitudy prądu znamionowego (20A).

Wnioski

Napędy z silnikami wysokoobrotowymi zawsze wymagają zastosowania wyjściowego filtra LC, co zapewnia istotne zmniejszenie strat w stojanie oraz przeciwdziała niekorzystnym zjawiskom falowym i przepięciom w kablu zasilającym silnik. Czynniki to zasadnym zastosowanie w napędach wysokoobrotowych dodatkowej, 4-tej gałęzi falownika wraz z modulacją zapewniającą eliminację napięcia CM. To z kolei pozwala wyeliminować duży i kosztowny dławik CM oraz czyni napęd bardziej kompaktowym. Jak pokazano w artykule, napęd z wysokoobrotowym silnikiem indukcyjnym zapewnia regulację prędkości obrotowej w zakresie kilkudziesięciu tysięcy obr/min, wymaganym przez nowoczesne sprężarki powietrza ogniwo paliwowych. Zastosowanie silników HS-IM, jako tańszych od silników HS-PMSM i nie wymagających trudnodostępnych magnesów ziem rzadkich, może



Rys.11. Przebieg rozruchu badanego wysokoobrotowego silnika indukcyjnego 6,3 kW od prędkości zerowej do 60 000 obr/min

przyczynić się do obniżenia ceny układów sprężarek ogniw paliwowych dużej mocy.

W [18] podano szczegółową analizę kosztu systemu ogniwa paliwowego dla zastosowań transportowych przy wolumenie produkcji 500 000 szt. rocznie. W całkowitym koszcie systemu ogniwa paliwowego C_{sys} wyodrębniono koszty 6 głównych komponentów, w tym koszt stosu ogniw paliwowych C_{stack} przy czym jako oddzielny składnik przyjęto koszt systemu zarządzania powietrzem C_{air} , zawierającego m.in. turbosprężarkę, silnik, falownik, czujnik masowego przepływu powietrza, kolektor powietrza/gazów spalinowych, czujnik temperatury powietrza, filtr powietrza w obudowie oraz przewody doprowadzające powietrze. Koszt systemu zarządzania powietrzem jest tego samego rzędu co koszt stosu ogniw paliwowych $C_{air} = 0,7 C_{stack}$. Pokazuje to, że określoną wartość dodaną produkcji i określoną marżę ze sprzedaży całego systemu można osiągnąć posiadając technologię produkcji komponentu stosu ogniw paliwowych i zakupując z rynku komponent systemu zarządzania powietrzem, jak też posiadając kompetencje w produkcji komponentu systemu zarządzania powietrzem, a zakupując z rynku od dostawcy OEM (*Original Equipment Manufacturer*) komponent w postaci stosu ogniw paliwowych. Celem autorów było pokazanie, że technologia komponentu systemu zarządzania powietrzem, zwłaszcza w zakresie napędów wysokoobrotowych turbosprężarek jest w zasięgu krajowego przemysłu. Podjęcie prób doprowadzenia do produkcji krajowej całych systemów ogniw paliwowych może stać się realne i w przyszłości doprowadzić do obniżenia ceny i szerszej dostępności systemów ogniw paliwowych.

Artykuł powstał w ramach projektu nr DEC-12/2021/RES, Program GDAŃSK TECH CORE RESEARCH FACILITIES 2023 finansowanego przez Politechnikę Gdańską.

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.

LITERATURA

- [1] Kampker A., Heimes H., Kehrer M., Hagedorn S., Reims P., Kaul O., Fuel cell system production cost modeling and analysis. *Energy Reports*, 9 (2023), 248-255
- [2] Al Assadi, i in., Challenges and Prospects of automated Disassembly of Fuel Cells for a Circular Economy. *Resources, Conservation & Recycling Advances*, 2023, 200172, 1-15
- [3] Antivachis M., Dietz F., Zwyssig C., Bortis D., Kolar, J. W., Novel high-speed turbo compressor with integrated inverter for fuel cell air supply, *Frontiers in Mechanical Engineering*, 6 (2021), 106
- [4] Jin J., Pan J., Lu Z., Wu Q., Xu L., An investigation of a high-performance centrifugal compressor with a variable map width

- enhancement slot for proton exchange membrane fuel cell systems in commercial vehicle application, *Proc. IME, Part D: Journal of Automobile Engineering*, 235 (2021), no. 1, 288-300
- [5] Zhao D., Blunier B., Gao F., Dou M., Miraoui A., Control of an ultrahigh-speed centrifugal compressor for the air management of fuel cell systems, *IEEE Trans. Ind. Applications*, 50 (2014), no. 3, 2225-2234
- [6] Zhao D., Daniel K., Blunier B., Zwyssig C., Dou M., Miraoui A., Design and control of an ultra-high speed turbo compressor for the air management of fuel cell systems, *Proc. IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, 2012, 1-6
- [7] Fröhlich P., Development of an oil free turbo compressor for mobile fuel cell applications—challenges and results, *Proc. Ersten FC³ Fuel Cell Conference*, 2019, 123-138
- [8] Liu Y., Zhao Y., Yang Q., Liu G., Li L., Gao Z., Performance study of centrifugal air compressor for proton exchange membrane fuel cell systems, *Energy Science & Engineering*, 10 (2022), no. 1, 208-218
- [9] Zhang H., Yu W., Hua W., Design and Key Technology of Oil-Free Centrifugal Air Compressor for Hydrogen Fuel Cell, *CES Trans. Electr. Machines and Systems*, 6 (2022), no. 1, 11-19
- [10] 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 Trans. Ind. Applications*, 53(2017), no. 3, 2178-2188
- [11] A. L. Julian, G. Oriti, and T. A. Lipo, Elimination of common-mode voltage in three-phase sinusoidal power converters, *IEEE Trans. Power Electron.*, 14 (1999), no. 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 Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2017 ss. 5383-5388
- [13] Julian A. L., Oriti G., Novel common mode voltage elimination methods in three-phase four-wire grid-connected inverters, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 59, nr 1, 2023, ss. 1044 – 1053
- [14] Zhao Zhao, Roberto Leidhold., Common-Mode Current Reduction PWM Technique Optimized for Four-Wire Inverter-Fed Motors, 2020 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)
- [15] Giziewski S., Adamowicz M., Krzeźmiński Z., Trójfazowy 4-gałęziowy falownik SiC w napędzie z wysokoobrotowym silnikiem indukcyjnym, *Przegląd Elektrotechniczny*, 99(2023), nr 3, 36-44
- [16] Sang-Won Yun, Jae-Hyuk Baik, Dong-Sik Kim, Ji-Yoon Yoo, A New Active Zero State PWM Algorithm for Reducing the Number of Switchings, January 2017, *Journal of Power Electronics* 17(1):88-95
- [17] Zhe Zhang, Ali M. Bazzi, Afia Semin, An Active Zero-State Switch (AZS) for Commonmode Voltage Reduction in Voltage Source Inverter (VSI) Drives, 2020 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC).
- [18] Thompson S. T., James B. D., Huya-Kouadio J. M., Houchins C., DeSantis D. A., Ahluwalia R., Papageorgopoulos D., Direct hydrogen fuel cell electric vehicle cost analysis: System and high-volume manufacturing description, validation, and outlook. *Journal of Power Sources*, 399(2018), 304-313