

Straty mocy w trójpoziomowym przekształtniku AC/DC/AC o napięciu 3,3 kV i mocy 1 MW

Streszczenie. W artykule prezentuje się wybrane zagadnienia związane ze stratami mocy w trójpoziomowym przekształtniku z diodami poziomującymi o napięciu 3,3 kV i mocy 1 MW. Zagadnienia strat mocy w przekształtniku są szczególnie ważne w zastosowaniach charakteryzujących się ograniczonym miejscem, np. w napędach elektrycznych w górnictwie podziemnym. Ograniczenie rozmiarów przekształtnika może zostać uzyskane tylko gdy rozpoznane zostaną zagadnienia cieplne w przekształtniku, w tym generacja strat mocy i przebiegi temperatury złącz elementów półprzewodnikowych.

Abstract. This paper presents selected aspects of power losses generated in a 3.3 kV three-level neutral-point clamped converter. These aspects are particularly important in some applications characterized with a limited room, for instance underground mining. The limited size of the converter can only be performed when all thermal aspects like converter generation of power losses or junction temperature distribution in all converter semiconductor devices are recognized. (**Power losses in 3.3 kV 1MW AC-DC-AC three-level NPC converter**).

Słowa kluczowe: przekształtnik trójpoziomowy NPC, napęd średniego napięcia, górnictwo podziemne, straty mocy.

Keywords: three-level neutral-point clamped converter, medium voltage drives, underground mining, power losses.

Wstęp

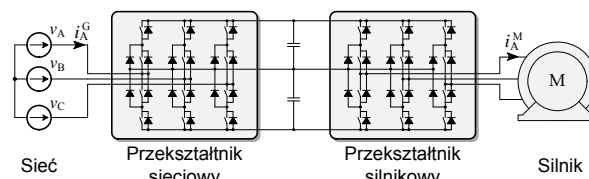
Przekształtniki wielopoziomowe od kilkunastu lat są stosowane w napędach elektrycznych średnich mocy z uwagi na to, że mają wiele korzystnych właściwości [1]. Najważniejsze spośród tych właściwości to przetwarzanie energii przy niskich stratach mocy i poprawionych parametrach jakości energii [2]. Zmniejszenie strat mocy wpływa bezpośrednio na gabaryty układu chłodzenia, zaś poprawa jakości przetwarzanej energii może przyczynić się do zmniejszenia gabarytów elementów reaktancyjnych przekształtnika lub filtrów stosowanych w otoczeniu przekształtnika. Te korzystne właściwości sprawiają, że możliwe staje się budowanie urządzeń wykorzystujących przekształtniki wielopoziomowe o mniejszych gabarytach [3], a to z kolei redukuje koszty urządzenia oraz poprawia jego właściwości eksploatacyjne. Redukcja gabarytów przekształtnika szczególnie ma znaczenie w górnictwie podziemnym, gdzie występują ograniczenia związane z szerokością i wysokością chodników podziemnych i środków transportu wewnątrz szybu kopalnianego.

Zagadnienie strat mocy w przekształtnikach wielopoziomowych jest szczególnie ważne w przypadku projektowania układu chłodzenia i obudowy przekształtnika. W literaturze światowej tematyka strat mocy w przekształtnikach wielopoziomowych jest szeroko omawiana [4]-[6], podobnie jak zagadnienia strat mocy w trójpoziomowym przekształtniku NPC [7], [8]. Istnieją też publikacje dotyczące strat mocy w nowo opracowywanych topologiach przekształtników [9], [10], które nadal bazują na topologii z diodami poziomującymi [11], albo z przyrządami półprzewodnikowymi o dużej przerwie energetycznej np. z węgla krzemu SiC [12].

Straty mocy w trójpoziomowym przekształtniku NPC generowane są nierównomiernie pomiędzy elementami półprzewodnikowymi, dlatego też opracowano topologię przekształtnika ANPC, w której zastępuje się diody poziomujące tranzystorami [13], przez co można zapewnić bardziej równomierny rozkład strat mocy niż w przekształtniku NPC. Przekształtnik ANPC wymaga jednak zastosowania większej liczby tranzystorów, dlatego zwiększa się zawodność tego rozwiązania i złożoność układu sterowania. Autorzy w artykule opisują zagadnienia strat mocy dla przekształtnika trójpoziomowego NPC o napięciu 3,3 kV i mocy 1 MW przeznaczonego do napędów elektrycznych w górnictwie podziemnym. Wybór tego przekształtnika do aplikacji uzasadnia się tym, że składa się

on ze względnie małej liczby tranzystorów, ma prostą budowę i mniej złożony układ sterowania niż w przypadku innych przekształtników wielopoziomowych. Z uwagi na zastosowanie przekształtnika w górnictwie podziemnym, jednej z bardziej wymagających gałęzi przemysłu ciężkiego, zagadnienia strat mocy przekształtnika są szczególnie istotne i dlatego ważne jest ich dokładne rozpoznanie. Wyniki uzyskane w niniejszym artykule zostały wykorzystane przy projektowaniu obwodu chłodzenia omawianego przekształtnika.

W przekształtnikach energoelektrycznych największe straty mocy występują w przyrządach półprzewodnikowych (tranzystorach IGBT i diodach). W artykule nie analizuje się strat w pozostałych elementach przekształtnika np. w dławikach i filtrach. Przedmiotem badań są straty mocy trójfazowego przekształtnika NPC o konfiguracji podwójnej (rys.1), w której wyróżniono przekształtnik sieciowy współpracujący z siecią energetyczną o międzyfazowym napięciu 3,3 kV oraz przekształtnik silnikowy zasilający silnik indukcyjny o znamionowym napięciu 3,3 kV i mocy 1 MW. Oba przekształtniki pracują w różnych warunkach i dlatego spodziewać się należy różnego rozkładu generowanych strat mocy. W przekształtnikach dużych mocy tranzystory przełączane są z niską częstotliwością, np. $f_s < 2$ kHz, która często jest mniejsza niż 1 kHz. Taki wybór podyktowany jest długimi czasami przełączania wysokonapięciowych przyrządów półprzewodnikowych stosowanych w przekształtnikach dużych mocy np. IGBT, IGCT. Z powodu niskiej częstotliwości przełączania przebiegi prądów mogą charakteryzować się dużymi tętnieniami, a to z kolei może również mieć wpływ na duże zmiany temperatur złącz elementów półprzewodnikowych przekształtnika. Z tej też przyczyny w artykule opracowano model cieplny jednej gałęzi przekształtnika, który ma na celu rozpoznanie zmian temperatury w czasie pracy przekształtnika.

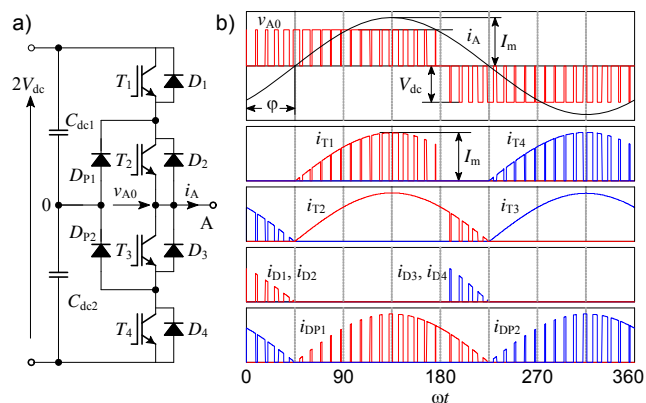


Rys.1. Trójfazowy przekształtnik trójpoziomowy NPC w konfiguracji podwójnej AC-DC-AC

Struktura artykułu została przedstawiona poniżej. W pierwszej części omówiona jest analiza strat mocy przewodzenia, następnie analiza strat przełączania w przekształtniku NPC na napięciu 3,3 kV o mocy 1 MW. Analiza ta pozwala rozpoznać najważniejsze parametry mające wpływ na straty mocy w przekształtniku NPC. W kolejnej części prezentowane są wyniki analizy całkowitych strat mocy dla dwóch przekształtników NPC pracujących w konfiguracji podwójnej AC-DC-AC (rys. 1). Pierwszym przekształtnikiem jest przekształtnik sieciowy przyłączony do sieci o napięciu 3,3 kV mający za zadanie przekazywanie mocy czynnej przy utrzymaniu współczynnika mocy bliskiego jedności. Drugim analizowanym przekształtnikiem jest przekształtnik silnikowy, który w analizie pracuje z obwodem RL modelującym silnik asynchroniczny. W celu wyznaczenia całkowitych strat mocy w obu przekształtnikach przedstawiono warunki ich pracy. W kolejnej części artykułu przedstawiono porównanie wyników analizy strat mocy z wynikami uzyskanymi symulacyjnie w modelach symulacyjnych przekształtników NPC opracowanych w programie GeckoCIRCUITS. Opracowane modele symulacyjne rozbudowane zostały o model cieplny przekształtnika pozwalający określić przebiegi temperatury łącz wszystkich elementów półprzewodnikowych przekształtnika NPC. Wyniki przedstawiające temperatury łącz elementów półprzewodnikowych w stanie pracy ustalonej przedstawiono dla pracy w warunkach znamionowych i przy przeciążeniu dwukrotnie większą mocą. W kolejnej części artykułu zaprezentowano dobór typu tranzystorów do budowy przekształtnika NPC o konfiguracji podwójnej. Porównano moduły dwóch producentów elementów półprzewodnikowych, określono dla nich całkowite straty mocy dla trójfazowego silnikowego przekształtnika NPC oraz wyznaczono sprawność przekształtnika w funkcji mocy odbiornika.

Straty mocy przewodzenia w przekształtniku NPC

Straty mocy przewodzenia są efektem przewodzenia prądu przez dany przyrząd półprzewodnikowy przekształtnika NPC (rys.2.a). Straty te zależą od charakterystyki przewodzenia przyrządu, którą na potrzeby analizy aproksymuje się funkcją odcinkowo-liniową za pomocą progowego napięcia przewodzenia V_{T0} lub V_{D0} i rezystancji dynamicznej r_T lub r_D . Wartość strat mocy zależy również od parametrów pracy przekształtnika tj. amplitudy prądu wyjściowego (po stronie ac) I_m , głębokości modulacji m_a oraz kąta przesunięcia fazowego φ mierzonego pomiędzy podstawową harmoniczną napięcia i prądu wyjściowego jak pokazano na rysunku 2.b.



Rys.2. Przekształtnik NPC: a) schemat jednej fazy z oznaczeniami elementów składowych, b) przebiegi napięcia i prądu wyjściowego v_{A0} , i_A oraz prądów wszystkich tranzystorów i diod przekształtnika

W artykule przyjmuje się, że przekształtnik pracuje z wykorzystaniem sinusoidalnego sygnału modulującego i metody modulacji szerokości impulsów z trójkątnymi sygnałami nośnymi [14]. Na podstawie przebiegów prądów poszczególnych przyrządów przekształtnika NPC, które zaprezentowano na rysunku 2.b, oraz aproksymując charakterystyki przewodzenia przyrządów funkcjami odcinkowymi można wyznaczyć wzory całkowe służące do określenia strat mocy przewodzenia w poszczególnych przyrządach przekształtnika NPC. Rozwiązaniem wzorów całkowych przedstawiających straty przewodzenia są równania (1)-(5) [14].

$$(1) P_{\text{conT1}} = \frac{m_a I_m}{12\pi} \left\{ 3V_{T0} [(\pi - \varphi) \cos(\varphi) + \sin(\varphi)] + \dots + 2r_T I_m (1 + \cos(\varphi))^2 \right\}$$

$$(2) P_{\text{conT2}} = \frac{I_m}{12\pi} \left\{ V_{T0} [12 + 3m_a (\varphi \cos(\varphi) - \sin(\varphi))] + \dots + r_T I_m [3\pi - 2m_a (1 - \cos(\varphi))^2] \right\}$$

$$(3) P_{\text{conD}} = \frac{m_a I_m}{12\pi} \left\{ 3V_{D0} [-\varphi \cos(\varphi) + \sin(\varphi)] + \dots + 2r_D I_m [1 - \cos(\varphi)]^2 \right\}$$

$$(4) P_{\text{conDP}} = \frac{I_m}{12\pi} \left\{ V_{DP0} \left(12 + 3m_a \left[(2\varphi - \pi) \cos(\varphi) + \dots - 2\sin(\varphi) \right] \right) + \dots + r_{DP} I_m [3\pi - 4m_a (1 + \cos^2(\varphi))] \right\}$$

$$(5) \begin{aligned} P_{\text{conT4}} &= P_{\text{conT1}}, P_{\text{conT3}} = P_{\text{conT2}} \\ P_{\text{conD1}} &= P_{\text{conD2}} = P_{\text{conD3}} = P_{\text{conD4}} = P_{\text{conD}} \\ P_{\text{conDP1}} &= P_{\text{conDP2}} = P_{\text{conDP}} \end{aligned}$$

Na rysunku 3 zaprezentowano charakterystyki strat przewodzenia w poszczególnych elementach przekształtnika NPC, które zostały opisane wzorami (1)-(5). Choć prezentowane wyniki są ogólne i mogą być one użyte do opisu strat mocy zarówno przekształtnika sieciowego i silnikowego, to odpowiednimi punktami (żółty kolor) zaznaczono stany pracy odpowiadające przekształtnikowi silnikowemu. W artykule przyjęto, że przekształtnik o konfiguracji podwójnej pracuje z parametrami, które zestawiono w tabeli 1, przy czym niektóre z nich mają charakter stałych, niezmiennych podczas analizy (częstotliwość, indukcyjność dławików sieciowych, napięcia) lub parametrów znamionowych.

Tabela 1. Parametry odbiornika i analizowanego przekształtnika

Symbol	Nazwa parametru	Wartość
V_{ll}	Skuteczne napięcie międzyfazowe	3,3 kV
V_{dc}	Napięcie dc pojedynczego kondensatora	2,7 kV
$2V_{dc}$	Napięcie całego obwodu pośredniczącego	5,4 kV
P_n	Znamionowa moc odbiornika	1 MW
f_n	Znamionowa częstotliwość podstawowej harmonicznego napięcia sieci i odbiornika	50 Hz
$\cos(\varphi_n)$	Znamionowy współczynnik mocy	0,9
φ_n	Znamionowy kąt przesunięcia fazowego	0,45 rad
m_{amax}	Maksymalna głębokość modulacji	1,0
I_{mn}	Znamionowa amplituda prądu fazowego	274,9 A
f_s	Częstotliwość przełączania tranzystorów	1 050 Hz
L_{AC}	Indukcyjność dławików sieciowych	3 mH

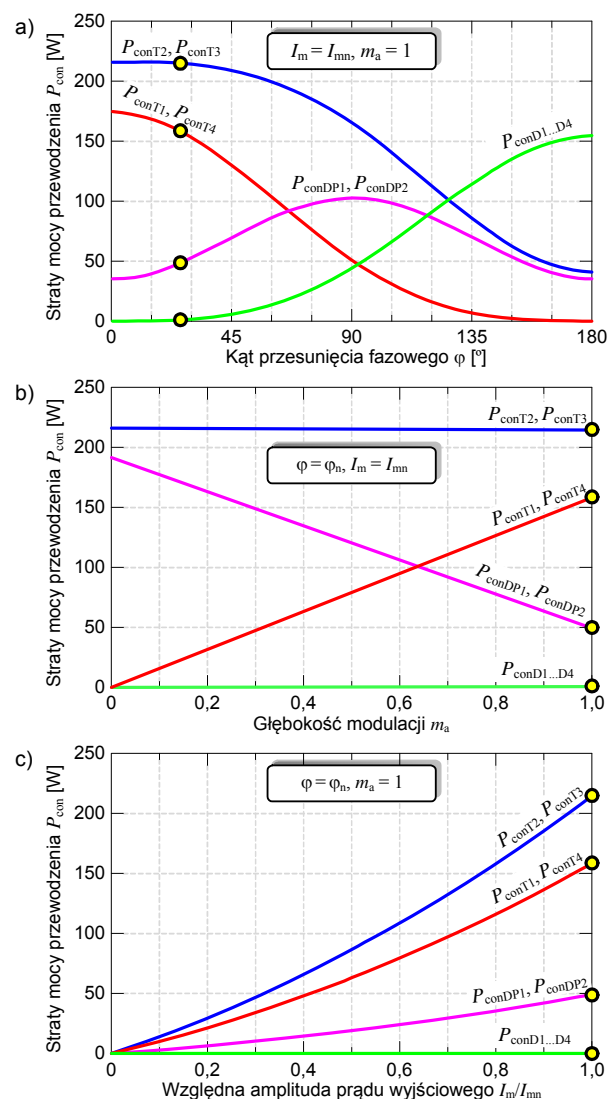
Do wyznaczenia strat mocy przewodzenia wykorzystano także parametry charakterystyk przewodzenia przyrządów półprzewodnikowych modułów IGBT MBN750H65E2 i diodowego MDM750H65E2 firmy Hitachi (tabele 2 i 3).

Tabela 2. Parametry modułu tranzystorowego MBN750H65E2

Symbol	Nazwa parametru	Wartość
V_{T0}	Napięcie progowe przewodzenia IGBT	1,51 V
V_{D0}	Napięcie progowe przewodzenia diody	1,26 V
r_T	Rezystancja dynamiczna przewodzenia IGBT	4,43 mΩ
r_D	Rezystancja dynamiczna przewodzenia diody	4,25 mΩ
E_{onT}	Strata energii załączania tranzystora przy $I_{ref} = 150$ A i $V_{ref} = 3,6$ kV	1,42 J
E_{offT}	Strata energii wyłączenia tranzystora przy $I_{ref} = 150$ A i $V_{ref} = 3,6$ kV	1,11 J
E_{recD}	Strata energii wyłączającej się diody przy $I_{ref} = 150$ A i $V_{ref} = 3,6$ kV	0,88 J

Tabela 3. Parametry modułu diodowego MDM750H65E2

Symbol	Nazwa parametru	Wartość
V_{DP0}	Napięcie progowe przewodzenia diody	1,14 V
r_{DP}	Rezystancja dynamiczna przewodzenia diody	4,86 mΩ
E_{recDP}	Strata energii wyłączającej się diody przy $I_{ref} = 150$ A i $V_{ref} = 3,6$ kV	1,03 J



Rys.3. Straty mocy przewodzenia w poszczególnych elementach jednej fazy przekształtnika NPC w funkcji: a) kąta przesunięcia fazowego φ , b) głębokości modulacji m_a oraz c) względnej amplitudy prądu wyjściowego I_m/I_{mn}

Na rysunku 3 przedstawiono charakterystyki strat mocy przewodzenia we wszystkich elementach jednej fazy przekształtnika NPC w funkcji kąta przesunięcia fazowego, głębokości modulacji i prądu odbiornika. Na rysunku 3.a charakterystyki strat mocy zaprezentowano jako funkcje kąta przesunięcia fazowego prądu odbiornika (wypływającego z przekształtnika do odbiornika - tak jak dla przekształtnika silnikowego i_A^M). Straty te są przedstawione dla prądu odbiornika o znamionowej amplitudzie $I_{mn} = 274,9$ A i maksymalnej głębokości modulacji $m_a = 1$. Większe straty mocy przewodzenia występują w tranzystorach wewnętrznych (T_2 i T_3), a mniejsze generowane są w tranzystorach zewnętrznych T_1 i T_4 . Wiąże się to z tym, że tranzystor wewnętrzny górnej lub dolnej gałęzi przewodzi lub jest przełączany, podczas gdy tranzystor zewnętrzny danej grupy jest przełączany lub wyłączony. Straty przewodzenia w diodach D_1-D_4 są minimalne dla $\varphi = 0^\circ$, a największe gdy $\varphi = 180^\circ$. Oznacza to, że gdy przekształtnik pracuje jak falownik obciążony odbiornikiem rezystancyjnym, straty przewodzenia diod są zerowe, zaś dla przekształtnika sieciowego, w którym współczynnik mocy jest maksymalny, straty w diodach będą maksymalne. Straty generowane w diodach poziomujących są największe dla przekształtnika pracującego przy przesyle mocy biernej. Straty przewodzenia zależą też od głębokości modulacji m_a (rys. 3.b) przy czym znaczny wpływ występuje dla strat przewodzenia w tranzystorach zewnętrznych T_1 i T_4 oraz diod poziomujących. Dla diod D_1-D_4 znacznego wpływu głębokości modulacji na straty przewodzenia się nie obserwuje, jednak wynika to z tego, że na rysunku 3.b przedstawiono straty dla niewielkiego kąta $\varphi = \varphi_n$. Straty mocy przewodzenia we wszystkich elementach rosną wraz ze wzrostem amplitudy prądu wyjściowego I_m (rys. 3.c). Dokładne wyniki strat przewodzenia w poszczególnych elementach przekształtnika silnikowego pracującego w warunkach pracy znamionowej zestawiono w tabeli 4.

Straty mocy przełączania

W przekształtnikach dużej mocy największy udział w stratach mocy mają straty przełączania, które są proporcjonalne do częstotliwości przełączania f_s . Straty mocy przełączania w tranzystorach P_{swT} i diodach P_{swD} przekształtnika NPC opisano wzorami (6)-(10), które uzyskano przy założeniu liniowej zależności strat przełączania od prądu jaki dany przyrząd przewodzi oraz dzięki uśrednieniu jego wartości w czasie przewodzenia danego przyrządu (rys. 2.b) [14].

$$(6) P_{swT1} = P_{swT4} = f_s E_{swT} \frac{I_m}{I_{ref}} \frac{V_{dc}}{V_{ref}} \left(\frac{1}{2\pi} (1 + \cos(\varphi)) \right)$$

$$(7) P_{swT2} = P_{swT3} = f_s E_{swT} \frac{I_m}{I_{ref}} \frac{V_{dc}}{V_{ref}} \left(\frac{1}{2\pi} (1 - \cos(\varphi)) \right)$$

$$(8) P_{swD1} = P_{swD4} = f_s E_{swD} \frac{I_m}{I_{ref}} \frac{V_{dc}}{V_{ref}} \left(\frac{1}{2\pi} (1 - \cos(\varphi)) \right)$$

$$(9) P_{swD2} = P_{swD3} = 0$$

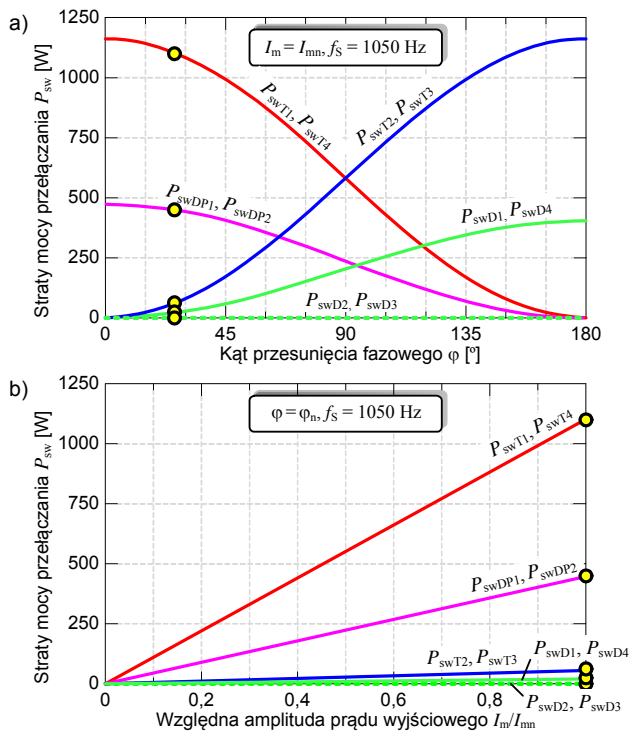
$$(10) P_{swDP1} = P_{swDP2} = f_s E_{swDP} \frac{I_m}{I_{ref}} \frac{V_{dc}}{V_{ref}} \left(\frac{1}{2\pi} (1 + \cos(\varphi)) \right)$$

gdzie: $E_{swT} = E_{onT} + E_{offT}$, $E_{swD} = E_{recD}$, $E_{swDP} = E_{recDP}$ - straty energii w jednym cyklu przełączania dla tranzystora, diody i diody poziomującej, V_{dc} - połowa napięcia obwodu dc przekształtnika, I_{ref} , V_{ref} - wartości prądu i napięcia dla których wykonano pomiary strat energii.

W analizowanym przekształtniku częstotliwość przełączania równa jest $f_s = 1050$ Hz i została dobrana na drodze kompromisu pomiędzy szybkością przełączania tranzystorów, a parametrami jakości wytwarzanego przez przekształtnik napięcia ac i prądu wyjściowego.

Na rysunku 4 przedstawiono charakterystyki strat mocy przełączania w poszczególnych elementach przekształtnika NPC w funkcji kąta przesunięcia fazowego φ oraz względnej amplitudy prądu wyjściowego I_m/I_{mn} . Dla małych kątów przesunięcia fazowego ($\varphi \rightarrow 0$) największe straty przełączania występują w tranzystorach zewnętrznych T_1 i T_4 . Wraz ze wzrostem kąta przesunięcia fazowego straty w tranzystorach zewnętrznych maleją, a rosną w tranzystorach wewnętrznych T_2 i T_3 . Maksymalne straty przełączania w tranzystorach wewnętrznych występują w przypadku, gdy $\varphi = 180^\circ$ a więc gdy przekształtnik pracuje jak prostownik PWM z jednostkowym współczynnikiem mocy. Obserwując na rysunku 4.a charakterystyki strat przełączania w tranzystorach, można zauważyć, że suma wszystkich strat jest stała i nie zależy od kąta przesunięcia fazowego φ . Jest to ważna obserwacja, ponieważ w analizowanym przekształtniku straty przełączania w tranzystorach są nawet pięciokrotnie większe od strat przewodzenia ($1104,2$ W / $214,7$ W ≈ 5). Straty przełączania w diodach związane są ze stratami powstającymi przy odzyskiwaniu zdolności zaporowych diod. Straty przełączania w diodach poziomujących są maksymalne dla kąta $\varphi = 0$, a minimalne gdy $\varphi = 180^\circ$, odwrotnie zachowują się straty w diodach zewnętrznych D_1 i D_4 . Straty wyłączenia diod D_2 i D_3 zawsze są równe zero. Charakterystyki strat przełączania w funkcji amplitudy prądu wyjściowego I_m/I_{mn} dla poszczególnych przyrządów półprzewodnikowych jednej fazy przekształtnika NPC przedstawiono na rysunku 4.b. Zgodnie ze wzorami (6)-(10) charakterystyki te są funkcjami liniowymi.

Analizując wzory (6)-(10) można dodatkowo zauważyć, że głębokość modulacji bezpośrednio nie wpływa na straty przełączania P_{sw} .



Rys.4. Straty mocy przełączania przyrządów półprzewodnikowych jednej fazy przekształtnika NPC w funkcji: a) kąta przesunięcia fazowego φ , b) względnej amplitudy prądu wyjściowego I_m/I_{mn}

Całkowite straty mocy w przekształtniku NPC

W rozdziale tym prezentuje się całkowite straty mocy P_{tot} przekształtnika NPC o mocy 1 MW i napięciu 3,3 kV. Całkowite straty mocy są sumą strat mocy przewodzenia i przełączania i w niniejszej analizie są prezentowane w funkcji mocy odbiornika P zmieniającej się w zakresie od 0 do znamionowej mocy $P_n = 1$ MW. Analizuje się straty obu przekształtników NPC tj. przekształtnika silnikowego i sieciowego, które tworzą przekształtnik podwójny AC-DC-AC (rys. 1). Dodatkowo zakłada się, że przekształtnik silnikowy obciążony jest odbiornikiem o charakterze rezystancyjno-indukcyjnym cechującym się stałą wartością prądu biernego. Podczas zmian mocy odbiornika przekształtnik silnikowy wytwarza napięcie wyjściowe ac charakteryzujące się stałą amplitudą i częstotliwością podstawowej harmonicznej, które równe są wartościom znamionowym ($V_{ll} = 3,3$ kV i $f_n = 50$ Hz). Utrzymanie znamionowej amplitudy napięcia wyjściowego odpowiada pracy przekształtnika ze stałą wartością głębokości modulacji $m_a = 1$. Takie założenia pracy przekształtnika pozwalają odwzorować sytuację, w której przekształtnik silnikowy obciążony jest silnikiem pracującym ze zmiennym momentem mechanicznym. Z uwagi na utrzymanie znamionowej amplitudy podstawowej harmonicznej napięcia wyjściowego, składowa bierna prądu I_{bm} (11) odpowiada prądowi magnesującemu silnika i może być określona na podstawie znamionowych warunków pracy odbiornika, dla którego współczynnik mocy $\cos(\varphi_n) = 0,9$ oraz znamionowej amplitudy składowej czynnej prądu I_{czmn} określonej wzorem (11).

$$(11) \quad I_{bm} = I_{czmn} \tan(\varphi_n) = 119,3 \text{ A}$$

$$(12) \quad I_{czmn} = \frac{\sqrt{2} P_n}{\sqrt{3} V_{ll}} = 247,4 \text{ A}$$

gdzie: V_{ll} – skuteczne napięcie międzyfazowe na wyjściu przekształtnika $V_{ll} = 3,3$ kV.

W analizie całkowitych strat mocy P_{tot} w przekształtniku silnikowym wpływające na te straty parametry, jak amplituda prądu I_m oraz kąt przesunięcia fazowego φ , są zależne od mocy odbiornika P zgodnie ze wzorami (13) i (14). Głębokość modulacji nie zależy od mocy i wynosi $m_a^M = 1$.

$$(13) \quad I_m^M(P) = \sqrt{I_{czmn}^2 + I_{bm}^2} = \sqrt{\frac{2}{3} \frac{P_n}{V_{ll}}} \sqrt{\left(\frac{P}{P_n}\right)^2 + \tan^2(\varphi_n)}$$

$$(14) \quad \varphi^M(P) = \arctan\left(\frac{I_{bm}}{I_{czmn}}\right) = \arctan\left(\frac{P_n}{P} \tan(\varphi_n)\right)$$

gdzie: I_{czmn} – amplituda składowej czynnej prądu (15)

$$(15) \quad I_{czmn} = \frac{\sqrt{2} P}{\sqrt{3} V_{ll}}$$

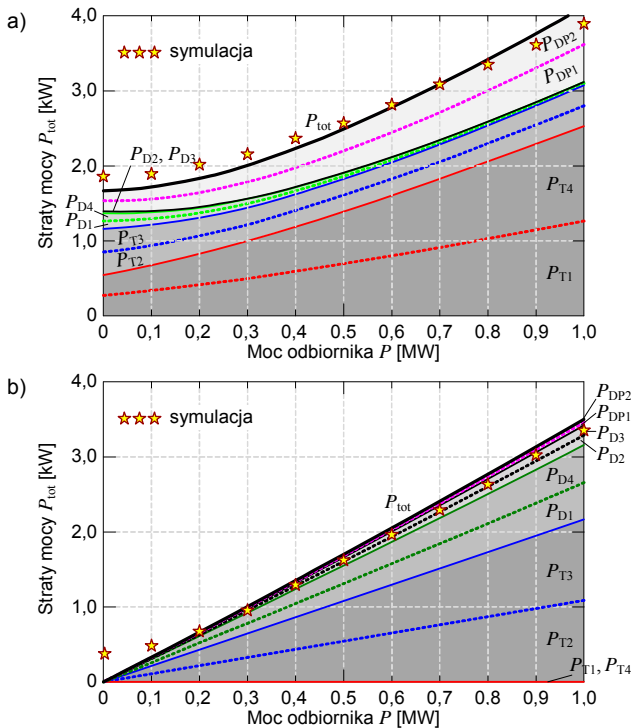
W przekształtniku sieciowym amplituda prądu sieciowego jest proporcjonalna do mocy odbiornika (przy nieuwzględnieniu strat mocy obu przekształtników NPC), a kąt przesunięcia fazowego prądu względem podstawowej harmonicznej napięcia przekształtnika jest zmienny w taki sposób, aby kąt przesunięcia fazowego prądu względem napięcia sieci był równy zero. Kąt przesunięcia fazowego φ^G określa się dla strzałkowania prądu wpływającego z przekształtnika. To oznacza, że przy poborze mocy czynnej

z sieci kąt φ^G będzie w przybliżeniu równy 180° . Dokładną jego wartość przy zmianach mocy P określa się na podstawie wzoru (17), gdzie uwzględniono konieczność wytworzenia w napięciu przekształtnika składowej napięcia dławików sieciowych L_{AC} .

$$(16) \quad I_m^G(P) = I_{czm} \left(\frac{P}{P_n} \right)$$

$$(17) \quad \varphi^G(P) = 180^\circ - \arctan \left(\sqrt{\frac{3}{2}} \frac{\omega L_{AC} I_m^G(P)}{V_{ll}} \right)$$

W celu poszerzenia zakresu regulacji amplitudy napięcia wyjściowego w przekształtniku sieciowym stosuje się sygnały modulujące ze składową zerową np. z trzecią harmoniczną. W niniejszej analizie przyjmuje się, że sygnały modulujące nadal są sinusoidalne, a głębokość modulacji ma maksymalną wartość $m_a^G = 1$. Takie założenie znacząco upraszcza analizę strat mocy bez znaczącego wpływu na uzyskane wyniki [15]. Wyniki całkowitych strat mocy dla obu przekształtników NPC w funkcji mocy odbiornika P przedstawiono na rysunku 5 z rozdziałem na poszczególne przyrządy półprzewodnikowe.



Rys.5. Całkowite straty mocy oraz udział mocy poszczególnych przyrządów półprzewodnikowych w funkcji mocy wyjściowej jednej fazy przekształtnika NPC: a) silnikowego, b) sieciowego

Największa różnica pomiędzy całkowitymi stratami mocy w przekształtniku sieciowym i silnikowym polega na tym, że przy bardzo małych mocach odbiornika w przekształtniku sieciowym straty są znacznie mniejsze niż straty w przekształtniku silnikowym. Dodatkowo największe straty mocy w przekształtniku silnikowym występują w tranzystorach zewnętrznych T_1 i T_4 , podczas gdy w przekształtniku sieciowym największe straty występują w tranzystorach wewnętrznych T_2 i T_3 . Większe straty dla diod zewnętrznych D_1 i D_4 występują w przekształtniku sieciowym, podobnie jest ze stratami w diodach wewnętrznych D_2 i D_3 . W przekształtniku silnikowym straty

mocy w diodach poziomujących D_{P1} i D_{P2} są większe niż w przekształtniku sieciowym, co też można było zaobserwować na rysunku 4.a przy $\varphi \rightarrow 0$.

Na obu rysunkach 5 zaznaczono oprócz wyników analitycznych wyniki wykonanej symulacji w programie GeckoCIRCUITS. Można zauważyć, że dla małych mocy odbiornika całkowite straty mocy w obu przekształtnikach NPC są większe w symulacji niż wynika to z analizy teoretycznej. Dzieje się tak dlatego, że w analizie przyjęto, że prądy przekształtnika są sinusoidalne bez składowych związanych z przełączaniem tranzystorów. Wpływ tych składowych na straty mocy szczególnie jest widoczny przy małych amplitudach prądu wyjściowego ac. Pozostałe różnice w stratach mocy pomiędzy wynikami symulacji, a wynikami analizy teoretycznej są spowodowane tym, że w analizie teoretycznej charakterystyki strat energii aproksymowane są funkcjami liniowymi, podczas gdy w programie GeckoCIRCUITS charakterystyki strat energii tranzystorów i diod są dokładnie odwzorowywane zgodnie z charakterystykami zaczerpniętymi z ich kart katalogowych.

W tabelach 4 i 5 prezentowane są wyniki strat mocy dla obu przekształtników NPC pracujących przy znamionowej mocy odbiornika $P = 1$ MW z rozdziałem na poszczególne elementy przekształtnika. Tak jak to zostało wykazane za pomocą wzorów dla poszczególnych par tranzystorów i diod straty mocy są w nich takie same np. w tranzystorach zewnętrznych T_1 i T_4 generowane są te same straty mocy. W tabeli prezentowane są wyniki strat mocy tylko jednego przyrządu.

Tabela 4. Straty mocy w jednej fazie przekształtnika silnikowego obciążonego mocą znamionową $P = 1$ MW

Przyrząd	Analiza			Symulacja		
	P_{con} [W]	P_{sw} [W]	ΣP [W]	P_{con} [W]	P_{sw} [W]	ΣP [W]
T_1 i T_4	158,5	1 104,2	1 262,7	161,5	1 025,2	1 186,7
T_2 i T_3	214,7	58,1	272,8	217,8	103,0	320,8
D_1 i D_4	1,0	20,2	21,1	1,0	33,3	34,3
D_2 i D_3	1,0	0,0	1,0	1,0	0,0	1,0
D_{P1} i D_{P2}	49,0	449,5	498,5	49,5	356,8	404,8
wszystkie	848,4	3 264,0	4 112,4	861,6	3 033,6	3 895,2

Tabela 5. Straty mocy w jednej fazie przekształtnika sieciowego obciążonego mocą znamionową $P = 1$ MW

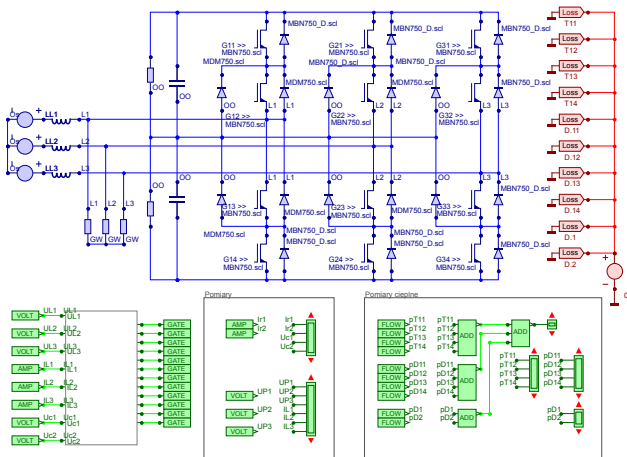
Przyrząd	Analiza			Symulacja		
	P_{con} [W]	P_{sw} [W]	ΣP [W]	P_{con} [W]	P_{sw} [W]	ΣP [W]
T_1 i T_4	0,0	1,9	2,0	0,0	42,3	42,3
T_2 i T_3	36,3	1 044,1	1 080,5	38,1	986,1	1 024,1
D_1 i D_4	132,7	363,2	495,9	136,2	283,6	419,8
D_2 i D_3	132,7	0,0	132,7	136,2	0,0	136,2
D_{P1} i D_{P2}	31,0	0,8	31,8	33,0	19,2	52,1
wszystkie	665,3	2 820,1	3 485,4	686,9	2 662,3	3 349,1

Wyniki analizy strat mocy prezentowane w tabelach 4 i 5 można uznać za zbliżone z wynikami uzyskanymi za pomocą modelu symulacyjnego przekształtnika w programie GeckoCIRCUITS. Z uwagi na brak uwzględnienia składowej prądu związanej z przełączeniami tranzystorów oraz aproksymacją charakterystyk strat energii przełączania funkcjami liniowymi większe błędy w wyznaczeniu strat mocy występują w metodzie analitycznej. Z tej też przyczyny w dalszej części artykułu prezentowane wyniki są wynikami uzyskanymi na drodze symulacji w programie GeckoCIRCUITS. Należy jednak dodać, że dzięki analizie teoretycznej zagadnienie strat mocy w przekształtniku sieciowym i silnikowym ma większe walory ogólności.

Modele symulacyjne przekształtnika NPC

W celu określenia strat mocy w przekształtniku NPC AC-DC-AC sporządzono w programie GeckoCIRCUITS dwa modele symulacyjne przekształtników NPC. Pierwszy

model to model przekształtnika sieciowego, który został obciążony odbiornikiem rezystancyjnym po stronie obwodu dc (rys. 6), a drugim modelem jest model przekształtnika silnikowego obciążonego obwodem RL. Parametry odbiorników R i RL są zmienne wraz ze zmianą mocy P obciążającej przekształtnik. Model przekształtnika sieciowego został zaprezentowany na rysunku 6, w podobny sposób skonstruowano model z przekształtnikiem silnikowym [16].



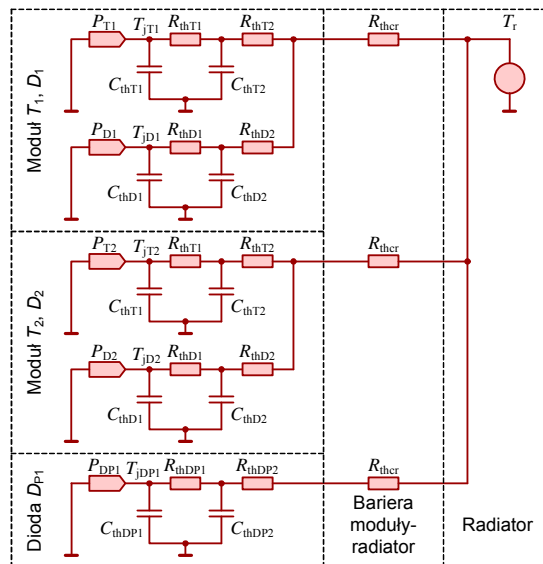
Rys.6. Model symulacyjny sieciowego przekształtnika NPC wykonany w programie GeckoCIRCUITS obejmujący obwody elektryczne (kolor niebieski), sterowanie (zielony) i model ciepły (brązowy)

W obu modelach przyjęto, że temperatury złączy wszystkich przyrządów półprzewodnikowych przekształtnika wynoszą $T_j = 125^\circ\text{C}$. Takie podejście pozwala uniezależnić wyznaczone straty mocy od temperatury złącza danego elementu. Wyniki strat mocy uzyskane w opracowanych modelach zostały przedstawione w tabelach 4 i 5 oraz na rysunku 5.

Kolejnymi modelami opracowywanymi w ramach analizy strat mocy dla obu przekształtników NPC, były modele przekształtników z rozbudowanymi obwodami cieplnymi odwzorowujące impedancje cieplne poszczególnych elementów przekształtnika (rys. 7). Taki rozbudowany model cieplny pozwala na wyznaczenie temperatury złącza tranzystorów i diod obu przekształtników zarówno dla pracy w warunkach znamionowych i przy przeciążeniu. Przedstawiony na rysunku 7 model cieplny odwzorowuje górną gałąź jednej fazy przekształtnika NPC składającej się z dwóch tranzystorów T_1 i T_2 , dwóch diod D_1 i D_2 oraz jednej diody poziomującej DP_1 . Impedancja cieplna poszczególnych przyrządów została zamodelowana za pomocą struktury Cauera drugiego rzędu, w skład której wchodzi rezystancje cieplne R_{thX1} , R_{thX2} oraz pojemności cieplne C_{thX1} i C_{thX2} , gdzie przez X jest symbolem tranzystora T , diody modułu IGBT D lub diody poziomującej DP . Wartości parametrów modelu cieplnego, wyznaczono za pomocą aproksymacji średniokwadratowej charakterystyk impedancji cieplnej Z_{th} odczytanych z kart katalogowych modułu IGBT MBN750H65E2 i modułu diodowego MDM750H65E2. Wyniki zostały przedstawione w tabeli 6. W modelu cieplnym założono, że elementy przekształtnika zamontowane są na radiatorze miedzianym o stałej temperaturze $T_r = 50^\circ\text{C}$, równomiernej na całej powierzchni radiatora.

Prezentowany na rysunku 7 model cieplny może zostać użyty także jako model górnej lub dolnej gałęzi zarówno przekształtnika sieciowego i silnikowego. W tym celu w modelu cieplnym gałęzi dolnej w miejsce modelu strat

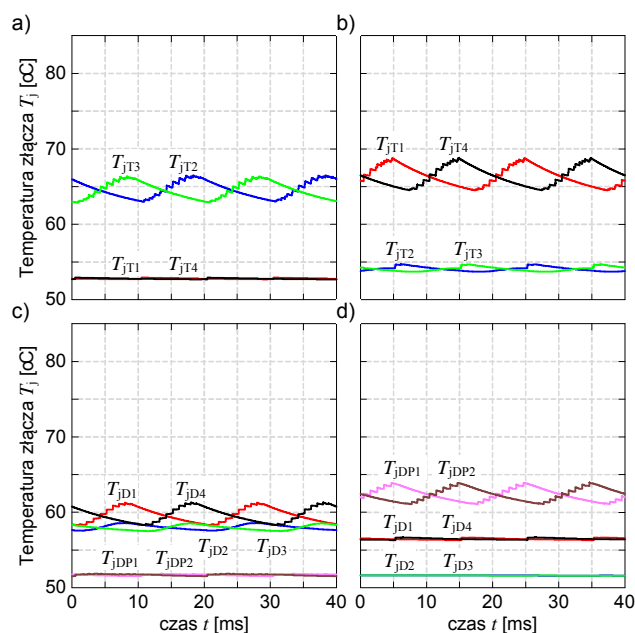
cieplnych tranzystora T_1 należy uwzględnić generowane straty mocy w tranzystorze zewnętrznym T_4 oraz zamienić straty mocy z tranzystorów T_2 na straty w tranzystorze T_3 . Podobną zamianę należałoby zrobić ze stratami w diodach D_3 - D_4 zamiast D_2 - D_1 i diodach poziomujących DP_2 zamiast DP_1 . Wyniki temperatur złączy obu przekształtników NPC dla poszczególnych przyrządów górnej gałęzi przedstawiono na rysunkach 8 i 9.



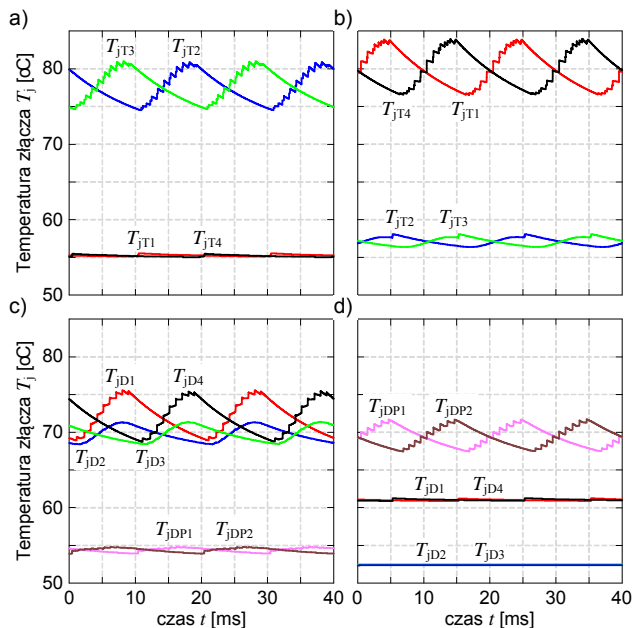
Rys.7. Schemat modelu cieplnego górnej gałęzi przekształtnika NPC ilustrujący straty mocy w dwóch tranzystorach T_1 , T_2 i diodach D_1 , D_2 oraz diodzie poziomującej DP_1 z ich impedancjami cieplnymi

Tabela 6. Parametry modelu cieplnego (rys. 7) jednej gałęzi przekształtnika NPC z modułami MBN750H65E2 i MDM750H65E2

Przyrząd X	Parametry				
	R_{thX1} [mW/K]	R_{thX2} [mW/K]	C_{thX1} [J/K]	C_{thX1} [J/K]	R_{ther} [mW/K]
T	3,707	5,293	3,296	23,583	5,000
D	6,995	10,000	1,698	13,388	
DP	7,261	9,739	1,708	16,722	



Rys.8. Temperatury złączy elementów przekształtników NPC przy pracy znamionowej o mocy 1 MW w stanie ustalonym a) i c) dla przekształtnika sieciowego, b) i d) dla przekształtnika silnikowego



Rys.9. Temperatury złącz elementów przekształtników NPC przy pracy z przeciążeniem mocą 2 MW w stanie ustalonym a) i c) dla przekształtnika sieciowego, b) i d) dla przekształtnika silnikowego

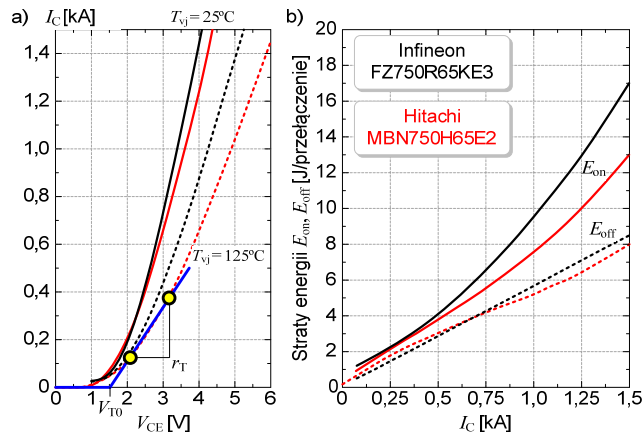
Na rysunkach 9 przedstawiono temperatury złącz wszystkich przyrządów jednej fazy obu przekształtników NPC. Wyniki uzyskano przy założeniu, że przekształtniki pracują przeciążone mocą $P = 2P_n$. Dla takich parametrów pracy obserwuje się we wszystkich przyrządach wzrost temperatury ich złącz względem pracy w warunkach obciążenia znamionowego (rys. 8). Wzrost temperatury złącz w przypadku tranzystorów T_2 - T_3 przekształtnika sieciowego lub T_1 - T_4 przekształtnika silnikowego wynosi ok. 15°C. W przypadku diod wzrost ten jest mniejszy i wynosi ok. 10°C.

Dobór tranzystorów IGBT i diod

W analizie strat mocy prezentowanej w artykule zakłada się, że do budowy przekształtnika NPC o napięciu 3,3 kV i mocy 1 MW najbardziej odpowiednimi tranzystorami są tranzystory o napięciu blokowania 6,5 kV i prądzie 750 A. Takie parametry pozwalają uzyskać wystarczająco duże współczynniki bezpieczeństwa w stanach pracy awaryjnej lub przy przeciążeniu przekształtnika.

Przy projektowaniu przekształtnika NPC rozważono moduły IGBT i diody dwóch firm: Hitachi (IGBT - MBN750H65E2, diody - MDM750H65E2) i Infineon (IGBT - FZ750R65KE3, diody - DD750S65K3). Dla modułów IGBT obu producentów na rysunku 10 przedstawiono charakterystyki przewodzenia (rys. 10.a) dla temperatury złącza równej 25°C i 125°C oraz strat energii przełączania (rys. 10.b). Na rysunku 10.a przedstawiono także sposób w jaki wyznaczono parametry takie jak napięcie progowe przewodzenia IGBT V_{T0} oraz rezystancję dynamiczną r_T używane w analizie strat mocy (tabela 2).

Na podstawie charakterystyk przewodzenia modułów IGBT (rys. 10.a) można zauważyć, że korzystniejsze właściwości mają moduły FZ750R65KE3, z kolei mniejszymi energiami przełączania (rys. 10.b) charakteryzują się moduły MBN750H65E2. Widać stąd trudność w szybkim określeniu, w których modułach mogą być generowane mniejsze straty mocy. W celu dokładniejszego określenia strat mocy w przekształtnikach NPC, wykorzystujących moduły obu producentów, stworzono w programie GeckoCIRCUITS modele symulacyjne silnikowego trójfazowego przekształtnika NPC.

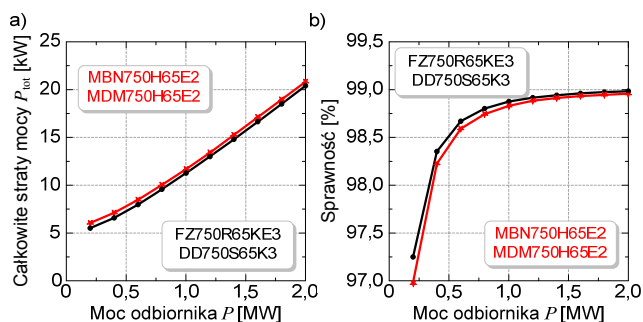


Rys.10. Charakterystyki tranzystorów porównywanych modułów IGBT typu FZ750R65KE3 i MBN750H65E2 a) charakterystyki przewodzenia dla dwóch temperatur złącza $T_{vj} = 25^\circ\text{C}$ i 125°C i b) charakterystyki strat energii załączania tranzystorów E_{on} i ich wyłączenia E_{off}

Na podstawie badań symulacyjnych wyznaczono całkowite straty przekształtników trójfazowych, których wyniki zamieszczono w tabeli 7 i na rysunku 11.a w postaci charakterystyki w funkcji mocy odbiornika przy stałym poborze prądu biernego tak jak we wcześniejszych analizach.

Tabela 7. Porównanie strat mocy trójfazowego przekształtnika NPC zbudowanego z wykorzystaniem modułów firmy Hitachi (MDM750H65E2 i MDM750H65E2) oraz Infineon (FZ750R65KE3 i DD750S65K3) dla mocy odbiornika z zakresu od 0 do 2 MW

Moc odbiornika [MW]	Przekształtnik trójfazowy z tranzystorami Hitachi		Przekształtnik trójfazowy z tranzystorami Infineon	
	P_{tot} [W]	η [%]	P_{tot} [W]	η
0,2	6 041	97,0	5 502	97,2
0,4	7 100	98,2	6 587	98,4
0,6	8 456	98,6	7 975	98,7
0,8	10 045	98,7	9 585	98,8
1,0	11 687	98,8	11 263	98,9
1,2	13 424	98,9	12 998	98,9
1,4	15 241	98,9	14 820	98,9
1,6	17 090	98,9	16 644	99,0
1,8	18 961	98,9	18 497	99,0
2,0	20 822	99,0	20 383	99,0



Rys.11. Charakterystyki strat mocy trójfazowego przekształtnika NPC zbudowanych z różnych modułów IGBT w funkcji mocy odbiornika a) charakterystyki całkowitych strat mocy i b) sprawności

Na podstawie charakterystyk energetycznych przedstawionych na rysunku 11 można zauważyć, że moduły IGBT i diodowe obu producentów dają zbliżone wyniki strat mocy, przy czym niższe całkowite straty mocy występują dla przekształtnika zbudowanego z modułów firmy Infineon. Straty mocy w przekształtniku z modułami

firmy Hitachi w zakresie mocy odbiornika od 0 do 2 MW są wyższe od strat w modułach firmy Infineon. Dopiero przy mocy $P > 2,5$ MW moduły firmy Hitachi pozwalają uzyskać mniejsze straty niż moduły firmy Infineon. Należy podkreślić, że uzyskane wyniki mogą być różne przy innej konfiguracji parametrów przekształtnika, szczególnie przy innej częstotliwości przełączania tranzystorów f_s .

Podsumowanie

W artykule przedstawiono analizę teoretyczną strat mocy generowanych w przekształtnikach NPC przekształtnika AC-DC-AC w konfiguracji podwójnej. Przedstawione wzory analityczne określające straty mocy pozwalają lepiej zrozumieć jaki na nie mają wpływ parametry pracy przekształtnika. Straty mocy generowane w obu przekształtnikach NPC dokładniej są wyznaczone w modelu symulacyjnym. Wiąże się to z tego, że w każdym punkcie symulacji uwzględniane są zaktualizowane parametry charakterystyk przewodzenia i strat energii określone na podstawie kart katalogowych przyrządów. Dodatkowo dużą zaletą modeli symulacyjnych opracowanych w programie GeckoCIRCUITS jest możliwość sprzęgnięcia w nich obwodu elektrycznego z modelem cieplnym, co następnie pozwala na wyznaczenie przebiegów temperatur złącz poszczególnych tranzystorów i diod przekształtnika.

W artykule przeprowadzono porównanie strat mocy w przekształtniku NPC o konfiguracji podwójnej AC-DC-AC wykorzystującego moduły IGBT i diodowe dwóch producentów. Porównanie charakterystyk przewodzenia i strat energii modułów obu producentów nie jest wystarczające do jednoznacznego określenia, które z nich są lepsze. Dopiero przygotowanie modeli symulacyjnych przekształtnika, z uwzględnieniem parametrów opisujących straty w zaworach, i wykonanie symulacji pozwala określić straty mocy w przekształtnikach wykorzystujących moduły obu producentów.

Artykuł został przygotowany w ramach projektu współfinansowanego ze środków Europejskiego Funduszu Rozwoju Regionalnego w ramach Programu Operacyjnego Innowacyjna Gospodarka nr POIG.01.04.00-24-099/13, pt. Dwukierunkowy przekształtnik częstotliwości średniego napięcia zintegrowany z silnikiem dużej mocy

UNIA EUROPEJSKA
EUROPEJSKI FUNDUSZ
ROZWOJU REGIONALNEGO



INNOWACYJNA
GOSPODARKA
NARODOWA STRATEGIA SPÓJNOŚCI

Autorzy: dr inż. Marcin Zygmanski, Politechnika Śląska, KENER, ul. B. Krzywoustego 2, 44-100 Gliwice, E-mail: marcin.zygmanski@polsl.pl; dr inż. Jarosław Michałak, Politechnika Śląska, KENER, ul. B. Krzywoustego 2, 44-100 Gliwice, E-mail: jaroslaw.michalak@polsl.pl; dr inż. Tomasz Biskup, ENEL-PC sp. z o.o., ul. Gen. J. Sowińskiego 3, 44-101 Gliwice, E-mail: t.biskup@enel-pc.pl; dr inż. Henryk Kołodziej, ENEL-PC sp. z o.o., ul. Gen. J. Sowińskiego 3, 44-101 Gliwice, E-mail: henryk.kolodziej@enel-pc.pl

LITERATURA

- [1] Rodríguez J., Lai J.S., Peng F.Z., Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 49 (2002), n.4, 724-738
- [2] Rodríguez J., Bernet S., Steimer P. K., Lizama I., A survey on neutral-point-clamped inverters, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 57 (2010), n.7, 2219-2230
- [3] Teichmann R., Bernet S., A comparison of three-level converters versus two-level converters for low voltage drives, traction, and utility applications, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 41 (2005), n.3, 855-865
- [4] Dargahi V., Khoshkbar-Sadigh A., Corzine K., Analytic determination of conduction power losses in flying capacitor multicell power converter, Proc. 30th IEEE APEC, (2015), 2358-2364
- [5] Rohner S., Bernet S., Hiller M., Sommer R., Modulation, Losses, and Semiconductor Requirements of Modular Multilevel Converters, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 57 (2010), n.8, 2633-2642
- [6] Zygmanski M., Grzesik B., Fulczyk M., Nalepa R., Analytical and numerical power loss analysis in modular multilevel converter, Proc. 39th IEEE IECON, (2013), 465-470
- [7] Minambres-Marcos V., Guerrero-Martinez M. A., Romero-Cadaval E., Milanés-Montero M. I., Generic Losses Model for Traditional Inverters and Neutral Point Clamped Inverters, *Elektronika IR Elektrotehnika*, 20 (2014), n.5, 84-88
- [8] Quan C., Qunjing W., Guoli L., Weidong J., Analysis and comparison of power losses in 3L-NPC inverter with SHPWM control, Proc. 15th IEEE ICEMS, (2012), 1-5
- [9] Soeiro T. B., Kolar J. W., The new high efficiency hybrid neutral-point-clamped converter, *IEEE Trans. Ind. Electron.* 60 (2013), n.5, 1919-1935
- [10] Bruckner T., Bernet S., Guldner H., The active NPC converter and its loss-balancing control, *IEEE Trans. Ind. Electron.* 52 (2005), n.3, 855-868
- [11] Nabae A., Takahashi I., Akagi H., A new neutral-point-clamped inverter, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 17 (1981), n.5, 518-523
- [12] Schweizer M., Friedli T., Kolar J. W., Comparison and implementation of a 3-level NPC voltage link back-to-back converter with SiC and Si diodes, Proc. 25th IEEE APEC (2010), 1527-1533
- [13] Jiao Y., Lu S., Lee F. C., Switching performance optimization of a high power high frequency three-level active neutral point clamped phase leg, *IEEE Trans. Power Electron.*, 29 (2014), n.7, 3255-3266
- [14] Staudt I., Wintrich A., Haddad K., Cardi V., Numerical loss calculation and simulation tool for 3L NPC converter design, Proc. PCIM (2011), 483-488
- [15] Zygmanski M., Analiza porównawcza właściwości wybranych wielopozomowych przekształtników energoelektronicznych przeznaczonych do układów kondycjonowania energii elektrycznej, Rozprawa doktorska, Politechnika Śląska, (2009)
- [16] Michałak J., Zygmanski M., Biskup T., Kołodziej H., Model przekształtnika trójpoziomowego NPC umożliwiającego zwrot energii do sieci zasilającej, *Logistyka* (2014), n.6, 7390-7399