

Przegląd metod monitorowania stanu technicznego tranzystorów mocy

Streszczenie. W artykule przedstawiono kilka metod monitorowania stanu technicznego tranzystorów mocy, które są lub mogą być wbudowane w układy przekształtnikowe. Celem artykułu jest określenie aktualnego stanu badań na ten temat. Prezentowane metody przeznaczone są do monitorowania istotnych objawów starzenia modułów mocy: rozwarstwiania struktury modułu na skutek termomechanicznego zmęczenia stopu lutowniczego, uszkodzeń połączeń drutowych wewnątrz modułu oraz degradacji izolacji bramkowej.

Abstract. This paper presents several methods for condition monitoring of power transistors that are or can be embedded in power converters. The aim of this article is to determine the current state of research on that subject. The presented methods are designed to monitor important ageing effects encountered in power modules: structure delamination as a result of thermomechanical solder fatigue, wire-bond lift-off and gate insulation degradation. **(Overview of methods for condition monitoring of the power transistors)**

Słowa kluczowe: diagnostyka, monitorowanie, tranzystory mocy, konserwacja prognozowana.

Keywords: diagnostics, monitoring, power transistors, predictive maintenance.

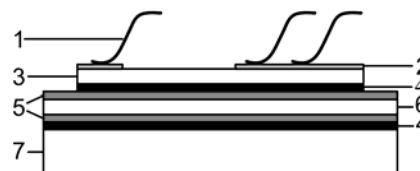
doi:10.12915/pe.2014.06.27

Wstęp

Monitorowanie stanu technicznego obiektu jest rozumiane jako przeprowadzane w czasie rzeczywistym zadanie mierzenia, przetwarzania, analizy i oceny dowolnych wielkości, będących nośnikami informacji o stanie technicznym oraz sygnalizacji sytuacji, w których stan techniczny obiektu zaczyna odbiegać od stanu normalnego [1], [2]. W wielu zastosowaniach, szczególnie komunikacyjnych, niezawodność tranzystorów stanowi kluczowy parametr podczas projektowania i eksploatacji przekształtników. Uszkodzenie układu może prowadzić do groźnych wypadków lub kosztownych przerw w pracy. Analiza uszkodzeń i ocena niezawodności tranzystorów mocy jest przedmiotem badań już od wielu lat [2] - [6]. Wraz z rozwojem wiedzy na temat mechanizmów uszkodzeń elementów półprzewodnikowych, postępowanie w technice pomiarowej i przetwarzaniu sygnałów możliwe staje się opracowanie efektywnych metod monitorowania stanu technicznego tranzystorów mocy. W artykule [2] zamieszczono przegląd metod monitorowania stanu technicznego elementów układu przekształtnikowego. Celem niniejszej pracy jest uzupełnienie stanu wiedzy przedstawionego w [2] o pominięte tam oraz najnowsze metody monitorowania stanu technicznego tranzystorów mocy.

Tranzystory mocy są wykonywane w dwóch podstawowych odmianach obudów jako elektroizolowane moduły mocy (*power module*) o jednostronnej płaszczyźnie stykowej z radiatorem lub jako przyrządy z dociskiem zewnętrznym (*press-pack*) przystosowane do współpracy z dwustronnym radiatorem. Większość metod prezentowanych w niniejszym artykule dotyczy monitorowania objawów starzenia modułów IGBT związanych z konstrukcją elektroizolowanych modułów mocy. Układy te mogą zawierać jeden lub więcej przyrządów półprzewodnikowych, których elektrody są elektrycznie izolowane od podstawy modułu służącej jedynie do odprowadzania ciepła. Poszczególne przyrządy półprzewodnikowe mogą składać się z wielu struktur półprzewodnikowych odpowiednio rozmieszczonych i połączonych. Wnętrze tranzystora mocy jest złożoną, wielowarstwową strukturą zbudowaną z kilku odpowiednio dobranych materiałów tak, aby moduł miał jak najlepsze własności mechaniczne, elektryczne i cieplne [3]. Poglądowy przekrój pojedynczej struktury półprzewodnikowej modułu mocy przedstawiono na rysunku 1. Alumińowe połączenia drutowe wewnątrz modułu mocy oraz lutowane połączenia między ceramicznym izolatorem

a podstawą modułu z jednej strony i strukturą krzemową z drugiej są elementami modułu mocy w dużym stopniu podatnymi na zmęczenie termomechaniczne [2] - [6].



Rys.1. Struktura elektroizolowanego modułu dużej mocy: 1 – drut aluminiowy, 2 – bufor antynaprężeniowy, 3 – struktura półprzewodnikowa, 4 – lutowie, 5 – miedź, 6 – izolator (AlN), 7 – podstawa modułu (AlSiC)

Powtarzające się naprężenia cieplne mogą doprowadzić do utraty mechanicznego połączenia między elektrodami doprowadzeń oraz struktur półprzewodnikowych IGBT. Oderwane lub uszkodzone połączenia drutowe powodują wzrost rezystancji, a tym samym wzrost napięcia kolektor-emitery w stanie nasycenia U_{CEsat} , zauważalny przy przepływach dużych prądów. Zgodnie z wynikami wcześniejszych badań przeprowadzonych w ramach projektu europejskiego RAPSDRA (*Reliability of Advanced high Power Semiconductor Devices for Railway Applications*), 5% wzrost napięcia U_{CEsat} , mierzonego przy odpowiednio dużym prądzie, przyjmuje się za oznakę zbliżającego się uszkodzenia modułu [2], [7]. Termomechaniczne zmęczenie stopu lutowniczego może prowadzić do rozwarstwiania struktury IGBT, które powoduje wzrost rezystancji cieplnej między złączem półprzewodnikowym a podstawą modułu (R_{thjc}). Wzrost rezystancji cieplnej o 20% uważany jest za symptom zbliżającego się uszkodzenia [2], [7].

Monitorowanie napięcia nasycenia tranzystora

W pracy [7] zaproponowano metodę testowania modułów IGBT wykorzystywanych w falownikach napięcia montowanych seryjnie w układach napędowych pociągów. W warunkach laboratoryjnych monitorowane jest napięcie nasycenia i rezystancja cieplna pomiędzy złączem a podstawą tranzystorów IGBT o parametrach 3300 V / 1200 A. Tranzystory zamontowane są w przekształtniku wykorzystywanym w układzie napędowym pociągu kursującego na pewnej wybranej trasie.

W opisywanej metodzie istotna jest znajomość temperatury struktury półprzewodnikowej T_j łącznika w

trakcie pracy, jej bezpośredni pomiar jest praktycznie niemożliwy w powszechnie stosowanych w przemyśle modułach. Jednakże T_j może być wyznaczona pośrednio poprzez wykorzystanie zależnych od temperatury wielkości elektrycznych [2]. Najczęściej w tym celu wykorzystuje się napięcie nasycenia tranzystora U_{CEsat} , napięcie progowe pomiędzy bramką a emitern U_{GE} oraz transkonduktację g_m zdefiniowaną jako stosunek dI_C / dt do dU_{GE} / dt . W opisywanej metodzie temperatura złącza wyznaczana jest na podstawie pomiaru napięcia nasycenia tranzystora U_{CEsat} (oznaczonego $U_{CEsat(l)}$) przy przepływie niewielkiego prądu. Określona w ten sposób temperatura struktury półprzewodnikowej odpowiada uśrednionej wartości temperatury wszystkich struktur półprzewodnikowych tego samego typu umieszczonych wewnątrz modułu. Zbudowano specjalny tester przekształtników, który umożliwia: (a) wymuszanie przepływu przez moduły IGBT prądu stałego o dużej wartości (700 A) i pomiar napięcia U_{CEsat} przy tym prądzie (oznaczonego $U_{CEsat(h)}$), (b) wymuszanie przepływu przez moduły IGBT prądu stałego o niewielkiej wartości (200 mA) i pomiar napięcia U_{CEsat} w celu wyznaczenia T_j przy użyciu metody pośredniej – na podstawie charakterystyki kalibracyjnej $T_j = f(U_{CEsat(l)}, I_C = 200 \text{ mA})$, (c) pomiar temperatury podstawy modułu oraz temperatury otoczenia w ustabilizowanych warunkach cieplnych.

W trakcie testu diagnostycznego napięcie nasycenia jest mierzone bezpośrednio na zaciskach modułu, prąd kolektora jest nastawiony na wartość referencyjną, a napięcie wyjściowe sterownika tranzystorowego stabilizowane. Wówczas U_{CEsat} zależy głównie od temperatury struktury półprzewodnikowej. Ze względu na tę zależność, wielkość U_{CEsat} nie może być bezpośrednio porównywana ze stałą wartością referencyjną w celu oceny czy moduł jest całkowicie sprawny. Zaproponowano odniesienie napięcia nasycenia do przyjętej temperatury referencyjnej T_{j0} , wyrażone następującą zależnością:

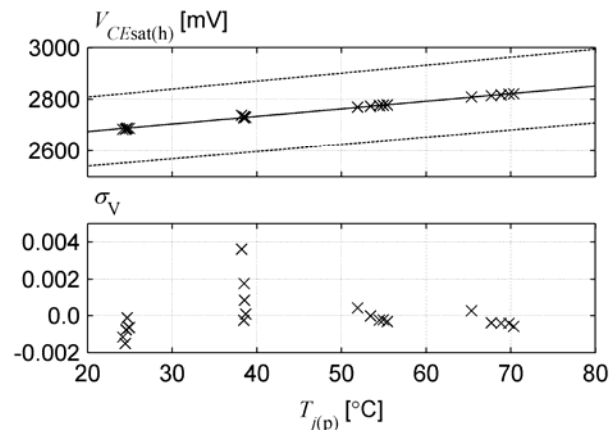
$$(1) \quad U_{CEsat0} = U_{CEsat(h)} + K_{UT}(I_C) \cdot (T_{j0} - T_j)$$

gdzie: U_{CEsat0} – napięcie nasycenia IGBT przy przepływie dużego prądu, odniesione do referencyjnej temperatury struktury półprzewodnikowej T_{j0} , K_{UT} – współczynnik kierunkowy zlinearyzowanej charakterystyki $U_{CEsat(h)} = f(T_j)$, $U_{CEsat(h)}$ – zmierzone i przetworzone napięcie nasycenia IGBT przy przepływie dużego prądu kolektora I_C i temperaturze struktury półprzewodnikowej T_j .

Na podstawie skorygowanej wartości napięcia nasycenia można określić jego przyrost, który jest wskaźnikiem degradacji połączeń drutowych. W pracy przedstawiono wyniki pomiarów U_{CEsat} dla dwóch tranzystorów zaraz po wdrożeniu metody oraz po półrocznej eksploatacji układu przekształtnikowego. Zaobserwowane zmiany parametrów były na poziomie błędów pomiarowych.

W [8] wykazano, że monitorowanie U_{CEsat} (a także R_{thjc}) może być zrealizowane bezpośrednio w układzie przekształtnikowym dużej mocy poprzez przeprowadzenie testu diagnostycznego analogicznego do przedstawionego w [7] (modyfikacja jest krótko scharakteryzowana w następnym paragrafie). W górnej części rysunku 2 przedstawiono zależność $U_{CEsat(h)} = f(T_j)$ uzyskaną na podstawie wyników przeprowadzonych badań eksperymentalnych, przerywanymi liniami zaznaczono pięcioprocentową strefę tolerancji dopuszczalnej wartości

$U_{CEsat(h)}$, której przekroczenie może być traktowane jako objaw niesprawności modułu.



Rys.2. Spadek napięcia kolektor emitern przy przepływie dużego prądu oraz błędy względne pomiaru napięcia [8]

Na podstawie uzyskanych wyników można się spodziewać, że proponowane rozwiązanie będzie w stanie wiarygodnie rozróżnić sprawny tranzystor od wykazującego pięcioprocentowy wzrost U_{CEsat} . W dolnej części rysunku 2 zamieszczono wartości błędów względnych.

W artykule [9] zaproponowano monitorowanie stanu technicznego połączeń drutowych tranzystorów IGBT i diod zwrotnych falownika napięcia pojazdu elektrycznego na podstawie pomiaru napięcia nasycenia tranzystorów i napięcia przewodzenia diod zwrotnych. W układzie laboratoryjnym zastosowano dodatkowy zasilacz prądu o dużej wartości (50 A), który docelowo miałby zostać zastąpiony poprzez generację prądu z obwodu prądu stałego. Poprzez wbudowanie do przekształtnika dodatkowego układu przekątnikowego umożliwiono przepływ prądu o dużej wartości tylko przez jeden wybrany element półprzewodnikowy, tranzystor lub diodę, aby zapewnić precyzyjny pomiar spadku napięcia na łączniku. Sekwencja testowa jest podobna do przedstawionych w [7] i [8]. Wymuszany jest przepływ dużego prądu (50 A) przez łącznik w czasie 300 μs w celu pomiaru U_{CEsat} pod koniec impulsu, a następnie w czasie 100 μs przepływ niewielkiego prądu (100 mA) w celu wyznaczenia temperatury złącza. W trakcie badań połączenia drutowe elementów półprzewodnikowych były przecinane, testowano elementy sprawne (4 połączenia drutowe) oraz z trzema, dwoma i jednym drutem łączącym strukturę półprzewodnikową z polami kontaktowymi. Sprawdzono, że spadek napięcia na tranzystorach i diodach mierzony przy niewielkim prądzie (a tym samym temperatura złącza) nie zależy od liczby połączeń drutowych. Potwierdzono także, że napięcie nasycenia zależy znacznie od niewielkich zmian napięcia wyjściowego sterownika tranzystorowego U_{GE} , spowodowanych na przykład zmianami temperatury otoczenia, iż konieczna jest jego kompensacja temperaturowa na podstawie zależności analogicznej do (1). W przypadku diod zwrotnych zależność napięcia przewodzenia od temperatury złącza jest określona wielomianem trzeciego stopnia. Zastosowany układ pomiarowy zapewnia dużą dokładność pomiaru, błędy względne pomiarów dla różnych temperatur złącza są na poziomie 0,1%. W przypadku jednego przerwanych połączenia U_{CEsat} wzrasta w przybliżeniu o 1%, dla dwóch przerwanych połączeń o 2,5% oraz o 7% dla trzech uszkodzonych połączeń. W przypadku diod spadki napięć wzrastają odpowiednio o 0,5%, 1,5% i 3%. Stan łączników

diagnozowany jest na podstawie śledzenia zmian wartości U_{CEsat} w czasie, poziomem odniesienia są wartości zmierzone dla nowych modułów.

W pracy [10] przedstawiono metodę monitorowania napięcia U_{CEsat} w trakcie testów starzeniowych polegających na cyklicznych zmianach mocy i cyklicznych zmianach temperatury. Docelowo metoda ma umożliwiać efektywne monitorowanie zmian napięcia nasycenia podczas normalnej pracy układu przekształtnikowego. Badania przeprowadzono wykorzystując jednofazowy mostek tranzystorowy z IGBT o parametrach 600 V, 200 A z włączoną indukcyjnością między gałęziami falownika. Cykliczne zmiany mocy generowane są przez wymuszanie techniką PWM sinusoidalnego prądu o częstotliwości $f_{mod} = 100$ Hz i amplitudzie przekraczającej 100 A. Okres cyklicznych zmian mocy T_{cyc} wynosi od 30 do 40 s, czas generacji prądu w okresie T_{cyc} zależy od wartości temperatury złącza, która ma zostać osiągnięta. Pojedyncza sekwencja pomiarowa składa się z czterech faz oznaczonych literami A, B, C i D. Fazą A określono przejście przez zero prądu podczas jego narastania. Wymuszany jest wówczas przepływ niewielkiego prądu (100 mA) najpierw przez górny tranzystor pierwszej gałęzi (T_{1g}), a następnie przez dolny drugiej gałęzi (T_{2d}) w celu pośredniego pomiaru temperatury złącza. W fazie B mierzone są wartości U_{CEsat} w czasie gdy prąd płynący przez tranzystory T_{1g} i T_{2d} wynosi około 100 A i nie osiągnął jeszcze wartości maksymalnej (prąd obciążenia wciąż narasta). Fazy C i D odpowiadają analogicznym sytuacjom dla ujemnej połowy sinusoidy prądu – monitorowane są wówczas tranzystory z pierwszej gałęzi – dolny (T_{1d}) i z drugiej – górny (T_{2g}). Pomiędzy chwilami pomiaru temperatury (fazy A i C), a chwilami pomiaru U_{CEsat} dla $I_C = 100$ A (fazy B i D) występuje opóźnienie około 1 ms, które zdaniem autorów może zostać pominięte, gdyż nie powoduje dużego błędu w pomiarze temperatury. Stan połączeń drutowych diagnozowany jest jedynie na podstawie pomiarów U_{CEsat} podczas których temperatura złącza była w pobliżu pewnej ustalonej wartości, w tym przypadku 125 °C. W artykule przedstawiono wstępne wyniki badań eksperymentalnych potwierdzających realizowalność tego typu pomiarów z zachowaniem odpowiedniej dokładności.

Monitorowanie rezystancji cieplnej tranzystora

Rezystancja cieplna między strukturą półprzewodnikową (złączem) a podstawą modułu (obudową) R_{thjc} w stanie cieplnie ustalonym jest zdefiniowana następująco:

$$(2) \quad R_{thjc} = \frac{T_j - T_c}{\Delta P}$$

gdzie T_j i T_c są temperaturami struktury półprzewodnikowej i podstawy modułu, a ΔP jest stratą mocy wydzielaną w tranzystorze.

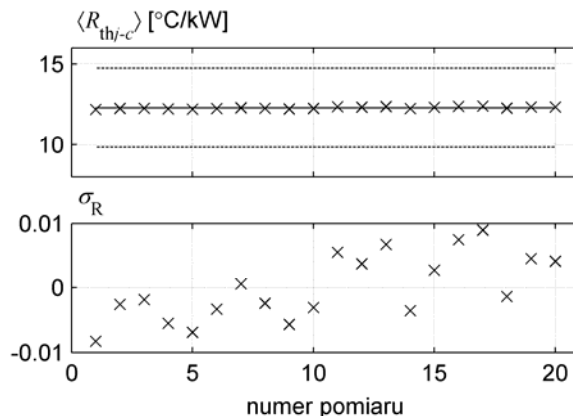
Do wyznaczenia rezystancji termicznej potrzebna jest znajomość temperatury podstawy modułu, która zazwyczaj nie jest mierzona w układach przekształtnikowych.

W metodach proponowanych w [7] i [8] uniknięto pomiaru temperatury podstawy modułu dzięki zastosowaniu następującej procedury testowej. Wyznaczenie wartości rezystancji cieplnej pomiędzy złączem a podstawą R_{thjc} rozpoczyna się kiedy temperatura struktury półprzewodnikowej jest taka sama jak temperatura podstawy (równowaga cieplna i brak samoogrzewania modułu), co znaczy, że temperatura podstawy może być również wyznaczona przez niskoprądowy pośredni pomiar

T_j . Bezpośrednio po tym pomiarze, wymuszany jest przepływ dużego prądu przez testowany moduł IGBT, którego celem jest zwiększenie T_j przez samoogrzewanie. Czas trwania przepływu prądu powinien być wystarczająco długi, aby przepływ ciepła ustabilizował się oraz odpowiednio krótki, aby temperatura podstawy modułu nie wzrosła znacząco od wartości początkowej. Jeśli ten warunek jest spełniony, różnica między temperaturą struktury półprzewodnikowej mierzoną bezpośrednio po impulsie wieloprądowym oraz mierzoną w stanie równowagi cieplnej powinna być dobrym przybliżeniem rzeczywistej różnicy między temperaturą struktury półprzewodnikowej i temperaturą podstawy po samopodgrzaniu modułu.

W badaniach przeprowadzonych w [7] uzyskano zgodność estymacji przepływu ciepła na podstawie z błędem względnym nie przekraczającym trzech procent w stosunku do pomiarów z bezpośrednio mierzoną temperaturą podstawy modułu.

W pracy [8] zaproponowano modyfikację opisywanej w [7] metody w taki sposób, aby umożliwić monitorowanie U_{CEsat} i R_{thjc} bezpośrednio w układzie przekształtnikowym zasilającym silnik indukcyjny układu napędowego pociągu. Założono, że wymuszenie sekwencji prądów testowych będzie możliwe zawsze po dłuższym postoju układu napędowego, kiedy moduł mocy jest w równowadze cieplnej. Impulsy wieloprądowe o kontrolowanej wartości i czasie trwania zostały wygenerowane techniką modulacji szerokości impulsów dla wybranych modułów IGBT wchodzących w skład przekształtnika. Pośrednie pomiary temperatury struktury półprzewodnikowej wykonywano bezpośrednio przed i po impulsie wieloprądowym. Podczas badań laboratoryjnych uzyskano stabilne wyniki w zmiennych warunkach otoczenia. W górnej części rysunku 3 przedstawiono dwadzieścia wartości R_{thjc} estymowanych w czterech różnych temperaturach otoczenia oraz ich średnią (linia ciągła) w paśmie tolerancji $\pm 20\%$ (linia przerywana). W dolnej części wykresu pokazano, że błąd względny pojedynczego pomiaru nie przekracza 1%.



Rys.3. Wyznaczone wartości rezystancji cieplnej między strukturą półprzewodnikową a podstawą oraz błędy względne pomiarów

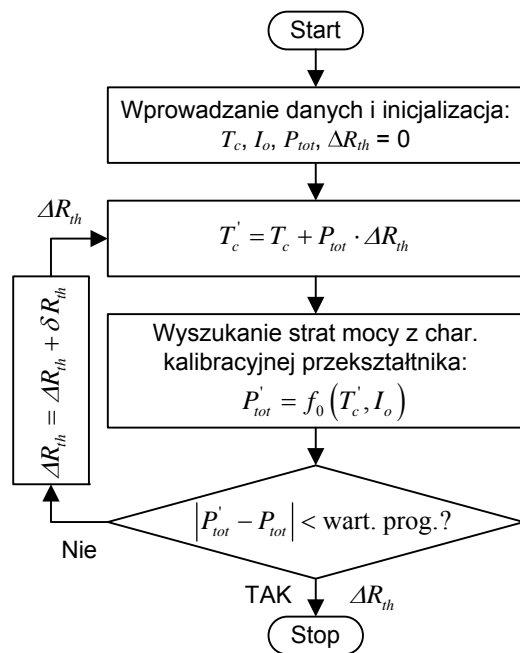
Wahania wyznaczanych R_{thjc} są o rząd wielkości mniejsze od potencjalnych wartości progowych, a więc metoda posiada potencjał do monitorowania efektów starzenia modułów IGBT w rzeczywistych warunkach pracy układu przekształtnikowego.

W pracy [10] zamieszczono propozycję estymacji rezystancji cieplnej wymagającą uzupełnienia układu przekształtnikowego (scharakteryzowanego we wcześniejszym rozdziale) o czujniki pomiaru temperatury podstawy modułu. Zapewniając pomiar napięcia U_{CEsat} przy

ustalonych wartościach prądu ($I_C = 100$ A) i temperatury złącza ($T_j = 125$ °C) zaproponowano wyznaczenie rezystancji cieplnej ze wzoru:

$$(3) \quad R_{thjc} = \frac{T_j - T_c}{U_{CEsar} \cdot I_C}$$

W pracy [11] przedstawiono odmienną metodę estymacji rezystancji cieplnej w celu monitorowania stanu technicznego warstw lutownia w inteligentnych modułach mocy (IPM). W metodzie zakłada się mierzalny wzrost strat mocy wraz ze wzrostem temperatury struktury półprzewodnikowej. Straty mocy wyznaczane są na podstawie pomiaru temperatur obudowy modułu T_c i ośrodka otaczającego radiator (otoczenia) T_a oraz modelu cieplnego radiatora, którego parametry należy wcześniej wyznaczyć, np. doświadczalnie. Ponieważ te same straty mocy mogą być obliczone dla różnych warunków obciążenia, to również należy je uwzględnić jako część zbioru parametrów, dla których wyznaczana jest charakterystyka strat mocy. W przypadku trójfazowego falownika napięcia są to: napięcie obwodu prądu stałego, napięcie fazowe, prąd fazowy, współczynnik mocy i częstotliwość modulacji impulsowej. W badaniach analizowano jedynie wolne (w stosunku do stałych czasowych modelu cieplnego modułu mocy) zmiany prądu wyjściowego obciążenia utrzymując pozostałe wielkości niezmiennie. Przeprowadzone badania eksperymentalne potwierdziły, że straty mocy dla takiego samego prądu obciążenia (I_o) i takiej samej temperatury podstawy modułu zwiększają się wraz ze wzrostem rezystancji cieplnej modułu. Szacowanie strat mocy (P_{tot}) jest podatne błędy, dlatego do wyznaczanych wartości dopasowywana jest charakterystyka strat mocy. W początkowym okresie eksploatacji modułu wyznaczana jest referencyjna powierzchnia odpowiedzi $P'_{tot} = f_0(T_c, I_o)$ stanowiąca odniesienie w iteracyjnym algorytmie obliczania przyrostu rezystancji cieplnej ΔR_{th} (rys.4). W trakcie dalszej eksploatacji modułu jest ona uaktualniana ($P_{tot} = f(T_c, I_o)$) i na jej podstawie razem z temperaturą obudowy obliczana jest tzw. wirtualna temperatura obudowy T_c . Z charakterystyki kalibracyjnej wyznaczana jest strata mocy P'_{tot} odpowiadająca T_c i porównywana jest z aktualną P_{tot} w celu aktualizacji ΔR_{th} . W algorytmie iteracyjnym wyznaczany jest dopuszczalny przyrost rezystancji cieplnej ΔR_{th} , gdzie δR_{th} jest przyjętą, małą zmianą R_{th} . Zdaniem autorów artykułu dokładność estymacji ΔR_{th} jest wystarczająca do wykrycia dwudziestoprocentowej zmiany wewnętrznej rezystancji cieplnej modułu. Jednakże podkreślają oni, iż zależy ona od dokładności wyznaczania strat mocy, które z kolei są zależne od dokładności estymacji parametrów modelu cieplnego radiatora i dokładności pomiaru zmiany przyrostu temperatury podstawy ponad temperaturę otoczenia, wynoszącej poniżej 2 °C. Ponadto metoda nie jest w stanie rozróżnić przyrostu rezystancji cieplnej spowodowanej pogorszeniem stanu warstw lutownia od tej spowodowanej degradacją radiatora, a więc wymaga np. jego regularnego czyszczenia. Poza tym w pewnych układach przekształtnikowych zastosowanie metody może być utrudnione ponieważ niektóre przyrządy półprzewodnikowe mogą generować mniejsze straty mocy wraz ze wzrostem temperatury struktury półprzewodnikowej lub w przypadku zastosowania radiatora o małej rezystancji cieplnej będzie występowała mniejsza, a tym samym trudniejsza do wykrycia, zmiana przyrostu temperatury podstawy ponad temperaturę otoczenia.



Rys.4. Schemat iteracyjnego algorytmu obliczania przyrostu rezystancji cieplnej

W artykule [12], jako sygnał diagnostyczny pogarszania się stanu warstw lutownia, zaproponowano zmianę zawartości harmonicznych niskiego rzędu w prądzie wyjściowym falownika napięcia. Symulacyjnie i eksperymentalnie potwierdzono, że wzrost rezystancji termicznej o dwadzieścia procent powoduje zmianę wartości piątej harmonicznej, która może wynosić do pięciu procent w zależności od wartości obciążenia na wyjściu falownika. Zmiana ta jest spowodowana opóźnieniami czasu wyłączenia IGBT na skutek podwyższonej temperatury złącza. Aby dokładnie wychwycić taką małą zmianę wartości harmonicznej wprowadzono kontrolowany rezonans w obwód wyjściowy falownika poprzez sterowanie impedancją wyjściową falownika odpowiadającą częstotliwości harmonicznej. Nastawienie odpowiedniej wartości ujemnej rezystancji i reaktancji pojemnościowej umożliwi wzmocnienie wartości piątej harmonicznej w prądzie falownika. Aby prąd wyjściowy nie był odkształcony dodano zewnętrzną pętlę sterowania w celu stłumienia harmonicznej. Napięcie kompensacji na wyjściu tej pętli (U_{hc}) jest używane jako sygnał diagnostyczny. Z wyników badań wynika, że uzyskano dwudziestokrotną poprawę stosunku sygnału do szumu przy zachowaniu sinusoidalnego kształtu prądu wyjściowego. Metoda wymaga pomiaru temperatury podstawy modułu, na początku eksploatacji modułu określana jest zależność $U_{hc} = f_0(T_c)$ w postaci tablicy. W czasie dalszego użytkowania modułu w odpowiednich warunkach pracy wykonywany jest pomiar U_{hc} i temperatury podstawy (oznaczonej jako T_{c1}). Na podstawie tablicy określana jest temperatura T_{c0} odpowiadająca zmierzonej wartości U_{hc} . Stopień zużycia warstw lutownia jest określany względną zmianą temperatury podstawy modułu ($RCTC$ – *relative case temperature change*) na podstawie zależności:

$$(4) \quad RCTC = \frac{T_{c0} - T_{c1}}{\Delta T_{max}} \cdot 100\%$$

gdzie: ΔT_{max} jest maksymalną dozwoloną zmianą temperatury związaną ze zmęceniem lutownia.

ΔT_{max} w przypadku zastosowanych modułów wynosi 15 °C dla znamionowych warunków obciążenia. W przypadku osiągnięcia przez RCTC wartości 100% generowany jest sygnał alarmowy.

Dotychczasowe wyniki zaprezentowano jedynie dla ustalonych warunków pracy układu przekształtnikowego. Wadą proponowanej metody jest fakt, że zmiany obciążenia muszą być znacznie wolniejsze niż ciepłe stany nieustalone modułu mocy, tak żeby temperatura złącza była w stałej relacji do temperatury obudowy w stanie quasi ustalonym. Wymagać to też będzie przeprowadzenia testów kalibracyjnych dla różnych warunków obciążenia. W przypadku szybko zmieniających się warunków obciążenia w porównaniu do dominującej stałej czasowej modułu proponowana metoda nie będzie w stanie rozróżnić przyczyn zmian temperatury złącza i zwróci błędne wyniki.

Monitorowanie prądu bramki tranzystora

W metodzie przedstawionej w [13] monitorowany jest prąd bramki w chwilach załączania i wyłączenia tranzystora. W proponowanym układzie monitorowania, wbudowanym do sterownika bramkowego, kontrolowany jest spadek napięcia na rezystorze bramkowym. Jest on podawany na wejście dyskryminatora okienkowego z odpowiednio ustawionymi wartościami progowymi. W normalnych warunkach pracy przy każdym załączeniu i wyłączeniu tranzystora dyskryminator okienkowy zwraca do nadrzędnego układu logicznego impulsy, których czas trwania powinien być krótszy od nastawionej wartości progowej. W przypadku degradacji dielektryka bramkowego, wzrasta prąd upływu bramki co powoduje wydłużenie impulsów na wyjściu detektora. Jeśli zostanie przekroczona wartość progowa, generowany jest sygnał alarmowy. W artykule przedstawiono jedynie ideę monitorowania stanu dielektryka bramkowego, metoda wymaga weryfikacji poprzez przeprowadzenie testów starzeniowych.

W [14] podjęto próbę monitorowania stanu połączeń drutowych wewnątrz modułu mocy na podstawie analizy zmian prądu bramki w początkowej fazie procesu załączania modułu mocy z tranzystorami IGBT. Użyty w trakcie badań eksperymentalnych moduł mocy zbudowany jest z dwóch łączników tworzących jedną gałąź falownika, a każdy łącznik złożony jest z dwóch równoległe połączonych tranzystorów i dwóch diod zwrotnych. Wymuszono dwa rodzaje uszkodzeń: (1) w jednym z tranzystorów przerwano trzy z sześciu połączeń drutowych, (2) w innym module przerwano wszystkich sześć połączeń – całkowicie wykluczając jedną ze struktur półprzewodnikowych. Ponieważ pomiary prądu bazy mogą być obciążone zakłóceniami, to aby oddzielić zarejestrowane przebiegi odpowiadające zużytemu modułom od tych odpowiadających modułom sprawnym zastosowano algorytm maszyny wektorów istotnych (*relevance vector machine*). Zmiany prądu bazy związane z uszkodzeniem (1) były na tyle małe, że nie można było ich wykryć, natomiast uszkodzenie (2) zostało wykryte z dużym prawdopodobieństwem.

Monitorowanie napięć i prądów wyjściowych przekształtnika

Metoda zaproponowana w [15] wykorzystuje fakt, że generowane przez trójfazowy falownik przebiegi napięć i prądów wyjściowych są odpowiedziami na sygnał wejściowy będący szeregiem następujących po sobie wymuszeń skokowych. Widoczne w napięciach i prądach układu oscylacje wysokiego rzędu są głównie przypisywane niewielkim wewnętrznym pojemnościom, indukcyjnościom i rezystancjom, które są częściami wewnętrznych modeli elementów, z których zbudowany jest układ

przekształtnikowy. Wraz ze starzeniem / zużywaniem się komponentów przekształtnika zauważalne są zmiany w odpowiedziach częstotliwościowych prądów i napięć w paśmie powyżej 1 MHz. W prądach fazowych testowanego falownika wykryto dające się zmierzyć zmniejszenie składowej o częstotliwości ok. 2 MHz i całkowite stłumienie składowej o częstotliwości 5 MHz wraz z postępującą degradacją modułów. Według autorów artykułu przyczyną jest to że zwiększonymi stratami dielektryka bramkowego. Jako układ detekcji sygnału diagnostycznego zastosowano pasmowoprzepustowy filtr analogowy o częstotliwościach granicznych w pobliżu 5 MHz. Sygnał wyjściowy filtra jest próbkowany i przetwarzany w układzie mikroprocesorowym w celu określenia stopnia degradacji modułu. Wymagane są dalsze badania odnośnie wpływu procesu starzenia modułów mocy na kształt oscylacji występujących w przebiegach napięć i prądów wyjściowych.

Porównanie metod monitorowania tranzystorów mocy

Metody monitorowania stanu połączeń drutowych wewnątrz modułu mocy przedstawione w pracach [7]-[10] działają według podobnego schematu. Ze względu na ograniczenie ilości przetwarzanych danych dąży się do realizacji pomiaru napięcia nasycenia łącznika (tranzystora lub diody) w tych samych warunkach pracy: stałego napięcia U_{GE} (w przypadku tranzystorów), dużej (ustalonej) wartości prądu przepływającego przez łącznik i stałej temperatury złącza [10] lub uwzględnienia jej wpływu na wartość napięcia nasycenia [7]-[9]. Rozwiązanie przedstawione w [9] wyróżnia się tym, że umożliwia monitorowanie stanu połączeń drutowych diod zwrotnych modułu mocy. W trakcie eksploatacji przekształtnika wyznaczone napięcie nasycenia (najczęściej w wyniku cyfrowego przetworzenia większej liczby próbek w celu redukcji zakłóceń) jest porównywane z wartością uzyskaną na początku użytkowania modułów mocy. Jeśli zostanie wykryta odpowiednio duża zmiana, jest ona sygnałem do wymiany modułu, gdyż jego dalsza eksploatacja może zakończyć się zniszczeniem modułu. Wartość progowa może wymagać dostosowania do konkretnych modułów mocy, ale mieści się w przedziale od 2 do 7%. Temperatura złącza mierzona jest w omawianych metodach w sposób pośredni przy wykorzystaniu pomiaru U_{CE} (U_{AK}) przy niewielkim prądzie płynącym przez tranzystor (diodę). Utrudnia to w praktyczną realizację monitorowania zmian napięcia nasycenia, gdyż w krótkim odstępie czasu musi być możliwość wymuszenia przepływu przez łącznik dużego oraz niewielkiego prądu, co nie zawsze jest możliwe (metody [7]-[10] nie umożliwiają monitorowania modułów mocy w dowolnych warunkach pracy). Do wymuszenia niewielkiego prądu wszędzie wykorzystywane jest dodatkowe źródło prądu wbudowane w sterownik tranzystorowy, gdyż w falownikach dużych mocy odpowiednio dokładny pomiar prądów rzędu setek miliamperów może być nierealizowalny lub bardzo kosztowny. Źródło prądu i układ pomiaru napięcia są, lub docelowo mają być wbudowane w sterowniki tranzystorowe, izolowane względem jednostki sterującej i monitorującej. Układ pomiarowy składa się z przetwornika analogowo cyfrowego o odpowiedniej rozdzielczości z interfejsem szeregowym oraz układu zabezpieczającego przed przekroczeniem dopuszczalnej wartości maksymalnej sygnału pomiarowego. Jego zadaniem jest mierzenie napięcia łącznika z dokładnością miliwoltów w obwodzie, gdzie poziom tego napięcia zmienia się od dziesiątych części wolta w stanie przewodzenia do pojedynczych kilowoltów [8] w stanie blokowania łącznika. W omawianych metodach stosowane są różne rozwiązania techniczne w celu ograniczenia wartości wysokiego napięcia w stanie

blokowania do poziomu bezpiecznego dla układu pomiarowego oraz jak najmniejszej ingerencji w dynamikę zmian i poziom napięcia w stanie przewodzenia łącznika.

Układy pomiarowe można dalej usprawniać w celu osiągnięcia optymalnych parametrów technicznych i redukcji kosztów. Wadą tego typu rozwiązań jest to, że wymagają rozbudowy sterowników tranzystorowych, co wiąże się ze zwiększeniem miejsca potrzebnego do ich instalacji, zwiększenia liczby przesyłanych sygnałów i oczywiście większymi kosztami przekształtnika. Istotne jest jednak to, że stopniowe zmniejszanie liczby sprawnych połączeń drutowych wewnątrz modułów można skutecznie monitorować na podstawie śledzenia zmian napięcia nasycenia. Nie jest to możliwe natomiast na podstawie monitorowania prądu bramki podczas załączania i wyłączenia tranzystora [14]. Zmiany w prądzie są dopiero wykrywalne w przypadku odłączenia jednego z dwóch równoległe połączonych tranzystorów. Ponadto metoda wymaga pomiaru prądu bazy z dużą częstotliwością i rozdzielczością, nie stanowi więc konkurencyjnego rozwiązania wobec poprzednio omawianych metod.

Metody monitorowania stanu technicznego lutowni przedstawione w [7], [8] i [10] bazują na śledzeniu zmian rezystancji cieplnej modułu obliczanej na podstawie zależności (2). Problemy związane z pomiarem napięcia nasycenia, wykorzystywanym do obliczenia strat mocy i wyznaczenia temperatury złącza scharakteryzowano wcześniej. Metody te wyróżniają się możliwością monitorowania dwóch istotnych objawów postępującego zużycia modułów mocy, większą dokładnością wyznaczania rezystancji cieplnej między złączem a obudową i mniejszymi nakładami obliczeniowymi w porównaniu do rozwiązań zaprezentowanych w [11] i [12], które ponadto mają wiele ograniczeń stosowalności. Podstawową zaletą metod [11] i [12] jest brak konieczności pośredniego pomiaru temperatury złącza i związanych z tym modyfikacji sterowników bramkowych. Receptą na ograniczenia stosowalności tego typu algorytmów może być ich równoległa praca.

Wyniki badań przedstawione w [15] wyglądają bardzo obiecująco, jednakże uzyskano je podczas bardzo intensywnego przyspieszonego starzenia tranzystorów jednego typu i niewielkiej mocy. Konieczne są dodatkowe badania innych modułów mocy w warunkach pracy bardziej zbliżonych do rzeczywistych.

Podsumowanie

W ostatnich latach widoczny jest bardzo dynamiczny rozwój w dziedzinie monitorowania stanu technicznego tranzystorów mocy. Najwięcej badań prowadzonych jest odnośnie wykrywania dwóch istotnych objawów zużycia modułów mocy – przerwanych połączeń drutowych oraz rozwarstwienia struktury wewnętrznej.

Podstawowym problemem związanym z monitorowaniem stanu technicznego tranzystorów jest fakt, że rozwijające się uszkodzenia powodują niewielkie zmiany sygnałów za pomocą których można je śledzić. Wymaga to stosowania dodatkowych, kosztownych układów pomiarowych, które muszą być odporne na zakłócenia obecne w układach przekształtnikowych. Dlatego pożądane jest doskonalenie opracowanych już metod i poszukiwanie

nowych – najlepiej takich, które wykorzystują wielkości mierzone na potrzeby układu sterowania.

LITERATURA

- [1] Korbicz J., Kościelny J.M., Kowalczyk Z., Cholewa W. (red.), Diagnostyka procesów - modele, metody sztucznej inteligencji. zastosowania, *WNT*, (2002), 1-25
- [2] Yang S., Xiang D., Bryant A., Mawby P., Ran L., Tavner P., Condition Monitoring for Device Reliability in Power Electronic Converters: A Review, *IEEE Trans. Pow. Electron.*, 25 (2010), n.11, 2734-2752
- [3] Ciappa M., Selected failure mechanisms of modern power modules, *Microelectronics Reliability*, 42 (2002), 653-667
- [4] Morozumi A., Yamada K., Miyasaka T., Sumi S., Seki Y., Reliability of Power Cycling for IGBT Power Semiconductor Modules, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 30 (2003), n.3, 665-671
- [5] Ciappa M., Castellazzi A., Reliability of high-power IGBT modules for traction applications, *Ann. Int. Reliability Physics Symp.*, 2007, USA
- [6] Perpina X., Serviere J.F., Jorda X., Fauquet A., Hidalgo S., Urresti-Ibanez J., Rebollo J., Mermat-Guyennet M., IGBT module failure analysis in railway applications, *Microelectronics Reliability*, 48 (2008), 1427-1431
- [7] Coquery G., Piton M., Lallemand R., Pagiusco S., Jeunesse A., Thermal stresses on railways traction inverter IGBT modules: concept, methodology, results on sub-urban mass transit. Application to predictive maintenance, *EPE Conf. 2003*, France
- [8] Śleszyński W., Nieznański J., Cichowski A., Łuszcz J., Wojewódka A., Wyznaczanie wartości wskaźników diagnostycznych w celu monitorowania zużycia tranzystorów IGBT dużej mocy. *Przegląd Elektrotechniczny*, 86 (2010), nr 2, 390-395
- [9] Ji B., Pickert V., Cao W., Zahawi B.: *In Situ* Diagnostics and Prognostics of Wire Bonding Faults in IGBT Modules for Electric Vehicle Drives. *IEEE Trans. Pow. Electron.*, 28 (2013), n. 12, 5568-5577
- [10] Smet V., Forest F., Huselstein J.-J., Rashed A., Richardeau F.: *Evaluation of V_{CE} Monitoring as a Real-Time Method to Estimate Aging of Bond Wire-IGBT Modules Stressed by Power Cycling.* *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 60 (2013), n. 7, 2760-2770.
- [11] Xiang D., Ran L., Tavner P., Bryant A., Yang S., Mawby P., Monitoring Solder Fatigue in a Power Module Using Case-Above-Ambient Temperature Rise, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 47 (2011), n.6, 2578-2591.
- [12] Xiang D., Ran L., Tavner P., Yang S., Bryant A., Mawby P., Condition Monitoring Power Module Solder Fatigue Using Inverter Harmonic Identification, *IEEE Trans. Pow. Electron.*, 27 (2012), n. 1, 235-247
- [13] Chen L., Peng F.Z., Cao D., A Smart Gate Drive with Self-Diagnosis for Power MOSETs and IGBTs, *APEC 2008*, 1602-1607
- [14] Zhou S., Zhou L., Sun P., Monitoring Potential Defects in an IGBT Module Based on Dynamic Changes of the Gate Current, *IEEE Trans. Pow. Electron.*, 28 (2013), n. 3, 1479-1487
- [15] Ginart A.E., Brown D.W., Kalgren P.W., Roemer M.J., Online Ringing Characterization as a Diagnostic Technique for IGBTs in Power Devices, *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, 58 (2009), n. 7, 2290-2299

Autorzy: dr inż. Wojciech Śleszyński, Politechnika Gdańska, Wydział Elektrotechniki i Automatyki, Katedra Energoelektroniki i Maszyn Elektrycznych, ul. Sobieskiego 7, 80-216 Gdańsk, E-mail: w.sleszynski@elv.pg.gda.pl.