

doi:10.15199/48.2024.05.12

Metoda analizy rozplywu prądu w baterii kondensatorów pośredniczącego obwodu DC przemiennika częstotliwości

Streszczenie. W artykule autorzy zaprezentowali wyniki analizy rozplywu prądów w pośredniczącym obwodzie DC przemysłowego przemiennika częstotliwości wykorzystującego modulację szerokości impulsu PWM. Wykonana analiza bazuje na zbudowanym modelu symulacyjnym wykonanym z użyciem oprogramowania Ansys Q3D oraz Ansys Simplorer. Model pośredniczącego obwodu DC zawiera osiem kondensatorów elektrolitycznych. Kondensatory połączone w cztery równoległe gałęzie zawierające po dwa szeregowo połączone kondensatory każda. Całość skrecona została za pomocą nisko indukcyjnych połączeń miedzianych typu busbar. Autorzy opisali metodę wyznaczenia parametrów pasożytniczych kondensatorów, a także wyniki symulacji pośredniczącego obwodu DC. Dodatkowo model zweryfikowano przy użyciu wyników uzyskanych podczas badań laboratoryjnych.

Abstract. In the article, the authors presented the results of an analysis of current sharing in an intermediate DC circuit used in industrial variable frequency inverters with Pulse Width Modulation (PWM) techniques. The analysis conducted is based on a simulation model created using Ansys Q3D and Ansys Simplorer software. The DC link circuit model contains eight electrolytic capacitors. Capacitors were connected in four parallel branches, with two capacitors connected in series in each branch. The entire configuration is assembled using low-inductance copper busbar connections. The authors described the method for determining parasitic capacitor parameters, along with the simulation outcomes of the DC link circuit. Furthermore, the model was validated using results obtained from laboratory experiments. (**Method of analyzing the current flow in the capacitor bank of the intermediate DC circuit of the frequency converter**)

Słowa kluczowe: Energoelektronika, przemienniki częstotliwości, kondensatory, symulacja FEM, Ansys Q3D, Simplorer.

Keywords: Power electronics, industrial drives, Capacitors, FEM simulation, Ansys Q3D, Ansys Simplorer.

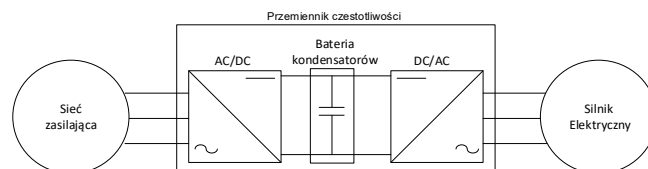
1. Wstęp

Rosnąca świadomość dotycząca zmian klimatu oraz chęć przeciwdziałania im skutkuje wdrażaniem szeregu rozwiązań, gdzie jednym z nich jest koncepcja zwana zrównoważonym rozwojem. W uproszczeniu można ją zdefiniować jako zdolność do zaspokojenia obecnych potrzeb bez narażania potrzeb przyszłych pokoleń poprzez nieproporcjonalne lub niedbałe wykorzystanie zasobów naturalnych. Zakłada ona ograniczanie emisji gazów cieplarnianych do atmosfery takich jak dwutlenek węgla CO₂ oraz monitorowanie śladu węglowego produkowanych urządzeń. W przypadku producentów wymaga to podjęcia niezbędnych akcji związanych z optymalizacją procesów projektowych i produkcyjnych. Jednym z najprostszych rozwiązań jest maksymalne zwiększenie okresu żywotności urządzeń, co pozwoli spełnić założenia zrównoważonego rozwoju przynosząc korzyści środowiskowe oraz zadowolenie klienta.

Rozwój przemysłu jest integralnie związany z rozwojem systemów napędowych, w których główną rolę pełni przemiennik częstotliwości sterujący pracą silnika elektrycznego. Jest on umiejscowiony pomiędzy silnikiem elektrycznym, a siecią elektroenergetyczną. Dzięki zastosowaniu modulacji szerokości impulsów pozwala on na płynną zmianę częstotliwości oraz wartości skutecznej napięcia zasilającego silnik umożliwiając tym samym precyzyjną kontrolę prędkości i momentu generowanego przez silnik. Dodatkowo w nowoczesnych układach napędowych przemienniki częstotliwości pozwalają nie tylko na precyzyjne i dynamiczne sterowanie układem napędowym, ale również na minimalizację zużycia energii elektrycznej. Szacuje się, że współcześnie napędy elektryczne odpowiadają za około 45% konsumpcji światowej produkcji energii elektrycznej [1] wobec czego coraz rzadziej można spotkać układy napędowe bez przemienników częstotliwości.

Cele zrównoważonego rozwoju oraz stale rosnąca liczba przemienników częstotliwości w przemyśle, zainspirowały autorów do przeprowadzenia badań oraz analizy możliwości optymalizacji obwodu pośredniczącego napięcia DC przemienników częstotliwości w celu

maksymalizacji jego żywotności. Pośredniczący obwód napięcia DC jest integralną częścią większości stosowanych w przemyśle przemienników częstotliwości wykorzystywanych do zasilania układów napędowych. Stanowi on jeden z trzech głównych elementów składowych i umiejscowiony jest pomiędzy prostownikiem AC/DC a falownikiem DC/AC. Ma on za zadanie stabilizację napięcia DC zasilającego falownik. Schemat ideowy przykładowego przemysłowego przemiennika częstotliwości z wyszczególnieniem trzech głównych elementów składowych przedstawiono na rysunku 1.

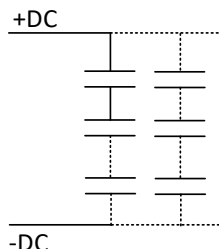


Rys. 1. Schemat blokowy przykładowego przemiennika częstotliwości

Wymagania projektowe stawiane przed projektantami przemienników częstotliwości (moc wyjściowa, znamionowe napięcie, tętnienia momentu, żywotność) determinują kluczowe parametry baterii kondensatorów takie jak pojemność oraz napięcie pracy DC. Wartość pojemności pośredniczącego obwodu DC pozwalająca na uzyskanie odpowiednio małych tętnień napięcia waha się w przedziale od kilkuset mikrofaradów w przypadku falowników małych mocy (kilka kW) do kilkunastu milifaradów w przypadku falowników dużych mocy (kilkaset kW).

Do uzyskania odpowiednio dużej pojemności idealnie nadają się kondensatory elektrolityczne. Mają one jednak swoje ograniczenia wynikające między innymi z ich maksymalnego napięcia pracy wynoszącego około 550 V czy prądu obciążenia mieszczącego się w przedziale kilku A/mF. Z racji tego, że przemienniki częstotliwości zasilane są z sieci przemysłowej o napięciach: 400/480 i 600/690 V oraz częstotliwościach 50/60 Hz ich pośredniczący obwód DC pracuje na napięciach wynoszących znacznie więcej niż nominalna wartość napięcia pojedynczego kondensatora

elektrolitycznego. Wartości te wynoszą odpowiednio 679 V DC dla sieci 480 V ($\sqrt{2} \cdot 480$) i 976 V DC dla sieci 690 V ($\sqrt{2} \cdot 690$ V). Dodatkowo napięcie pracy w obwodzie DC może wzrosnąć w przypadku zmniejszania prędkości silnika (hamowania), gdzie energia mechaniczna silnika zamienia się na energię elektryczną i jest gromadzona w obwodzie pośredniczącym DC. Sprostanie wymaganiom napięciowym pośredniczącego obwodu napięcia DC wymaga łączenia szeregowo kondensatorów, natomiast łączenie równo-legle pozwala na uzyskanie odpowiednio dużej obciążalności prądowej. W zależności od podejścia projektowego w przemyśle spotykane są falowniki PWM z gałęziami zawierającymi od 2 do 3 kondensatorów połączonych szeregowo, natomiast w zależności od mocy falownika liczba równolegle połączonych gałęzi może wynosić od kilku do kilkunastu. Sprawia to, że liczba użytych kondensatorów, zwłaszcza w falownikach dużych mocy jest znaczna i może wynosić od kilku do kilkudziesięciu. Pośredniczący obwód napięcia DC złożony z szeregowo-równolegle połączonych kondensatorów elektrolitycznych w dalszej części artykułu zwany będzie baterią kondensatorów. Przykładowa konstrukcja baterii kondensatorów przedstawiona została na rysunku 2.



Rys. 2. Przykładowa konstrukcja baterii kondensatorów

Konieczność wykorzystania dużej liczby połączonych szeregowo-równolegle kondensatorów mająca na celu budowę baterii kondensatorów o odpowiednich parametrach prądowo-napięciowych powoduje szereg technicznych problemów konstrukcyjnych. Jednym z nich jest nierównomierność obciążenia kondensatorów, która może prowadzić do ich przedwczesnego uszkodzenia eliminując tym samym całą baterię kondensatorów a w konsekwencji unieruchomienie całego przemiennika częstotliwości. Problematyka poruszona przez Autorów w publikacji skupia się na analizie konstrukcyjnej baterii kondensatorów pod kątem równomierności obciążenia poszczególnych kondensatorów podczas pracy impulsowej. Analizowany układ zbudowany jest z 8 kondensatorów elektrolitycznych z czterema równolegle połączonymi gałęziami zawierającymi po dwa szeregowo połączone kondensatory, które zostały połączone ze sobą za pomocą niskoindukcyjnych połączeń typu busbar. Konstrukcja pośredniczącego obwodu DC omówiona została w dalszej części publikacji. W pierwszej części artykułu autorzy przedstawili zastosowany model kondensatora oraz omówili przyjętą metodę techniczną, która pozwoliła na wyznaczenie pojemności oraz parametrów pasożytniczych kondensatorów.

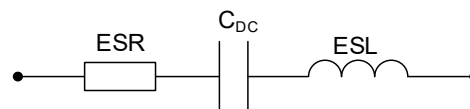
Następnie zaprezentowano wyniki symulacji niskoindukcyjnych połączeń typu busbar uzyskane za pomocą metody elementów skończonych (MES) oraz wyniki symulacji obwodowej zawierającej modele elektryczne kondensatorów elektrolitycznych wraz z uproszczonym modelem ROM (Reduced Order Model) busbarów [2]. Dodatkowo przedstawiono przebiegi czasowe prądów w poszczególnych kondensatorach. Wyniki zaprezentowano dla trzech wariantów podłączenia modułu IGBT do obwodu DC. Odzwierciedlają one trzy fazy wyjściowe przemiennika częstotliwości, odpowiednio faza U, V oraz W.

W ostatnim etapie autorzy przedstawili wyniki laboratoryjne pomiarów badanego obwodu DC walidując tym samym poprawność modelu symulacyjnego. Wyniki przedstawione zostały w postaci tabel oraz odpowiednich wykresów.

W podsumowaniu omówiono wnioski wynikające z pracy oraz krótko opisano plany przyszłych badań.

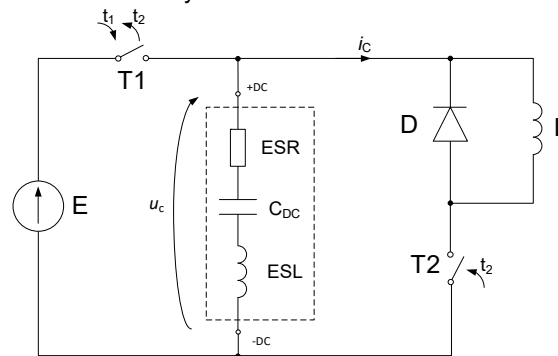
2. Schemat zastępczy kondensatora

Testy laboratoryjne przeprowadzono w dwóch etapach. W pierwszym etapie, który opisano w tym rozdziale, wyznaczono wartości parametrów pasożytniczych schematu zastępczego kondensatora takich jak ESL (Equivalent Series Inductance) i ESR (Equivalent Series Resistance) oraz zmierzona została wartość rzeczywistej pojemności każdego kondensatora. Drugi etap opisano w rozdziale 5 artykułu. Schemat przyjętego modelu zastępczego kondensatora przedstawiono na rysunku 3. Model ma za zadanie odzwierciedlać zjawiska takie jak strata mocy w trakcie przepływu prądu, co reprezentuje szeregową rezystancja ESR, a także ograniczenia związane ze stanami dynamicznymi kondensatora, reprezentowane przez szeregową indukcyjność ESL. Najistotniejszą częścią składową modelu jest pojemność C_{DC} kondensatora, która obrazuje zdolność do gromadzenia ładunku elektrycznego dla testów w warunkach stałoprądowych. W modelu pominięto prąd upływności kondensatora [3].



Rys/ 3. Schemat modelu zastępczego kondensatora

W celu wyznaczenia wspomnianych wartości parametrów pasożytniczych kondensatora zastosowano metodę impulsową. Schemat układu testowego przedstawiono na rysunku 4.

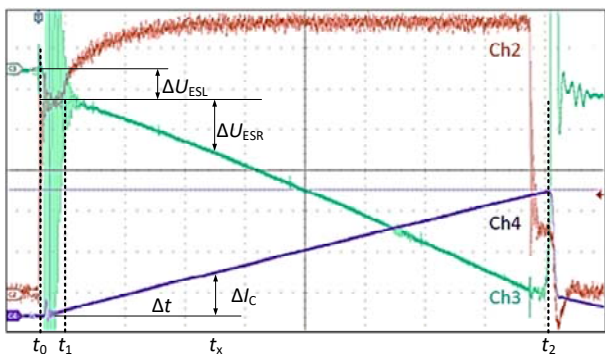


Rys.:4. Schemat ideowy układu testowego do wyznaczenia parametrów zastępczych modelu kondensatora

Metoda impulsowa polega na chwilowym zwarciu zacisków kondensatora w kontrolowany sposób, tak aby wymusić linowe narastanie wartości prądu i_c płynącego przez kondensator przy jednoczesnym pomiarze napięcia u_c na jego zaciskach. W omawianym układzie testowym można wyróżnić regulowane źródło napięcia stałego E, które poprzez tranzystor T1 wykorzystane zostało do wstępnego naładowania badanego kondensatora C do żądanej wartości napięcia DC. Główny obwód testowy składał się z tranzystora T2, którego załączenie inicjowało przepływ prądu i_c rozładowania kondensatora. W momencie załączenia tranzystora T2 tranzystor T1 został wyłączony. Do sterowania tranzystorów T1 i T2 wykorzystano

generator funkcyjny. Cewka powietrzna o indukcyjności L ograniczała czas narastania prądu rozładowania i_c do wartości ok 8 A/ μ s. Do jej budowy wykorzystano przewód miedziany o grubości 25 mm². Dioda D miała za zadanie zachować ciągłość prądu płynącego przez indukcyjność L w momencie wyłączenia tranzystora $T2$ i zakończenia testu.

Wyniki pomiarów wykonano dla 8 kondensatorów elektrolitycznych (C1-C8) wchodzących w skład baterii kondensatorów będącej tematem analizy omawianej w artykule. Na rysunku 5 przedstawiono przykładowy oscylogram uzyskany z pomiarów wykonanych dla kondensatora C1. Przedstawia on przebieg czasowy napięcia bramkowego u_{GS_T2} tranzystora $T2$ oraz przebiegi czasowe prądu i_c oraz składowej zmiennej napięcia u_c mierzonego na zaciskach kondensatora. Odcięcie składowej stałej z przebiegu czasowego napięcia u_c oraz wyświetlenie tylko jego składowej zmiennej pozwoliło dokładniej zmierzyć oraz uwidocznic mierzone spadki napięcia spowodowane występowaniem parametrów pasożytniczych ESL i ESR. Wynika to ze znacznych różnic pomiędzy ich wartościami a napięciem roboczym kondensatora. W zależności od rodzaju kondensatora, jego napięcia pracy oraz prądu rozładowania względna różnica spadków napięć odniesiona do napięcia pracy DC może wynosić od kilkudziesięciu do nawet kilkuset.



Rys. 5. Przebiegi czasowe napięcia u_{GS_T2} (CH2 2 V/div), składowej zmiennej napięcia u_c (CH3 500 mV/div) oraz prądu i_c (CH4 50 A/div) kondensatora C1. Podstawa czasu 2 μ s/div

Na przedstawionym oscylogramie można wyróżnić dwa charakterystyczne obszary pozwalające na wyznaczenie pasożytniczych parametrów kondensatora odpowiednio ESL (obszar t_0-t_1) oraz ESR (t_1-t_2). Z chwilą podania napięcia sterującego u_{GS_T2} (t_0), aż do momentu pełnego otwarcia kanału tranzystora (efekt Millera) (t_1) można zaobserwować skokową zmianę napięcia u_c . Wynika ona ze spadku napięcia na pasożytniczej indukcyjności kondensatora, która oznaczona została na oscylogramie jako ΔU_{ESL} . Znajomość zmiany napięcia ΔU_{ESL} oraz szybkości narastania prądu kondensatora w czasie $\Delta i_c/\Delta t$ pozwoliła na podstawie zależności (1) obliczyć wartość pasożytniczej indukcyjności kondensatora. Wartość ESR wyznaczono na podstawie prawa Ohma w obszarze liniowego opadania napięcia oraz liniowo narastającego prądu kondensatora (t_1-t_2). W tym celu dla wybranej wartości czasu (t_x) wyznaczono wartość zmiany napięcia ΔU_{ESR} oraz chwilowej wartości prądu $i_c(t_x)$. Następnie na podstawie zależności (2) obliczono wartość ESR.

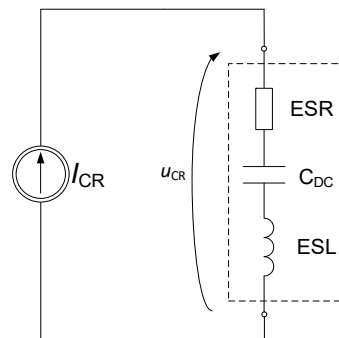
$$(1) \quad ESL = \frac{\Delta U_{ESL}}{\frac{\Delta i_c}{\Delta t}}$$

$$(2) \quad ESR = \frac{\Delta U_{ESR}}{i_c(t_x)}$$

gdzie: ESL - indukcyjność pasożytnicza kondensatora [H], ESR - rezystancja pasożytnicza kondensatora [Ω], ΔU_{ESL} - zmiana wartości napięcia u_c w przedziale (t_0-t_1) [V], Δi_c -

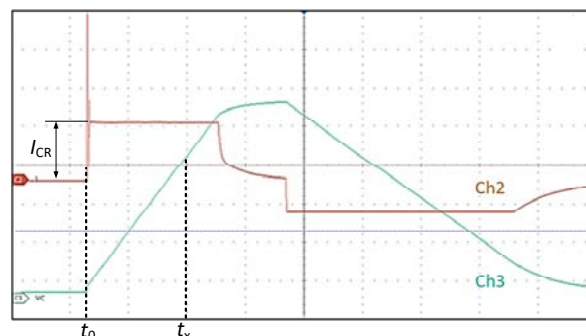
zmiana wartości prądu kondensatora w przedziale (t_1-t_x) [A], Δt - przedział czasu (t_1-t_x) [s], ΔU_{ESR} - zmiana wartości napięcia u_c w przedziale (t_1-t_x), $i_c(t_x)$ - wartość prądu i_c w czasie t_x [A],

Wyznaczenie rzeczywistej wartości pojemności C_{DC} kondensatora wykonano wykorzystując metodę stałoprądową polegającą na ładowaniu kondensatora prądem stałym i monitorowaniu zmiany napięcia w czasie. Schemat elektryczny układu przedstawiony został na rysunku 6, gdzie stałoprądowe źródło I_{CR} zrealizowano wykorzystując sterowany zasilacz napięcia pracujący na ograniczeniu prądowym wynoszącym 150 mA.



Rys. 6. Schemat ideowy układu do wyznaczenia pojemności C_{DC} kondensatora

Przykładowy oscylogram uzyskany z pomiarów wykonanych dla kondensatora C1 przedstawiono na rysunku 7.



Rys. 7. Przebiegi napięcia u_{CR} (CH3 20 V/div) i prądu i_{CR} (CH2 100 mA/div) ładowania kondensatora C1. Podstawa czasu 1 s/div

Na oscylogramie widoczny jest przebieg czasowy prądu ładowania i_{CR} kondensatora C1 oraz odpowiadająca mu zmiana napięcia u_{CR} mierzona bezpośrednio na jego zaciskach. Pomiaru odpowiednich wartości prądów i napięć wykonano w przedziale (t_0-t_x), a następnie za pomocą zależności (3) obliczono wartości pojemności C_{DC} badanych kondensatorów.

$$(3) \quad C_{DC} = \frac{I_{CR}}{\frac{\Delta U_{CR}}{\Delta t}}$$

gdzie: C_{DC} - pojemność kondensatora [F], I_{CR} - prąd ładowania kondensatora [A], ΔU_{CR} - zmiana napięcia kondensatora w przedziale (t_0-t_x) [V]. Δt - przedział czasu (t_0-t_x) [s].

Obliczone na podstawie zależności (1-3) wartości pojemności C_{DC} , ESL i ESR dla wszystkich badanych kondensatorów zostały przedstawione w tabeli 1 i są one danymi wejściowymi do obwodowego modelu symulacyjnego wykonanego w programie Simploter i opisanego w dalszej części artykułu.

Tabela 1. Wyznaczone parametry kondensatorów

	C [mF]	ESL [nH]	ESR [mΩ]
C1	3,74	65,77	17,66
C2	3,82	61,86	17,04
C3	3,90	55,56	17,35
C4	3,79	64,93	17,35
C5	3,91	47,02	16,72
C6	3,84	49,28	16,88
C7	3,98	56,99	16,72
C8	3,81	45,75	17,04

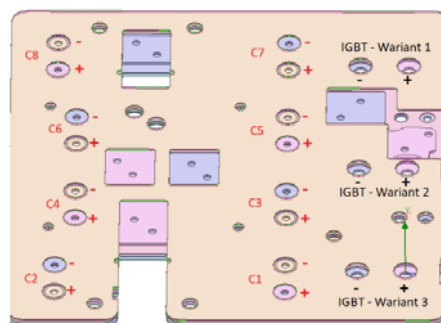
3. Budowa modelu symulacyjnego

Rozwój nowych produktów lub optymalizacja już istniejących jest procesem zarówno czasochłonnym jak i kosztownym. Wynika to nie tylko z potrzeby budowania fizycznych prototypów i stanowisk pomiarowych, ale także z konieczności zaangażowania inżynierów do przeprowadzania testów. Pierwsze wyprodukowane i testowane prototypy rzadko kiedy są rozwiązaniami optymalnymi, co skutkuje albo kiepskiej jakości produktem wypuszczanym na rynek albo koniecznością wprowadzania znaczących modyfikacji, które generują dodatkowe koszty i wydłużają czas projektowania. Wykorzystanie symulacji komputerowej pozwala na uniknięcie tych problemów poprzez identyfikację potencjalnych słabych punktów i obszarów wymagających optymalizacji już na wczesnym etapie projektowania.

W celu zbudowania dokładnego modelu symulacyjnego autorzy zdecydowali się na zastosowanie oprogramowania Ansys Q3D i Ansys Simplorer. Pierwszy z nich jest quasi-statycznym solverem pola elektromagnetycznego opartym na kombinacji metody momentów (MoM – Methods of Moments) i metody elementów skończonych MES (ang. Finite Element Method, FEM). Metoda MoM oparta jest na rozwiązywaniu równań Maxwella, które opisują zachowanie pól elektromagnetycznych w obrębie zadanej struktury mechanicznej, natomiast metoda MES służy do rozwiązywania problemów brzegowych i polega na dyskretyzacji modelu na małe elementy skończone, na których aproksymowane są wartości pól elektromagnetycznych. Dokładny opis zjawisk uwzględnianych przez Ansys Q3D nie jest tematem pracy, natomiast warto wspomnieć, że jego głównym przeznaczeniem jest ekstrakcja parametrów pasożytniczych takich jak rezystancja, indukcyjność pojemność i przewodność (RLGC) dla różnych częstotliwości. Drugi z programów pełni funkcje zaawansowanego symulatora obwodowego, który pozwala na integrację z Ansys Q3D. Dzięki takiemu podejściu możliwa była budowa modelu symulacyjnego, w którym uwzględnione zostały wartości otrzymane w czasie testów laboratoryjnych [8, 9].

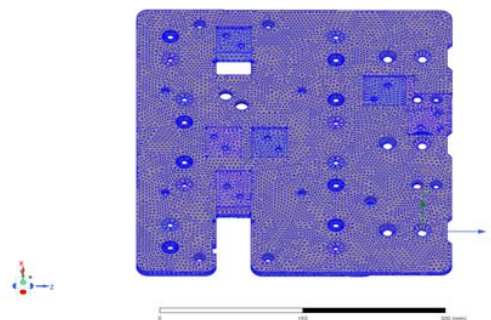
Pierwszym krokiem w budowaniu modelu symulacyjnego był import geometrii struktury mechanicznej do programu Ansys Q3D, gdzie następnie zdefiniowano warunki brzegowe, wymuszenia oraz przypisano materiały do wszystkich elementów złożenia. Zbudowany model baterii kondensatorów składał się z trzech warstw materiału przewodzącego, które oddzielone były od siebie izolatorem. Mechaniczna struktura niskoinдукcyjnych busbarów, którą zaimportowano do Q3D przedstawiona została na rysunku 8, na którym oznaczono również miejsca podłączenia kondensatorów. Istotne jest, że miejsca te definiowane były jako terminale, pomiędzy które, w programie Simplorer, został przypisany obwodowy model kondensatora wraz z wyznaczonymi w fazie testów wartościami z tabeli 1. Dodatkowo rysunek 8 przedstawia miejsca, gdzie w trakcie testów podłączony został tranzystor służący do zasymulowania testu metody impulsowej opisanej w rozdziale 2. Docelowo rozpatrywane były trzy warianty podłączenia tranzystora i zostały one nazwane odpowiednio

wariant 1, wariant 2 oraz wariant 3. Zbudowane zostały trzy niezależne od siebie modele symulacyjne w Q3D, po jednym dla każdego wariantu podłączenia tranzystora. Pozwoliło to na sprawdzenie stopnia obciążenia poszczególnych kondensatorów w zależności od wybranego wariantu. Miejsca w których podłączono kondensatory oraz tranzystor zdefiniowane zostały jako wymuszenia typu „source” i „sink” i odzwierciedlają one odpowiednio źródło i referencyjne miejsce masowe. Oba terminale definiowane były z założenia jako powierzchnie ekwipotencjalne, dzięki czemu każda ścieżka prądowa reprezentująca konkretny „Net” (rozumiany jako zbiór niezależnych połączonych ze sobą galwanicznie elementów przewodzących) była określana pomiędzy wspomnianymi terminalami. Należy również wspomnieć, że konieczne było, by każdy zdefiniowany Net posiadał dokładnie jeden spływ, oraz co najmniej jedno źródło – i tak też zostało to zamodelowane w symulacji [8,9].



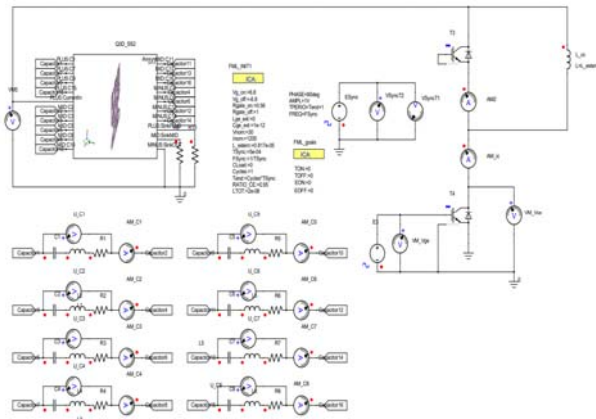
Rys. 8. Model symulacyjny busbarów z zaznaczonymi na czerwono miejscami podłączenia kondensatorów oraz na czarno miejscami podłączenia tranzystora

Ostatnim krokiem w budowaniu modelu symulacyjnego była generacja siatki. Q3D posiada wbudowaną opcję automatycznego jej generowania, która adaptacyjnie optymalizuje ją na całej geometrii i iteracyjnie dodaje dodatkowe elementy w obszarach, gdzie potrzebna jest drobniejsza siatka. Pozwala to na dokładne odwzorowanie zachowania pola elektromagnetycznego. Jakość siatki jest kluczowa by uzyskane wyniki mogły być traktowane jako wiarygodne. Wygenerowana siatka przedstawiona została na rysunku 9. Model symulacyjny został następnie przemiecony w spektrum częstotliwości od 1 Hz do 10 kHz, a równoważny obwód modelu symulacyjnego Q3D został wyeksportowany do programu Ansys Simplorer.



Ry. 9. Wygenerowana siatka na strukturze mechanicznej

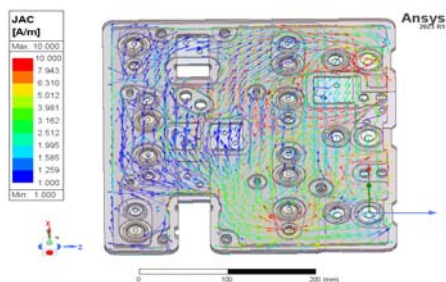
W programie Ansys Simplorer zaimplementowano obwodowy model kondensatorów zgodnie ze schematem przedstawionym na rysunku 3 i wyznaczonymi parametrami pasożytniczymi zebranych w tabeli 1. Został on przedstawiony na rysunku 10. Dodatkowo w Simplorerze zamodelowano tranzystor IGBT, uwzględniający dostępne charakterystyki statyczne i dynamiczne [5, 7, 10].



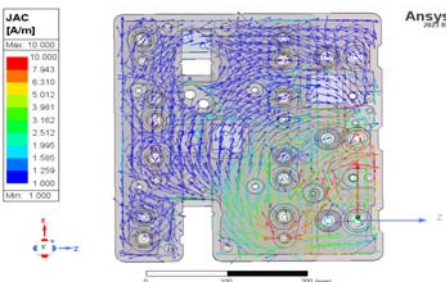
Rys. 10. Schemat obwodowy układu testowego wraz z zaimportowanym z Q3D modelem baterii kondensatorów

4. Wyniki symulacji

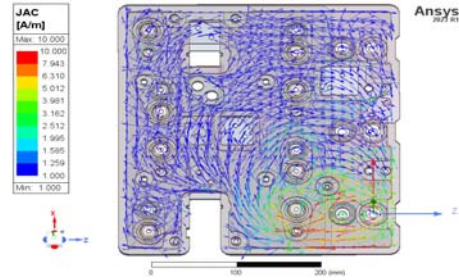
Wstępna weryfikacja wyników możliwa jest już na poziomie Q3D - pamiętać należy jednak, że program ten uwzględnia parametry elektryczne samej struktury mechanicznej busbarów, natomiast nie uwzględnia zamodelowanych kondensatorów [4]. Na rysunku 11a-c przedstawiono wykreśloną w skali logarytmicznej powierzchniową gęstość prądu na wszystkich elementach przewodzących dla trzech wariantów podłączenia tranzystora. Rysunek ten obrazuje realny problem – nierównomierny rozptył prądu w strukturze. Wynika to nie tylko z ilości wycięć, ale również z ich umiejscowienia w poszczególnych warstwach busbarów. Wpływa to bowiem na ich rezystancję i indukcyjność, a w rezultacie na rozptył prądu. Wstępne wyniki obrazują, że największa, co do wartości, gęstość prądu występuje w miejscu podłączenia tranzystora i maleje tym bardziej, im dalej od niego się znajduje. Dodatkowo zauważalnie mniej obciążona jest lewa strona baterii kondensatorów, niezależnie od badanego wariantu. Skutkować to może nierównomiernym obciążeniem kondensatorów, co z kolei doprowadzić może do ich przyspieszonej degradacji. Dodatkowo, biorąc pod uwagę fakt, że rozptył prądu w strukturze jest nierównomierny już na tym etapie analizy można założyć, że uwzględniając dokładny model kondensatora, różnica powinna jeszcze bardziej się uwidocznić w Simplorerze.



a) Waruant 1



b) Warua=nt 2



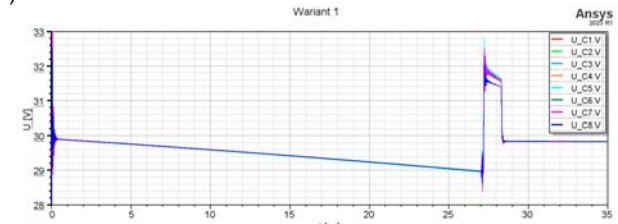
c) Wariant 3

Rys.

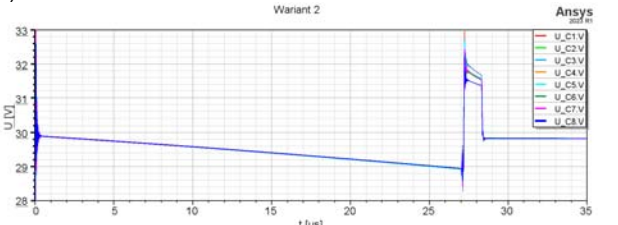
11. Powierzchniowa gęstość prądu wykreślona na elementach przewodzących baterii kondensatorów dla trzech wariantów podłączenia tranzystora odpowiednio a) wariant 1, b) wariant 2 oraz c) wariant 3

Kolejnym etapem była weryfikacja wyników z poziomu Simplorera, w celu wyznaczenia spadków napięć na kondensatorach. Analiza została przeprowadzona w dziedzinie czasu. W symulacji założono warunek początkowy równy 30 V na każdym z kondensatorów, a następnie wyznaczono spadek napięcia na kondensatorach jaki wywoła przepływ prądu w trakcie trwania testu opisanego w rozdziale 2. Wyznaczono również wartość prądu, który płynie w tym czasie przez każdy z kondensatorów. Symulacje wykonano dla wszystkich trzech wariantów. Model w Simplorerze pozostaje ten sam dla każdego wariantu, zmienia się jedynie równoważny model importowany z Q3D.

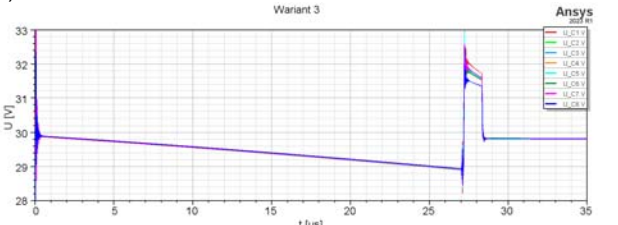
a) Wariant 1



b) Wariant 2



c) Wariant 3



Rys. 12. Przebiegi napięcia na kondensatorach dla trzech wariantów podłączenia tranzystora odpowiednio: a) wariant 1, b) wariant 2 c) wariant 3

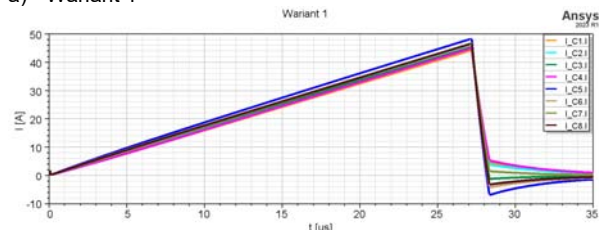
Przebiegi napięć na kondensatorach dla trzech wariantów podłączenia tranzystora przedstawiono odpowiednio na rysunku 12a-c, natomiast w tabeli 2 przedstawiono zmianę wartości napięcia względem napięcia początkowego w wybranym punkcie czasu wynoszącym 20 μ s. Dodatkowo dla analizowanych wariantów wyznaczone przebiegi prądu płynącego przez

kondensatory w trakcie testu i przedstawiono je odpowiednio na rysunku 13a-c. W tabeli 3 zestawiono wartości wyznaczone analogicznie dla 20 μs testu.

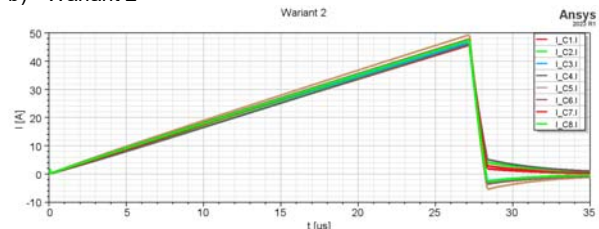
Tabela 2. Zmiana wartości napięcia na kondensatorach dla trzech wariantów podłączenia tranzystora

	Wariant 1	Wariant 2	Wariant 3
U_{C1} [V]	0,764	0,797	0,810
U_{C2} [V]	0,752	0,774	0,783
U_{C3} [V]	0,761	0,788	0,791
U_{C4} [V]	0,763	0,787	0,793
U_{C5} [V]	0,777	0,796	0,800
U_{C6} [V]	0,759	0,781	0,787
U_{C7} [V]	0,759	0,770	0,790
U_{C8} [V]	0,755	0,772	0,780

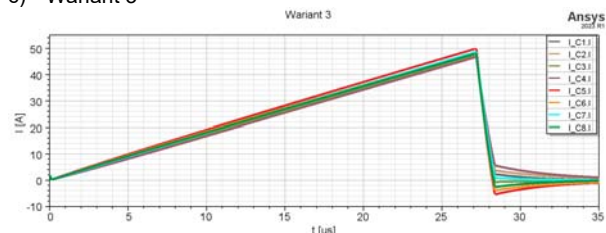
a) Wariant 1



b) Wariant 2



c) Wariant 3



Rys. 13. Przebiegi prądów płynących przez kondensatory a) wariant 1, b) wariant 2, c) wariant 3

Tabela 3. Wartość prądu płynącego przez kondensatory dla trzech wariantów podłączenia tranzystora

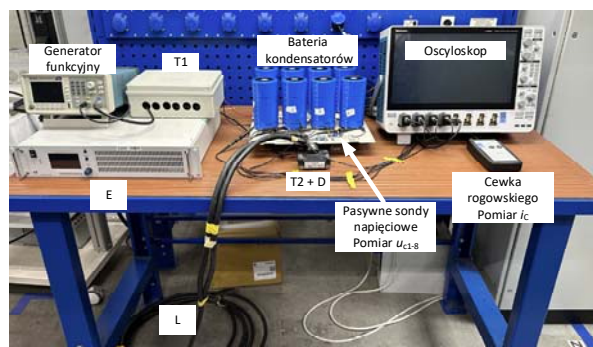
	Wariant 1	Wariant 2	Wariant 3
I_{C1} [A]	32,45	33,65	34,44
I_{C2} [A]	33,14	33,93	34,54
I_{C3} [A]	33,68	34,69	35,00
I_{C4} [A]	32,96	33,75	34,23
I_{C5} [A]	36,11	36,77	37,19
I_{C6} [A]	34,76	35,53	36,09
I_{C7} [A]	34,52	35,24	35,93
I_{C8} [A]	34,57	35,23	35,70

Pomimo względnie niewielkich różnic w zmianie wartości napięcia na kondensatorach (tabela 1) można zauważyć rozbieżność w rozplywie prądu płynącego przez poszczególne kondensatory (tabela 2). Pokazuje to, że struktura mechaniczna układu, rozmieszczenie kondensatorów oraz ich parametry pasożytnicze mają znaczący wpływ na rozplyw prądu pomiędzy kondensatorami. Nie bez znaczenia pozostaje również konfiguracja podłączenia tranzystora do układu. W przypadku wariantu pierwszego różnica pomiędzy kondensatorem obciążonym najbardziej a kondensatorem obciążonym najmniej wynosi około trzy i pół

ampera oraz około trzech amperów w przypadku pozostałych wariantów. Zauważalny chwilowy wzrost napięcia na rysunku 12a-c w chwili wyłączenia tranzystora (27 μs) trwający około 1,2 μs wynika z niedoskonałego modelu dynamicznego tranzystora T2. Jego rzeczywisty czas wyłączenia powinien wynosić 200 ns. Z racji tego, że dynamiczny proces wyłączenia tranzystora nie ma wpływu na uzyskane wyniki pomiarów, nie jest on istotnym elementem przeprowadzonych symulacji.

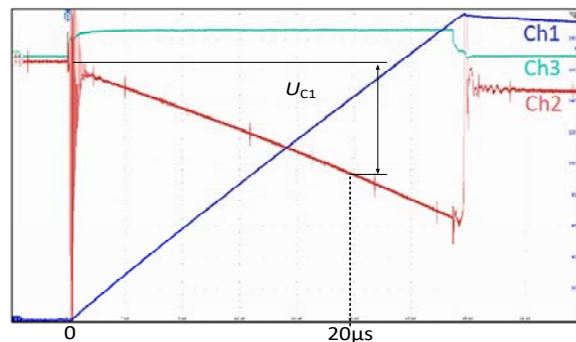
5. Badania laboratoryjne baterii kondensatorów

W rozdziale zaprezentowano i omówiono wyniki badań laboratoryjnych baterii kondensatorów. Wykonane testy miały na celu weryfikację modelu symulacyjnego szczegółowo opisanego w rozdziale 3. Do testu wykorzystano metodę impulsową szczegółowo opisaną w rozdziale 2, która posłużyła do wyznaczenia parametrów pasożytniczych ESR i ESL kondensatora. Stanowisko laboratoryjne wykorzystane do pomiaru baterii kondensatorów przedstawiono na rysunku 14.



Rys. 14. Stanowisko pomiarowe baterii kondensatorów

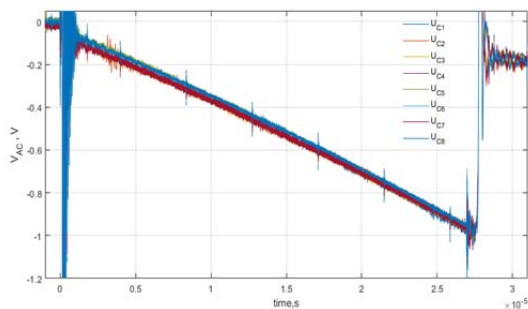
Układ połączeń oraz rozmieszczenie głównych elementów obwodu elektrycznego są zgodne ze schematem ideowym przedstawionym na rysunku 4. Różnica polegała jedynie na tym, że zamiast pojedynczego kondensatora do zacisków +DC/-DC podłączona została cała bateria kondensatorów.



Rysunek 15. Przebiegi czasowe napięcia $u_{GS, T2}$ (CH3 20 V/div), składowej zmiennej napięcia u_{C1} (CH2 200 mV/div) oraz prądu i_C (CH1 50 A/div) baterii kondensatorów. Podstawa czasu 4 $\mu\text{s}/\text{div}$

W celu dopasowania czasu narastania prądu i_C do wartości uzyskanej w modelu symulacyjnym minimalnie modyfikowano indukcyjność cewki powietrznej L poprzez zmianę jej średnicy i liczby zwojów. Czas narastania prądu i_C badanej baterii kondensatorów wynosił 12,5 A/ μs . Przebieg oscyloskopowy napięcia u_{C1} na kondensatorze C1 i prądu i_C baterii kondensatorów został przedstawiony na rysunku 15, a zestawienie przebiegów składowych zmiennych napięć na wszystkich kondensatorach

zamieszczono na rysunku 16. Wyniki przedstawione na rysunku 16 uzyskano za pomocą oprogramowania MATLAB i zaimportowaniu przebiegów czasowych napięć zapisanych w formie .csv. Dla porównania wyników testu i symulacji wartości zmiany napięcia dla każdego kondensatora odczytano w 20 μ s. Uzyskane wyniki zamieszczono w tabeli. i 4.



Rys. 16. Zestawienie przebiegów napięć na kondensatorach

Tabela 4. Zmiana wartości napięcia na kondensatorach dla trzech wariantów podłączenia tranzystora

	<i>Wariant 1</i>	<i>Wariant 2</i>	<i>Wariant 3</i>
U_{C1} [V]	0,717	0,750	0,758
U_{C2} [V]	0,701	0,696	0,715
U_{C3} [V]	0,702	0,715	0,730
U_{C4} [V]	0,699	0,727	0,728
U_{C5} [V]	0,700	0,751	0,748
U_{C6} [V]	0,707	0,713	0,709
U_{C7} [V]	0,706	0,698	0,712
U_{C8} [V]	0,685	0,695	0,705

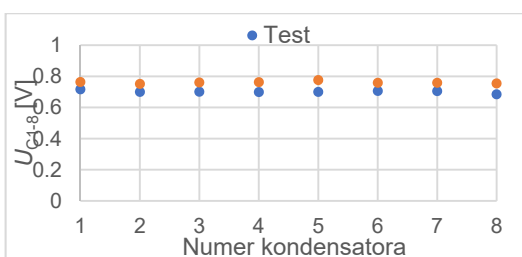
6. Weryfikacja modelu symulacyjnego

W rozdziale omówiono korelację między testami, a symulacją. Analiza korelacji między testami, a symulacją stanowiła kluczowy element badania, mający na celu weryfikację dokładności i wiarygodności modelu symulacyjnego. Wyznaczony procentowy błąd względny $\delta\%$ pomiędzy napięciami na zaciskach kondensatorów wyznaczonych na podstawie symulacji (tabela 3) oraz zmierzonych laboratoryjnie (tabela 4), zebrano w tabeli 5. Na rysunku 17 porównano zmiany wartości napięcia na kondensatorach uzyskane w testach oraz w symulacji odpowiednio dla wszystkich wariantów.

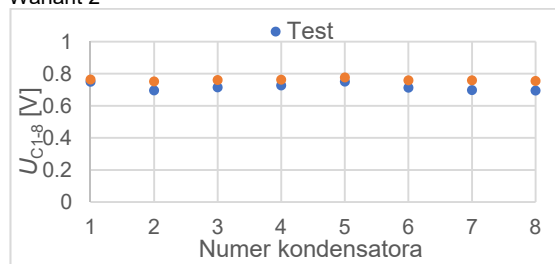
Tabela 5. Procentowy błąd względny pomiędzy symulacją, a testami w odniesieniu do wyniku symulacji

$\delta\%$	<i>Wariant 1</i>	<i>Wariant 2</i>	<i>Wariant 3</i>
C_1	6,18	5,84	6,43
C_2	6,70	9,98	8,70
C_3	7,69	9,26	7,72
C_4	8,40	7,58	8,27
C_5	9,83	5,65	6,50
C_6	6,86	8,60	9,85
C_7	6,90	9,31	9,88
C_8	9,28	9,94	9,67

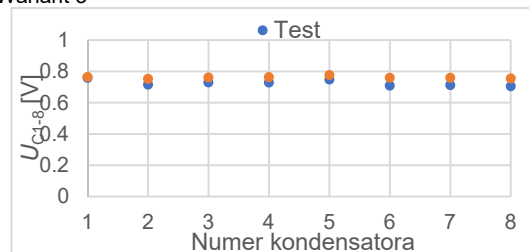
a) Wariant 1



b) Wariant 2



c) Wariant 3



Rys. 17. Porównanie zmiany wartości napięcia na kondensatorach dla trzech wariantów podłączenia tranzystora odpowiednio a) wariant 1, b) wariant 2, c) wariant 3

Wyliczony błąd względny pokazuje zbieżność pomiędzy wynikami testów, a symulacji. Nawet w najgorszym wypadku błąd nie przekracza 10%. Oznacza to, że wyniki symulacji są wiarygodne i bliskie rzeczywistym wynikom uzyskanym w testach. Dzięki temu można uznać, że model symulacyjny dobrze odwzorowuje zachowanie badanego układu, a wyniki uzyskane z symulacji mogą być użyte do prognozowania i analizy różnych scenariuszy bez konieczności przeprowadzania kosztownych i czasochłonnych eksperymentów.

7. Podsumowanie

Na podstawie wstępnej analizy konstrukcji busbarów wykonanej w Q3D można zauważyć znaczną nierównomierność w rozplywie prądów w baterii kondensatorów. Wynikać to może nie tylko z ilości, ale również i umiejscowienia wycięć w poszczególnych warstwach busbarów, wpływając tym samym na jej rezystancję i indukcyjność a w rezultacie na rozplyw prądów. Warto zauważyć, że powierzchniowa gęstość prądu jest znacznie bardziej równomierna w przypadku wariantu 1, w odniesieniu do pozostałych wariantów. Implementacja wyznaczonych pośrednio parametrów kondensatorów pozwoliła na zbudowanie reprezentatywnego modelu obwodowego, który z dokładnością do 10% odzwierciedla zachowanie rzeczywistej baterii kondensatorów falownika. Wykonany model pozwolił również wyznaczyć wartości prądów płynących przez poszczególne kondensatory. Jest to jego duża zaleta, ponieważ z racji konstrukcji czy ilości kondensatorów pomiar laboratoryjny rozplywu prądów jest trudny, a czasem nawet niemożliwy. Na podstawie wyników przedstawionych w tabeli 3 można zauważyć, że w zależności od wariantu różnica pomiędzy minimalną, a maksymalną wartością prądu kondensatora wynosi odpowiednio 8, 11 i 9%.

Przedstawiona przez autorów techniczno-symulacyjna metoda analizy rozplywu prądów w baterii kondensatorów wykazała dużą zbieżność pomiędzy symulacją, a pomiarem laboratoryjnym. Zaobserwowano pewne różnice w wynikach, jednakże trend odpowiedzi układu na wymuszenie pozostał zbliżony. W dalszych etapach prac autorzy planują przeprowadzić szczegółowe badania

mające na celu zidentyfikowanie, jak duży wpływ na wyniki ma konstrukcja busbarów, a jak duży wpływ mają parametry pasożytnicze kondensatorów. Zaprezentowany model symulacyjny wykorzystany zostanie do optymalizacji rozmieszczenia kondensatorów oraz konstrukcji niskoindukcyjnych połączeń baterii kondensatorów.

Należy podkreślić, że wybrana i zastosowana przez autorów metoda impulsowa nie stanowi jedynego podejścia w badaniach tego rodzaju. Innym przykładem jest metoda częstotliwościowa, która wykorzystuje specjalistyczne urządzenia pomiarowe, takie jak analizatory impedancji czy mierniki LCR. Obie te metody mają swoje własne zalety i ograniczenia. W przypadku metody częstotliwościowej do jej zalet można zaliczyć większą prostotę obsługi oraz możliwość uzyskania wyników pomiaru w sposób bezpośredni. Jednakże pomiar impedancji w trybie częstotliwościowym, zwłaszcza gdy składnik reaktancyjny znacząco różni się od składnika rezystancyjnego (lub odwrotnie) może spowodować uzyskanie dość znacznych niepewności pomiarowych [11]. Zastosowana metoda impulsowa umożliwiła bezpośrednie określenie parametrów na podstawie uzyskanych przebiegów czasowych i według autorów jest wystarczająca w określonym kontekście badawczym.

Autorzy:

dr inż. Wojciech Jurczak,
Power electronics architect, Low Voltage Drives Rockwell Automation Sp. z o.o. ul. Konduktorska 39, 40-155 Katowice, E-mail: wjurcza@ra.rockwell.com;

mgr inż. Dawid Stawiarski,
Power electronics engineer, Low Voltage Drives Rockwell Automation Sp. z o.o. ul. Konduktorska 39, 40-155 Katowice, E-mail: dawid.stawiarski@rockwellautomation.com

mgr inż. Kamil Zygmunt,
Simulation engineer, Low Voltage Drives Rockwell Automation Sp. z o.o. ul. Konduktorska 39, 40-155 Katowice, E-mail: kamil.zygmunt@rockwellautomation.com

LITERATURA

- 1 P. Waide, C. Brunner, „Energy Efficiency Policy Opportunities for Electric Motor Driven Systems”, *International Energy Agency*, 2011
- 1 Jorgensen, A.B.Munk-Nielsen, S.Uhrenfeldt, C., „Overview of Digital Design and Finite-Element Analysis in Modern Power Electronic Packaging”, *IEEE Trans*, 2022.
- 3 TDK, „Aluminum Electrolytic Capacitors - General technical information”, August 2022
- 4 R. Alizadeh, M. Schupbach, Tyler Adamson, J. Balda, Yue Zhao, Shanshan Long, K. Jung, Chirag R. Kharangate, M. Asheghi, K. Goodson, „Busbar Design for Distributed DC-Link Capacitor Banks for Traction Applications”, w *Energy Conversion Congress and Exposition*, 2018
- 5 H. Daou, M. Ameziani, D. Lhotellier, F. Costa, M. Petit, E. Labouré, „Dynamic electric model for IGBT power module based on Q3D® and Simplorer®: 3D Layout design, stray inductance estimation, experimental verifications”, IEEE, 2017.
- 6 Tektronix, „Double Pulse Testing for Power Semiconductor Devices with an Oscilloscope and Arbitrary Function Generator”, 2022
- 7 L. Balogh, „Fundamentals of MOSFET and IGBT Gate Driver Circuits”, October 2018
- 8 ANSYS, „Q3D SI Getting Started, Module 1: Q3D Introduction”, Release 2020 R1
- 9 ANSYS, „Q3D Getting Started, Module 2: Q3D Workflow”, Release 2020 R1
- 10 N. Zhang, S. Wang, H. Zhao, „Develop Parasitic Inductance Model for the Planar Busbar of an IGBT H Bridge in a Power Inverter”, IEEE, 2015
- 11 Agilent 4294A Precision Impedance Analyzer” Operation Manual 7th edition.