

**Elektromagnetyczne zaburzenia
przewodzone w układach
napędów przekształtnikowych**

Monografie Tom 5

Kolegium Redakcyjne

- Wiesław Miczulski – przewodniczący
- Marian Adamski
- Zbigniew Fedyczak
- Edward Greczko
- Józef Korbicz
- Marian Miłek
- Dariusz Uciński



Adam Kempski

**Elektromagnetyczne zaburzenia
przewodzone w układach
napędów przekształtnikowych**

Oficina Wydawnicza Uniwersytetu Zielonogórskiego 2005

Adam KEMPSKI
Instytut Inżynierii Elektrycznej
Uniwersytet Zielonogórski
ul. Podgórna 50
65-246 Zielona Góra
e-mail: A.Kempski@iee.uz.zgora.pl

Recenzenci:

prof. dr hab. inż. Zbigniew NOWACKI, Politechnika Łódzka
dr hab. inż. Zbigniew HANZELKA, prof. AGH

Skład i łamanie: Autor
Projekt okładki: Julita Kłosińska

ISBN 83-89712-70-9

© Copyright by Uniwersytet Zielonogórski, Zielona Góra 2005

Podziękowania

Chcę wyrazić podziękowanie *Profesorowi Ryszardowi Strzeleckiemu* za szczególne wsparcie i pomoc w trakcie przygotowywania niniejszej monografii.

Kolegom z Instytutu Inżynierii Elektrycznej dziękuję za współpracę przy przeprowadzeniu opisanych badań.

Spis treści

1	Wprowadzenie	1
2	Przekształtnik jako źródło zaburzeń elektromagnetycznych	9
2.1.	Wstęp	9
2.2.	Charakterystyki źródeł zaburzeń	13
3	Obwody rozprzestrzeniania się zaburzeń	19
3.1.	Wstęp	19
3.2.	Obwody zaburzeń wspólnych i różnicowych w układach trójfazowych	20
3.3.	Wpływ czasu narastania napięcia na widmo zaburzeń	23
3.4.	Drogi powrotne prądów zaburzeń	29
4	Analizy EMC	31
4.1.	Wstęp	31
4.2.	Pomiary EMC	32
4.3.	Modelowanie EMC	34
4.4.	Analizy i modelowanie obwodowe zjawisk falowych w układach przekształtnikowych	35
5	Przykłady analiz EMC	47
5.1.	Napęd dwukwadrantowy z silnikiem indukcyjnym klatkowym . . .	47
5.1.1.	Prądy zaburzeń wspólnych	47
5.1.2.	Prądy łożyskowe	57
5.2.	Układ napędowy (czterokwadrantowy) z silnikiem indukcyjnym klatkowym zasilanym z przemiennika czę- stotliwości ze sterowanym prostownikiem wejściowym	65
5.3.	Dodawczy transformator trójfazowy zasilany z falownika PWM . .	70
6	Wpływ algorytmów sterowania na widmo zaburzeń	73
6.1.	Analiza widm zaburzeń w paśmie CISPR A	73
6.2.	Wpływ algorytmów sterowania na widmo zaburzeń wspólnych	84

7	Metody kształtowania widma przewodzonych zaburzeń elektromagnetycznych	91
7.1.	Wstęp	91
7.2.	Metody ograniczania szybkości narostu i amplitudy napięcia zaburzeń	92
7.2.1.	Sterowanie bramkowe	92
7.2.2.	Układy miękkiego przełączania	95
7.2.3.	Falowniki wielopoziomowe	98
7.3.	Pasywne metody kształtowania widma zaburzeń	104
7.4.	Kompensacja źródła zaburzeń wspólnych	111
8	Przykład zastosowania analiz EMC do ograniczania widma zaburzeń do poziomów określonych w standardach	121
9	Podsumowanie i charakterystyka dalszych badań	129
	Dodatki	133
A.	Wybór norm	134
B.	Obliczenia rozptyłu zaburzeń w układzie trójfazowym	137
C.	Parametry badanych układów	140
	Bibliografia	143

Wykaz ważniejszych oznaczeń i skrótów*

Symbole

C_{GC}	– pojemność bramka - kolektor
C_{GE}	– pojemność bramka-emiter
R_G	– rezystancja bramki
I_C	– prąd kolektora
I_L	– prądu obciążenia tranzystora
I_S	– prąd źródła
U_{CE}	– napięcie kolektor-emiter
U_{GE}	– napięcie bramka-emiter
U_{GEth}	– napięcie progowe bramka-emiter
I_{CM}	– wartość chwilowa prądu zaburzeń wspólnych
i_a, i_b, i_c	– wartości chwilowe prądów fazowych
i_{DM}	– wartość chwilowa prądu zaburzeń różnicowych
i_g	– wartość chwilowa prądu w przewodzie uziemiającym
u_a, u_b, u_c	– wartości chwilowe napięć fazowych
U_N	– napięcie w punkcie neutralnym uzwojeń silnika
U_W	– napięcie na wale
T	– okres w ciągu impulsów
t_d	– szerokość impulsu
t_0	– czas narostu napięcia impulsu
t_d	– szerokość impulsu napięcia
R, L, C	– rezystancja, indukcyjność i pojemność toru zaburzeń
ω_n	– pulsacja własna bezstratnego obwodu zaburzeń
ω_0	– pulsacja własna stratnego obwodu zaburzeń
ζ	– współczynnik tłumienia toru zaburzeń
r, l, g, c	– parametry jednostkowe linii
l_p	– całkowita długość linii
t_p	– czas przebiegu fali wędrównej przez całkowitą długość linii
γ	– stała propagacji toru
α	– stała tłumienia
β	– stała fazowa
Z_c	– impedancja charakterystyczna linii

*Wykaz obejmuje oznaczenie podstawowe, często stosowane w pracy; objaśnienia oznaczeń mających znaczenie lokalne zamieszczono w tekście.

M	–	głębokość modulacji
V_{DC}	–	połowa napięcia obwodu DC
m	–	rząd harmonicznej częstotliwości nośnej
n	–	rząd harmonicznej częstotliwości wyjściowej falownika
J_n	–	funkcja Bessela n -tego rzędu
$A_F(m, n)$	–	amplituda harmonicznej napięcia fazowego o rzędach (m, n)
$A_{CM}(m, n)$	–	amplituda harmonicznej napięcia zaburzeń CM o rzędach (m, n)
$A_{DM}(m, n)$	–	amplituda harmonicznej napięcia zaburzeń DM o rzędach (m, n)
Z_{LISN}	–	impedancja sztucznej sieci stabilizującej impedancję
B_6	–	znormalizowana szerokość pasma filtru o tłumieniu mniejszym niż 6dB

Skróty

ACRDCL	–	(ang. Active Clamped Resonant DC Link), quasi-rezonansowy obwód pośredniczący DC z aktywnym ograniczeniem napięcia
CM	–	(ang. Common Mode), ogólne oznaczenie zaburzeń wspólnych (asymetrycznych)
DM	–	(ang. Differential Mode), ogólne oznaczenie zaburzeń różnicowych (symetrycznych)
DTC	–	(ang. Direct Torque Control), bezpośrednia regulacja momentu
EDM	–	(ang. Electric Discharge Machining), wyładowczy prąd łożyskowy
EMC	–	(ang. ElectroMagnetic Compatibility), kompatybilność elektromagnetyczna
FFT	–	(ang. Fast Fourier Transform), szybka transformata Fouriera
IFBW	–	(ang. Intermediate Frequency BandWidth) - szerokość pasma dla częstotliwości pośredniej
IGBT	–	(ang. Insulated Gate Bipolar Transistor), tranzystor bipolarny z izolowaną bramką
IPM	–	(ang. Intelligent Power Module), tranzystorowy moduł mocy
LISN	–	(ang. Line Impedance Stabilization Network), sztuczna sieć stabilizująca impedancję
MOSFET	–	(ang. Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistors) - energetyczny tranzystor polowy
PE	–	(ang. Protective Earth) - uziemienie ochronne
PWM	–	(ang. Pulse Width Modulation), modulacja szerokości impulsu
RDCL	–	(ang. Resonant DC Link), rezonansowy obwód pośredniczący DC
TEM wave	–	(ang. Transverse ElectroMagnetic), elektromagnetyczna fala poprzeczna
VSI	–	(ang. Voltage Source Inverter), falownik napięcia
ZVS	–	(ang. Zero Voltage Switching), technika przełączania elementów półprzewodnikowych przy zerowym napięciu

Rozdział 1

Wprowadzenie

Postęp w technologii półprzewodnikowych przyrządów mocy, który dokonał się w ostatnich latach, pozwolił na wprowadzenie nowych generacji, technologicznie zaawansowanych układów przełączających, opartych między innymi na tranzystorach MOSFET i IGBT. Układy te, pracujące z częstotliwościami komutacyjnymi wielokrotnie większymi od częstotliwości źródła zasilania, coraz częściej zastępują przekształtniki z komutacją sieciową, co umożliwiło wprowadzenie zaawansowanych technik sterowania i dzięki temu poprawę właściwości dynamicznych układów oraz linearyzację ich charakterystyk napięciowo-prądowych. Spowodowało to eliminację harmonicznych niższych rzędów z widma prądu źródłowego, lecz jednocześnie przesuniecie zaburzeń elektromagnetycznych o znacznych poziomach w kierunku wyższych częstotliwości.

Większa częstotliwość pracy układów wymusiła znaczne skrócenie czasu narostu i opadania napięć wyjściowych (du/dt) łączników, w celu ograniczenia strat łączeniowych i zapewnienia możliwie krótkich czasów martwych. To, z kolei, stało się przyczyną pojawienia się w tych układach zaburzeń elektromagnetycznych wysokiej częstotliwości (sięgającej zakresu megaherców), głównie wskutek pasożytniczych sprzężeń elektromagnetycznych występujących w samym przekształtniku oraz w układzie obciążenia.

Przy obecnie stosowanych częstotliwościach przełączania i czasach narostu napięcia zaburzeń, warunki istniejące w sprzęgach energetycznych przekształtnika powodują, że podstawowe częstotliwości zaburzeń lokują się głównie w paśmie CISPR A (9 kHz-150 kHz) lub nieco poniżej tego pasma, oraz w paśmie CISPR B (150 kHz-30 MHz). Są to pasma, które w kompatybilności elektromagnetycznej (EMC - Electromagnetic Compatibility) zalicza się do zakresu tzw. zaburzeń przewodzonych, dla których można przyjąć, że pola elektromagnetyczne związane są z częściami wiodącymi prąd elektryczny. Bezpośrednie sąsiedztwo tych obwodów to tzw. pole bliskie, w którym oddzielnie można rozważać składową elektryczną i magnetyczną pola [58,180,211,210], reprezentując je zastępczymi sprzężeniami pojemnościowymi i indukcyjnymi. Do reprezentacji zjawisk elektromagnetycznych

w układach, w których rozprzestrzeniają się zaburzenia przewodzone, uprawnione jest zatem stosowanie metod obwodowych. W układach tych duże znaczenie mają sprzężenia poprzez wspólną impedancję systemu uziemienia ochronnego (PE). W przeważającej części praktycznych układów, w których zastosowano przekształtniki energoelektroniczne, zaburzenia o częstotliwościach powyżej zakresu CISPR B (zaburzenia promieniowane, dla których generalnie stosuje się polowe metody analizy) są związane z pracą obwodów sterowania lub są wyższymi harmonicznymi procesów, których podstawowe harmoniczne przypadają na zakres zaburzeń przewodzonych.

Zarówno duża moc sygnałów zaburzeń w sprzęgach energetycznych systemów zawierających układy przekształtnikowe, jak również częstość ich powtarzania oraz przesunięcie w kierunku wyższych częstotliwości spowodowały, że w systemach tych pojawiła się nowa, jakościowo różna klasa problemów, związanych z zapewnieniem kompatybilności elektromagnetycznej. Problemy te często nie są dostrzegane w fazie analiz projektowych układów i ujawniają się dopiero w trakcie eksploatacji systemów, w konkretnym miejscu zainstalowania i przy określonym obciążeniu.

Drugą przyczyną wzrostu znaczenia problemów związanych z zapewnieniem kompatybilności systemów zawierających przekształtniki energoelektroniczne jest to, że niemal każda nowa generacja elementów elektronicznych jest strukturalnie mniej odporna na zaburzenia elektromagnetyczne [211]. Powoduje to istotne problemy przy zapewnianiu współpracy części silnoprądowej przekształtników z własnymi układami sterowania [31,119], jak również z całym, dynamicznie zmieniającym się środowiskiem elektromagnetycznym.

Znajdują tu swoje odbicie obydwie podstawowe aspekty kompatybilności elektromagnetycznej: emisja zaburzeń i odporność na zaburzenia elektromagnetyczne. Zdecydowana większość publikacji dotyczących kompatybilności elektromagnetycznej w układach przekształtnikowych dotyczy problemów emisji elektromagnetycznej. Nieliczne są publikacje odnoszące się do problemów odporności tych układów na zaburzenia elektromagnetyczne [44,52,104,119,207].

Powstanie nowych jakościowo problemów EMC związanych z zastosowaniem nowoczesnych układów energoelektronicznych zbiegło się w czasie z ukonstytuowaniem się EMC jako oddzielnej gałęzi nauki, ze swoimi prawami, zasadami oraz metodami analiz i pomiaru [128,199]. Nowym impulsem dla rozwoju tej dziedziny wiedzy technicznej było wprowadzenie w państwach UE Dyrektywy 89/336/EEC - „Kompatybilnościowej”, która zaczęła obowiązywać od 01.01.1996 r. Jest to jedna z tzw. Dyrektyw Nowego Podejścia i spełnienie jej wymagań oraz wymagań Norm Zharmonizowanych związanych z tą Dyrektywą stało się podstawą uzyskania znaku CE, uprawniającego do wejścia na rynki Unii Europejskiej. Rozwiązanie problemów kompatybilności dla każdego wyrobu wprowadzanego na rynek europejski jest więc warunkiem koniecznym zaistnienia wyrobu w handlu i eksploatacji. Wprowadzenie Dyrektywy Kompatybilnościowej i rozwój technologiczny w zakresie półprzewodnikowych przyrządów mocy stały się przyczynami, dla których niemal jednocześnie - w latach 1996-1999 - na europejskich konferencjach międzynarodowych (w USA i Japonii nieco wcześniej), pojawiło się wiele prac

identyfikujących problemy związane z zaburzeniami wprowadzanymi przez układy przekształtnikowe [7,110,150,159,198,217,221], klasyfikujące zagadnienia EMC i akty normatywne z tego zakresu [168], wraz z pierwszymi propozycjami metod złagodzenia problemów [22,69,145,147,160,177,190]. Równolegle, zainteresowanie zagadnieniami EMC można było zaobserwować i w Polsce [41,44,51,60,61,105,106], choć na przeszkodzie stały tu ograniczenia wynikające z braku, w tym okresie, dostatecznego zaplecza laboratoryjno-badawczego dla specjalistycznych pomiarów EMC w układach przekształtnikowych.

Skala rozpowszechnienia i szybki rozwój układów energoelektronicznych spowodowały, że problemy związane z kompatybilnością tych układów znajdują swoje odzwierciedlenie w ciągłym rozwoju normalizacji dotyczącej EMC. Oprócz Norm Podstawowych i Rodzajowych, które obowiązują dla wszystkich wyrobów elektrycznych i elektronicznych pojawiają się Normy Przedmiotowe, dedykowane poszczególnym systemom zawierającym przekształtniki energoelektroniczne (wybór norm stosowanych w badaniach kompatybilności układów z przekształtnikami energoelektronicznymi przedstawiono w Dodatku A). W ocenie autora, ciągły postęp technologiczny w zakresie półprzewodnikowych przyrządów mocy, a w szczególności większe szybkości przełączeń łączników, wymagają bieżącej aktualizacji badań nad powstawaniem i rozprzestrzenianiem się zakłóceń w systemach przekształtnikowych, co może mieć wpływ na ostateczny zakres wymagań formułowanych w Normach Zharmonizowanych.

O problemach związanych z kompatybilnością systemów zawierających przekształtniki energoelektroniczne, w dużym stopniu decyduje miejsce i rola przekształtnika w takich systemach (tzn. jako elementu przekształcającego energię elektryczną pomiędzy źródłem zasilania a obciążeniem). Głównym źródłem zaburzeń o wysokiej energii jest w takim układzie przekształtnik, a same prądy zaburzeń generowane są przede wszystkim w układzie obciążenia, włączając w to kable zasilające i układ przewodów uziemienia ochronnego. Spełnienie przez przekształtnik wymagań odpowiednich norm EMC nie gwarantuje zatem kompatybilności całego systemu, a analiza „sytuacji kompatybilnościowej” musi brać pod uwagę możliwie dużo aspektów związanych z konkretnym miejscem zainstalowania urządzenia i rodzajem obciążenia. Dla takich analiz nieocenione są badania *in situ*, które są wykonywane w miejscu zainstalowania urządzenia.

Dostępne w literaturze analizy odnoszą się, w przeważającej części przypadków, do dwóch grup urządzeń: zasilaczy impulsowych i napędów przekształtnikowych, odzwierciedlając znaczenie techniczne i ekonomiczne związane z rozpowszechnieniem tych urządzeń. Pasożytnicze zjawiska prowadzące do powstania zaburzeń przewodzonych w układach jednofazowych i metody redukcji tych zaburzeń są dość dobrze rozpoznane i udokumentowane [np. 59,62,120,138,196,214], choć w kilku publikacjach wskazuje się, że niektóre zjawiska przepływu prądów zaburzeń mogą wymagać reinterpretacji i ponownego zdefiniowania podstawowych pojęć stosowanych w dotychczasowych analizach EMC [63,158,176].

Zjawiska elektromagnetyczne, towarzyszące procesom przełączania łączników energoelektronicznych, w obecności sprzężeń pasożytniczych mają najpoważniej-

sze negatywne skutki i są najbardziej różnorodne w napędach przekształtnikowych. Mechanizmy generacji i rozprzestrzeniania się zaburzeń są w tych układach bardziej skomplikowane ze względu na trójfazowy układ zasilania, sposoby sterowania oraz specyficzne obciążenie, jakim jest silnik, zasilany często poprzez długi kabel. Analizy zagadnień związanych z kompatybilnością elektromagnetyczną w tych układach wymagają kompleksowego podejścia, ponieważ poszczególne aspekty zjawisk pasożytniczych nie są od siebie niezależne.

W trakcie eksploatacji układów napędowych zasilanych falownikami napięcia z modulacją PWM zauważono szereg niezamierzonych konsekwencji, wywołanych dużą szybkością przełączania łączników [11,68,76,102,106, 159,171,185,221], m.in.:

- duży poziom zaburzeń przewodzonych i promieniowanych,
- błędne działanie zabezpieczeń upływnościowych [23,47],
- przepływ prądów przez łożyska silnika (tzw. prądy łożyskowe i prądy wałowe),
- przepięcia na zaciskach silnika, w układach z długim kablem silnikowym.

Obecność zaburzeń przewodzonych i promieniowanych w napędach przekształtnikowych oraz przepięcia na zaciskach silnika zasilanego za pomocą długiego kabla to najbardziej oczywiste skutki szybkich zmian napięć fazowych falownika. Poziom prądów zaburzeń przewodzonych generowanych w systemie jest zazwyczaj na tyle duży, że bez układów filtrujących, zaburzenia wprowadzane do sieci zasilającej mogą znacznie przekraczać określone w normach wartości dopuszczalne.

Przy analizie problemów związanych z zapewnieniem kompatybilności elektromagnetycznej zwykle wydziela się z zaburzeń fazowych te zaburzenia, których obwody zamykają się poprzez instalację uzziemienia ochronnego (zaburzenia wspólne - CM) oraz takie, które rozprzestrzeniają się w obwodach prądów roboczych (zaburzenia różnicowe - DM).

Zaburzenia różnicowe wytwarzane w przekształtnikowych układach napędowych mogą mieć znaczny poziom już w zakresie niskiej częstotliwości ($0 \leq f \leq 9\text{kHz}$), gdzie ich występowanie spowodowane jest nieliniowością procesów przekształcania energii elektrycznej. W zakresie wielkich częstotliwości, zaburzenia różnicowe związane są głównie z procesami przełączeń łączników energoelektronicznych, co prowadzi do powstawania napięć międzyfazowych o bardzo dużych szybkościach narostu. Zlokalizowanie obwodów zaburzeń różnicowych w dobrze określonych i autonomicznych, z punktu widzenia zaburzeń, obwodach prądów roboczych powoduje, że prądy tych zaburzeń mogą negatywnie oddziaływać na sąsiednie systemy jedynie za pośrednictwem sieci zasilającej, wytwarzając spadki napięć na jej impedancjach. Ponieważ parametry obwodów zaburzeń różnicowych są mało zależne od warunków panujących w miejscu zainstalowania, umożliwia to względnie łatwe określenie warunków ich ograniczenia lub nawet skutecznej eliminacji za pomocą znanych układów pasywnej lub aktywnej filtracji [191,209,211].

Zaburzenia wspólne wytwarzane w przekształtnikowych układach napędowych powstają w wyniku pasożytniczych, pojemnościowych sprzężeń doziemnych i dlatego zazwyczaj najbardziej znaczące składowe ich widma występują w zakresie wyższych częstotliwości. Ponieważ zaburzenia CM rozprzestrzeniają się w obwodach, których częścią jest instalacja uziemienia ochronnego, może to powodować sprzęganie zaburzeń do innych urządzeń w systemie oraz innych systemów poprzez wspólną impedancję uziemienia. Wielka częstotliwość tych zaburzeń powoduje, że szczególnie podatne na zakłócenia są obwody sterowania i zabezpieczeń układów (m.in. duża wartość skuteczna prądów zaburzeń CM może powodować błędne działanie zabezpieczeń upływnościowych).

Drogą do przenikania zaburzeń wspólnych mogą być również sprzężenia poprzez składową magnetyczną pola elektromagnetycznego (w zakresie częstotliwości formalnie zaliczanych do częstotliwości zaburzeń przewodzonych), gdyż obwody zaburzeń wspólnych często tworzą pętle o dużych powierzchniach. W obwodach zaburzeń różnicowych problem zewnętrznymi sprzężeniami magnetycznymi nie występuje gdyż, ze względu na niewielkie odległości pomiędzy przewodami, pola magnetyczne wytwarzane w poszczególnych przewodach przez prądy zaburzeń różnicowych znoszą się.

Zjawiska przepięciowe towarzyszące falom elektromagnetycznym dochodzącym do uzwojeń maszyn elektrycznych są znane i badane w technice wysokonapięciowej od wielu lat. W układach przekształtnikowych bardzo duża stromość narostu napięcia wyjściowego falowników może być przyczyną efektów falowych, w niezbyt nawet rozległych układach niskonapięciowych. Analizie tych zjawisk w napędach przekształtnikowych i związanych z nimi narażeniami układu izolacyjnego silnika zostało poświęconych wiele prac [12,14,15,73,96,116,129,130,142,148,155,171,185,205]. Znaczne wartości przepięć spowodowanych efektami falowymi, już przy typowych długościach kabli silnikowych, mogą przyspieszać procesy starzeniowe izolacji silników, prowadzące do jej zniszczenia. Spowodowało to konieczność wzmocnienia układu izolacyjnego silników indukcyjnych przeznaczonych do pracy w napędowych układach przekształtnikowych.

Najbardziej niespodziewanym i najpóźniej zauważonym efektem falownikowego zasilania silników indukcyjnych jest przedwczesne zużywanie się łożysk silników, wskutek wyładowań przez cienką warstwę filmu olejowego pomiędzy elementami tocznymi a bieżniami łożyska. Wyładowania takie (EDM - Electrical Discharge Machining) są następstwem stosunkowo niewielkiego napięcia na wale silnika, które powstaje wskutek niesymetrii elektromagnetycznej układu. Problem wyładowczych prądów łożyskowych nie jest nowym problemem i historycznie ma swój początek w latach dwudziestych, gdy prądy EDM powiązano z niesymetrią magnetyczną maszyn elektrycznych [6]. Przy zasilaniu sinusoidalnym, problem ten dotyczył jednak głównie maszyn dużych mocy. W przekształtnikowych układach napędowych powodem, dla którego powstaje napięcie na wale, jest chwilowa elektryczna niesymetria układu, wynikająca z realizacji algorytmów PWM. Powstające w wyniku tej niesymetrii napięcie CM przenosi się na wał w wyniku wewnętrznych sprzężeń pojemnościowych w silniku. Procesy elektroerozji bieżni łożysk sil-

ników indukcyjnych wywołane prądami EDM mogą prowadzić do przedwczesnego uszkodzenia bieżni łożysk i znacznego skrócenia czasu bezawaryjnej pracy układu napędowego. Dane literaturowe [125] wskazują, że średni czas żywotności łożysk może w tych warunkach ulec skróceniu do kilkunastu miesięcy. Prądy łożyskowe są jedynym negatywnym efektem zasilania falownikowego, który zależy raczej od amplitudy napięcia CM, a nie od szybkości narostu tego napięcia. W większości przypadków nieskuteczne są więc metody, które stosuje się do ograniczenia emisji prądów CM [28], poprzez ograniczenie szybkości narostu napięcia. Eliminacja prądów łożyskowych może polegać na stosowaniu specjalnych zabiegów technologicznych (np. izolowanie łożysk) lub algorytmów sterowania, które zapewniają odpowiednio małą amplitudę napięcia CM.

Techniczne i ekonomiczne znaczenie problemu prądów EDM znalazło swoje odbicie w literaturze dotyczącej szeroko pojętej kompatybilności elektromagnetycznej przekształtnikowych układów napędowych. Tematyka publikacji obejmowała opis zjawiska [17,18,20,28,30,40,105,106,107,108,125,146], wyniki pomiarów napięć na wale oraz pojedynczych prądów łożyskowych [np. 28,33,206] oraz propozycje układów ograniczających lub eliminujących prądy łożyskowe [21,66,68,69,117,20,145,147,206].

Większość publikacji poświęconych zapewnieniu kompatybilności układów przekształtnikowych dotyczy zaburzeń wspólnych, których eliminacja jest znacznie trudniejsza niż zaburzeń różnicowych. Wielość parametrów układu (często pasożytniczych), które mają wpływ na mechanizm tworzenia i rozprzestrzeniania się zaburzeń CM w systemach powoduje, że procedury pomiarowe przewidziane w normach, a mające na celu ujednoczenie warunków pomiaru, mogą nie być wystarczające przy analizie zjawisk pasożytniczych w całym systemie. Dodatkowo sprawiać to może trudności przy wykorzystywaniu wyników badań eksperymentalnych zamieszczanych w literaturze przedmiotu. Porównywać można tylko te wyniki, dla których zostały ściśle zdefiniowane warunki pomiarowe oraz porównywalne są charakterystyki źródeł zaburzeń i parametry obwodów rozprzestrzeniania się zaburzeń.

Podstawowym celem pracy było ustalenie głównych mechanizmów wytwarzania i rozprzestrzeniania się zaburzeń w systemach zawierających przekształtniki energoelektroniczne, w tym w szczególności, w przekształtnikowych układach napędowych, oraz krytyczna ocena efektywności metod ograniczania tych zaburzeń. Do analiz EMC, na podstawie rezultatów własnych badań eksperymentalnych, autor proponuje wykorzystanie zarówno wyników pomiarów w dziedzinie częstotliwości, wykraczających poza zakres wymagany normami, jak i w dziedzinie czasu (ze względu na rodzaj wytwarzanych prądów zaburzeń oraz stosowaną aparaturę pomiarową, pomiary w dziedzinie czasu i częstotliwości są w dużej części komplementarne).

Różnorodność zjawisk elektromagnetycznych prowadzących do wystąpienia zaburzeń, a wymuszająca interdyscyplinarność analiz powoduje, że problematyka ta jest trudna do ujęcia monograficznego. Ponieważ każdy układ energoelektroniczny powodujący zaburzenia jest swoisty i podstawowym problemem staje się odróż-

nienie „tego, co ogólne” od „tego, co szczególne” w badanym układzie. Dlatego, w niniejszym opracowaniu, badaniom poddano jedynie wybrane układy, starając się jednak odzwierciedlić całą złożoność problematyki EMC. Zostały one poddane bardzo szczegółowym badaniom wpływu parametrów i charakterystyk dynamicznych układu na różne aspekty kompatybilności elektromagnetycznej, przy czym funkcjonalne cechy tych układów były brane pod uwagę jedynie w tym zakresie, w którym miały one wpływ na kształtowanie się zaburzeń.

Układ pracy odzwierciedla przekonanie autora, że ingerencja w układ mająca na celu zapewnienie kompatybilności elektromagnetycznej, powinna być poprzedzona możliwie pełną analizą i zrozumieniem pasożytniczych zjawisk elektromagnetycznych, zachodzących w tym układzie. Tylko takie analizy mogą zastąpić, częste w praktyce, działania intuicyjne lub pół-empiryczne (zwane niekiedy *cut and try process* [158]), pozwalając na świadomy wybór odpowiednich środków zaradczych.

Praca składa się z dziewięciu rozdziałów.

Rozdział pierwszy zawiera wprowadzenie w tematykę zaburzeń i ogólną charakterystykę pracy.

W rozdziale drugim scharakteryzowano przekształtnik jako źródło zaburzeń elektromagnetycznych. Z parametrów układu i procesów dynamicznych, które zachodzą podczas przełączania łączników wyodrębniono te, które mogą mieć wpływ na powstające widmo i rozptył zaburzeń.

Rozdział trzeci dotyczy obwodów rozprzestrzeniania się zaburzeń. Przedstawiono dekompozycję obwodów na obwody zaburzeń różnicowych i wspólnych w układach trójfazowych. Przedstawiono również wpływ czasu narostu napięcia zaburzeń na widmo prądów zaburzeń oraz zaproponowane przez autora wyjaśnienie efektu naturalnego tłumienia zaburzeń przy określonych czasach narostu tego napięcia. W końcowej części rozdziału zwrócono uwagę na znaczenie dróg powrotnych prądów zaburzeń dla możliwości ograniczania poziomów ich widma.

Rozdział czwarty został poświęcony analizom EMC w układach z przekształtnikami energoelektronicznymi. Zamieszczono w nim uwagi dotyczące specyfiki pomiarów prądów i napięć zaburzeń przewodzonych o wysokich częstotliwościach i znaczenia wiarygodności tych pomiarów dla analiz EMC. Przy modelowaniu zjawisk szczególną uwagę zwrócono na efekty falowe, wzbudzone w układach obciążenia przekształtnika i ich wpływ na kształt widma zaburzeń.

W rozdziale piątym przedstawiono przykłady analiz EMC w wybranych układach z zastosowaniem przekształtników. Do analiz wytypowano powszechnie stosowany układ napędu dwukwadrantowego z silnikiem indukcyjnym, napęd czterokwadrantowy oraz transformator dodawczy zasilany z falownika napięcia. Przedstawiono zastępczy, symulacyjny model obwodowy torów zaburzeń, utworzony na podstawie wyników badań eksperymentalnych, który pozwolił na odwzorowanie pasożytniczych zjawisk elektromagnetycznych. Model taki może być wykorzystywany przy wyborze metod ograniczania zaburzeń generowanych w przekształtnikowych układach napędowych.

W rozdziale szóstym analizowano wpływ algorytmów sterowania na kształt

widma zaburzeń, w szczególności w paśmie CISPR A. Przedstawiono autorską propozycję oceny wpływu algorytmów sterowania na widmo zaburzeń, poprzez analityczną dekompozycję zaburzeń fazowych na zaburzenia wspólne i różnicowe oraz uwzględnienie charakterystyk torów zaburzeń.

Rozdział siódmy poświęcono analizie metod ograniczania zaburzeń w układach z przekształtnikami energoelektronicznymi oraz kształtowania widma tych zaburzeń. Wydzielono trzy grupy metod ograniczania zaburzeń. W pierwszej z nich zmniejszenie poziomów zaburzeń przewodzonych polega na bezpośrednim oddziaływaniu na napięcie źródła zaburzeń poprzez zmniejszenie czasu narostu napięcia i/lub amplitudy zaburzeń (sterowanie bramkowe, układy rezonansowe i falowniki wielopoziomowe). W drugiej grupie metod modyfikacji podlega impedancja toru rozprzysywu zaburzeń w celu kontrolowanego kształtowania torów ich przepływu. W trzeciej ograniczenie poziomu zaburzeń przewodzonych uzyskuje się z wykorzystaniem metod aktywnej i pasywnej kompensacji napięcia zaburzeń. Każda z przedstawionych metod kształtowania widma zaburzeń ma właściwe sobie ograniczone obszary zastosowań wynikające z tego, że oddziałują one na niektóre tylko aspekty zjawisk, bądź z trudności realizacyjnych. Przedmiotem analiz, oprócz skuteczności proponowanych metod, było także ich oddziaływanie na inne aspekty kompatybilności elektromagnetycznej systemu.

W rozdziale ósmym przedstawiono przykład zastosowania analiz EMC do ograniczania widma zaburzeń do poziomów określonych w standardach. Do analiz wytypowano czterokwadrantowy napęd asynchroniczny, dla którego wyjściowy poziom zaburzeń przewodzonych znacznie przekraczał wartości graniczne określone w normie. Na podstawie określonych dróg rozprzysywu prądów zaburzeń i proponowanych w pracy sposobów postępowania przy redukcji zaburzeń, zdecydowano się na zastosowanie oddzielnych filtrów dla źródeł zaburzeń po stronie silnika i po stronie sieci. Zastosowane środki pozwoliły na obniżenie poziomów zaburzeń znacznie poniżej poziomów granicznych.

Rozdział dziewiąty zawiera podsumowanie oraz propozycje dotyczące kierunków dalszych badań.

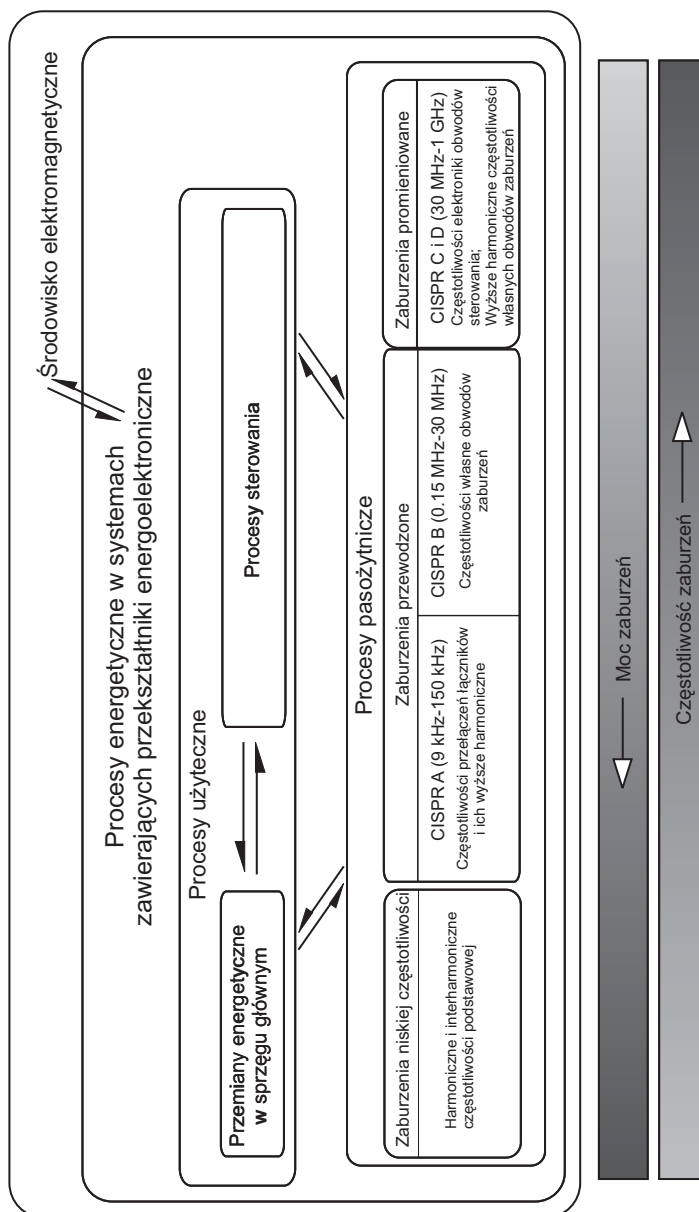
Rozdział 2

Przekształtnik jako źródło zaburzeń elektromagnetycznych

2.1. Wstęp

Przekształtniki pełnią określoną funkcję w układzie elektroenergetycznym - są one z jednej strony powiązane z siecią zasilającą, z drugiej zaś, z odbiornikiem energii elektrycznej. System taki często nie ma stałej konfiguracji, a sposób przekształcania energii może zmieniać się w zależności od warunków technicznych i ekonomicznych. Ta nieoznaczoność warunków eksploatacji powoduje, że w aktach normatywnych proponuje się - w odniesieniu do takich układów - systemową analizę EMC. Przykładem może tu być norma PN-EN 61800-3: „Elektryczne układy napędowe mocy o regulowanej prędkości. Kompatybilność elektromagnetyczna (EMC) z uwzględnieniem specjalnych metod badań” [20N,21N]. W normie tej zaleca się zdefiniowanie stref układu napędowego na podstawie elektromagnetycznego środowiska pracy oraz wrażliwości podukładów i urządzeń. Koncepcja stref oparta jest o rozróżnienie sprzęgów wewnętrznych systemu: sprzęgu energetycznego, obejmującego połączenia niezbędne do rozprowadzenia energii elektrycznej wewnątrz układu napędowego i sprzęgów sygnałowych, obejmujących wejściowe/wyjściowe przyłącza do połączenia podstawowego zespołu napędowego z innymi częściami systemu [60,61]. Stopień oddziaływania poszczególnych części systemu, zarówno na inne podsystemy, jak i na środowisko elektromagnetyczne, zależy od realizowanych w nich procesów elektromagnetycznych oraz rodzaju sprzężeń (sprężenie poprzez wspólną impedancję, sprzężenia indukcyjne oraz promieniowanie).

Procesy energetyczne realizowane w systemach przekształtnikowych różnią się od siebie zarówno mocą sygnałów, jak i częstotliwością (rys.2.1).



Rys. 2.1. Procesy energetyczne w systemach zawierających przekształtniki energoelektroniczne.

Zaburzenia elektromagnetyczne, jako pochodne procesów intencjonalnych (przetwarzania energii elektrycznej i procesów sterowania) mogą występować w bardzo szerokim zakresie częstotliwości - od harmonicznych składowej podstawowej i interharmonicznych, do wyższych harmonicznych procesów realizowanych przez mikroprocesorowe układy obwodów sterowania. Zwiększenie częstotliwości przełączania spowodowało, że zaburzenia o dużej energii, wynikające z realizacji głównych procesów energetycznych, zostały przesunięte w zakres częstotliwości odpowiadający pasmu zaburzeń przewodzonych (9 kHz - 30 MHz).

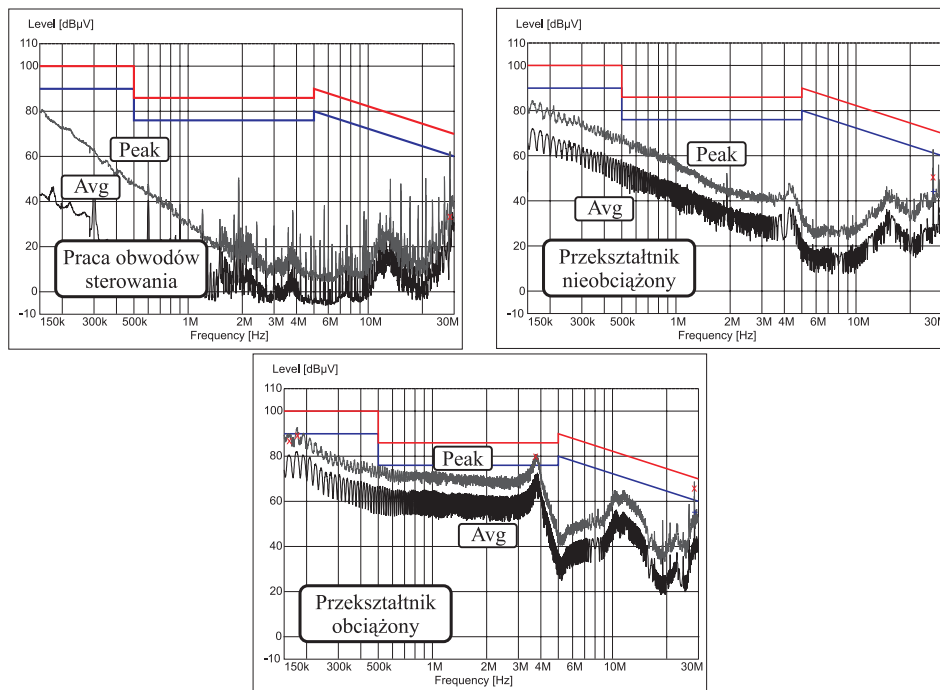
W najprostszej konfiguracji systemu zawierającego przekształtnik energoelektroniczny można, zatem wyróżnić:

- kompatybilność zewnętrzną systemu, obejmującą wzajemne oddziaływanie systemu ze środowiskiem elektromagnetycznym (tym z siecią zasilającą),
- kompatybilność wewnętrzną systemu, obejmującą wzajemne oddziaływanie przekształtnika i obciążenia poprzez sprzęg energetyczny,
- kompatybilność wewnętrzną przekształtnika, obejmującą wzajemne oddziaływanie obwodów sterowania i sprzęgu energetycznego przekształtnika.

Na rys.2.2 przedstawiono widma zaburzeń przewodzonych, emitowanych przez przekształtnikowy układ napędowy w różnych stanach: praca obwodów sterowania przekształtnika bez przełączeń tranzystorów mocy, praca przekształtnika bez obwodów obciążenia, oraz praca układu napędowego przy obciążeniu silnikiem. Badano fabrycznie nowy, komercyjnie dostępny, przemysłowy przemiennik częstotliwości z niesterowanym prostownikiem wejściowym. W Dodatku C podano dane znamionowe przekształtnika P1 i silnika S1 zastosowanych w badanym układzie napędowym. Podano tam również inne parametry dostępne użytkownikowi lub możliwe do wyznaczenia z pomiarów zewnętrznych, a istotne z punktu widzenia analiz EMC. Na tych i dalszych rysunkach, przedstawiono wartość szczytową (Peak) i wartość średnią (Avg) widm zaburzeń (detektory zdefiniowane zgodnie z normą PN-CISPR 16-1).

Gdy pracują tylko układy sterowania to na skutek prostowania napięcia sieci może pojawić się problem kompatybilności zewnętrznej, związany z impulsowym doładowywaniem obwodu pośredniczącego DC przez prostownik niesterowany. Maksymalne poziomy widma zaburzeń generowanych przez prostownik niesterowany przypada na zakres częstotliwości dużo niższych niż przewidziane badaniami zgodnymi z normą PN-EN 61800-3. W paśmie 150 kHz-30 MHz rejestrowana jest jedynie końcowa część obwiedni tych zaburzeń. Duża różnica poziomów zaburzeń zmierzonych detektorami wartości szczytowej i średniej wskazuje na zaburzenia o znacznych poziomach, pojawiające się z małą częstością [210].

Z porównania widm na rys.2.2 wynika, że w układzie napędu zasilanego z przemiennika częstotliwości z prostownikiem niesterowanym głównym problemem są prądy zaburzeń wzbudzone na skutek sprzężeń pasożytniczych w obwodzie obciążenia przekształtnika. Źródłem tych prądów jest napięcie zaburzeń, które pojawia się



Rys. 2.2. Widma zaburzeń przewodzonych wytwarzanych w przełącznikowym układzie napędowym, w różnych stanach pracy.

na wyjściu przełącznika, jako konsekwencja procesów przełączania tranzystorów mocy w obwodzie silnoprądowym. Obwody sterowania i zabezpieczeń przełącznika, zaprojektowanego zgodnie z dobrą praktyką inżynierską dotyczącą EMC, nie powinny wprowadzać do systemu prądów zaburzeń, mogących przekraczać poziomy dopuszczalne.

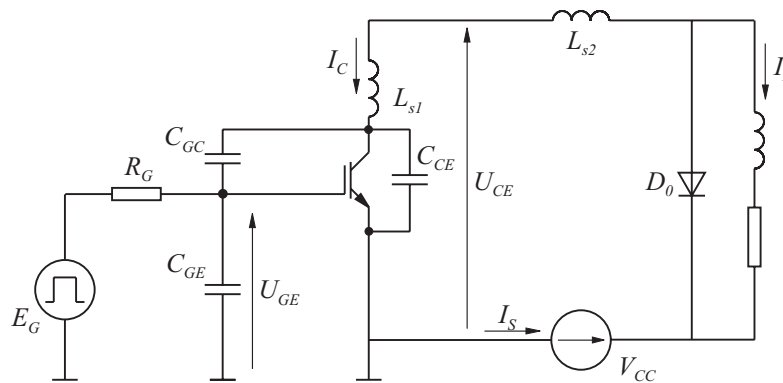
Przedmiotem dalszych rozważań będą zaburzenia przewodzone wynikające z szybkich zmian napięcia w sprzęgach energetycznych, w tym w szczególności zaburzeń, które tworzą się w układzie przełącznik-obciążenie. Prądy zaburzeń po tej stronie przełącznika są często wielokrotnie większe niż po stronie sieci, wskutek tego, że ich droga powrotna do źródła zaburzeń (łączników przełącznika) nie zawsze obejmuje impedancję sieci zasilającej. W takiej sytuacji, mimo że system może spełniać warunki dotyczące wartości granicznych zaburzeń wprowadzanych do sieci, po stronie obciążenia rozprzyskują się prądy zaburzeń, zdolne do negatywnego oddziaływania na inne części systemu (kompatybilności wewnętrzna [98,119]) oraz na urządzenia wrażliwe, które znajdują się w jego otoczeniu (kompatybilności zewnętrzna).

2.2. Charakterystyki źródeł zaburzeń

W przeważającej części zastosowań w energoelektronice, tranzystory mocy pracują jako szybkie łączniki bezstykowe. Dla realizowanych algorytmów sterowania, układy łączników powinny mieć właściwości zbliżone do właściwości łączników idealnych. Duża szybkość przełączeń, która zdeterminowana jest taką funkcją tranzystora w układzie powoduje, że elementami mającymi decydujący wpływ na dynamikę zmian wielkości wyjściowych są pasożytnicze elementy układu, w tym pojemności pasożytnicze samego tranzystora mocy i diod zwrotnych.

Poważne problemy z nadmierną emisją zaburzeń w układach energoelektronicznych pojawiły się z chwilą rozpowszechnienia w pełni wyłączalnych, półprzewodnikowych przyrządów mocy. Współcześnie, dominującymi łącznikami mocy w układach energoelektronicznych są tranzystory IGBT oraz - w układach o większej częstotliwości - tranzystory MOSFET. Fizyczne procesy zachodzące przy przełączaniu tranzystorów mocy są dość dobrze zbadane [153,141,133,42]. Analizy takie prowadzi się głównie w celu optymalizacji projektowania obwodów sterowania oraz ograniczenia strat przy przełączaniu. Z punktu widzenia EMC ważne jest poznanie ich charakterystyk dynamicznych w typowych konfiguracjach obwodów mocy i wyodrębnienie czynników mających wpływ na kształt i szybkość zmian przebiegów wyjściowych. Istotne są przy tym dwa zagadnienia: jaki jest kształt i szybkość narostu du/dt napięcia wyjściowego oraz, czy w standardowych układach pracy łączników wytwarzane są przebiegi prądowe o dużym naroście di/dt , które mogłyby wpływać na wypadkowe widmo zaburzeń [39].

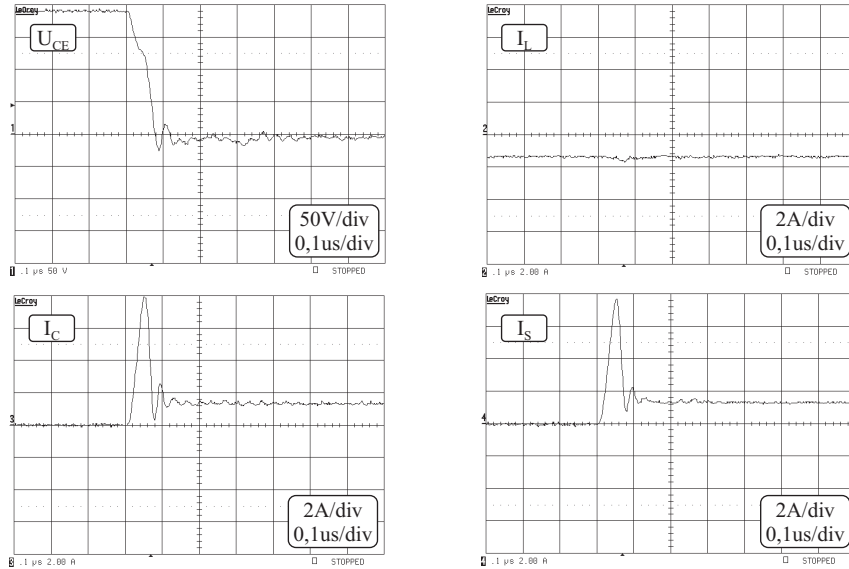
Rys.2.3 przedstawia uproszczony schemat układu przełączania tranzystora IGBT wraz z diodą rozładowującą D_0 , przy najbardziej typowym układzie obciążenia typu RL . Parametry L_{s1} , L_{s2} reprezentują indukcyjności pasożytnicze obwodu.



Rys. 2.3. Układ przełączania IGBT z obciążeniem indukcyjnym.

Badanie przebiegów wyjściowych tranzystora w tak elementarnym układzie pozwala na określenie wpływu parametrów pasożytniczych na kształt analizowanych widm zaburzeń przekształtnika. Pasożytnicze pojemności tranzystora wynikają z jego wewnętrznej struktury i większość z nich to silnie nieliniowe - w funkcji napięcia - pojemności złączone i dyfuzyjne [153,141,133,42]. Dotyczy to w szczególności pojemności bramka-kolektor, której silna zależność od napięcia, jest moltiplikowana w stanach dynamicznych na skutek tzw. efektu Millera.

Na rys.2.4 przedstawiono przebiegi towarzyszące procesowi załączania tranzystora.



Rys. 2.4. Przebieg napięcia kolektor-emitery U_{CE} , prądu obciążenia I_L , prądu kolektora I_C oraz prądu źródła I_S podczas załączania tranzystora.

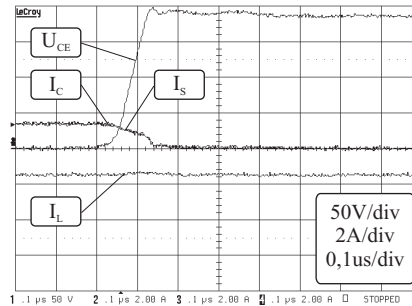
Po podaniu sygnału sterującego na bramkę następuje ładowanie pojemności C_{GE} i C_{GC} przez rezystor R_G . Proces przewodzenia tranzystora rozpoczyna się po osiągnięciu przez napięcie bramka-emitery wartości progowej U_{GEth} , co oznacza powstanie warstwy inwersyjnej i uformowanie się kanału przewodzącego. Następuje wtedy przejście przewodzenia przez tranzystor i wymiana ładunku między diodą a tranzystorem. Powoduje to pojawienie się przetężeniowego impulsu w prądzie kolektora I_C . Duża indukcyjność obwodu obciążenia blokuje przepływ piku prądu zwrotnego o dużym dI_C/dt , co oznacza, że nie ma on bezpośredniego wkładu do wypadkowego prądu zaburzeń w tym obwodzie. Brak impulsu prądu zwrotnego diody w prądzie obciążenia I_L oznacza, że płynie on alternatywną, niskoimpedancyjną w zakresie wysokich częstotliwości, drogą powrotną poprzez źródło zasilania.

Spadki napięć na, niewielkich nawet, indukcyjnościach pasożytniczych tej drogi mogą jednak stanowić - na skutek sprzężeń poprzez wspólną impedancję - zagrożenie dla poprawnej pracy obwodów sterowania, a więc głównie kompatybilności wewnętrznej przekształtnika. Nie będzie on jednak w sposób bezpośredni wpływał na kompatybilność systemu i EMC zewnętrzną.

Gdy pik prądowy osiąga swoje maksimum ($dI_C/dt = 0$), rozpoczyna się szybki spadek napięcia kolektor-emitery i następuje faza załączania tranzystora związana efektem Millera. W warunkach szybkiej zmiany napięcia U_{CE} , pojemność bramka-kolektor C_{GC} , sprzęgająca obwód wyjściowy i wejściowy, znacznie zwiększa swoją wartość ze względu na statyczną zależność od tego napięcia, a jednocześnie ulega ona multiplikacji na skutek zmian napięcia dU_{CE}/dt . W końcowej fazie efektu Millera, zwiększająca się pojemność może zmniejszyć nachylenie przebiegu U_{CE} , powodując powstanie „ogona” napięcia kolektor-emitery. Proces załączania kończy się etapem, w którym zanika zjawisko Millera i tranzystor przechodzi w stan przewodzenia statycznego.

Szybkie zmiany napięcia kolektor-emitery są w stanie pobudzić pojemnościowe sprzężenia pasożytnicze zarówno w obwodzie wewnętrznym, jak i zewnętrznym przekształtnika, stając się bezpośrednią przyczyną powstania w nich prądów zaburzeń. Pośrednio, przepływ prądu zwrotnego diody może jednak oddziaływać na kształt napięcia wyjściowego tranzystora mocy, jeśli jest w stanie wytworzyć dostatecznie duży spadek napięcia na indukcyjnościach pasożytniczych (rys.2.4) Efekt ten może być znacznie silniejszy w przypadku bardzo szybkich diod zwrotnych.

Na rys.2.5 pokazano przebiegi w procesie wyłączenia tranzystora.

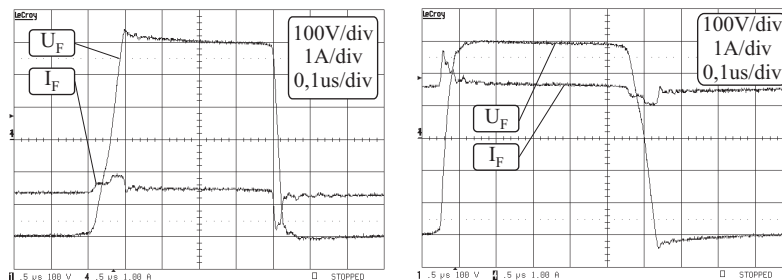


Rys. 2.5. Przebieg napięcia kolektor-emitery U_{CE} , prądu obciążenia I_L , prądu kolektora I_C oraz prądu źródła I_S podczas wyłączenia tranzystora.

Procesy zachodzące podczas wyłączenia tranzystora mocy przebiegają w odwrotnej kolejności w stosunku do opisanych poprzednio procesów załączania. Nie występuje tu pik prądu kolektora związany z wymianą ładunku pomiędzy diodą a tranzystorem, a w to miejsce pojawia się „ogon prądowy”, związany z zanikiem ładunku w obszarze zubożonym tranzystora. W pokazanym układzie, zmiana na-

pięcia kolektor-emiter następuje wolniej niż w przypadku załączania, a dość szybkie zmiany prądu mogą powodować przepięcia na indukcyjnościach pasożytniczych tranzystora. Wolniejsze zmiany napięcia kolektor-emiter przy wyłączaniu powodują, że niemal niezauważalne są zaburzenia w prądzie obciążenia.

Na rys.2.6 przedstawiono przykładowe przebiegi napięcia fazowego U_F oraz prądu fazowego I_F w tej samej fazie obciążenia, w typowym dwukwadrantowym układzie napędowym, dla obydwu kierunków przepływu prądu fazowego.



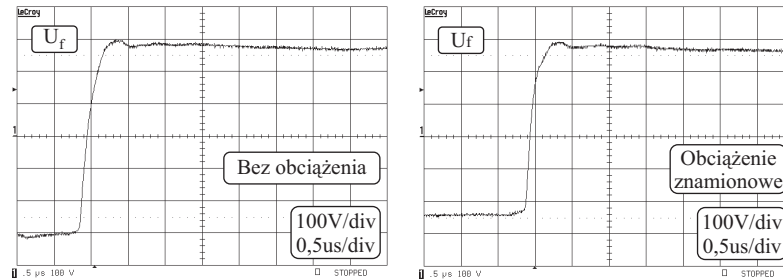
Rys. 2.6. Przebiegi napięcia fazowego U_F oraz prądu fazowego I_F .

Gdy kierunek prądu fazowego obciążenia nie zmienia się, to podczas realizacji procesów załączania i wyłączania tranzystorów w gałęzi zmiana napięcia fazowego w cyklu przełączeń następuje naprzemiennie. Dwa pozostałe przełączenia tranzystorów następują w warunkach naturalnego ZVS (zero voltage switching) [216], zapewnionego obecnością diod zwrotnych i koniecznością stosowania czasów martwych.

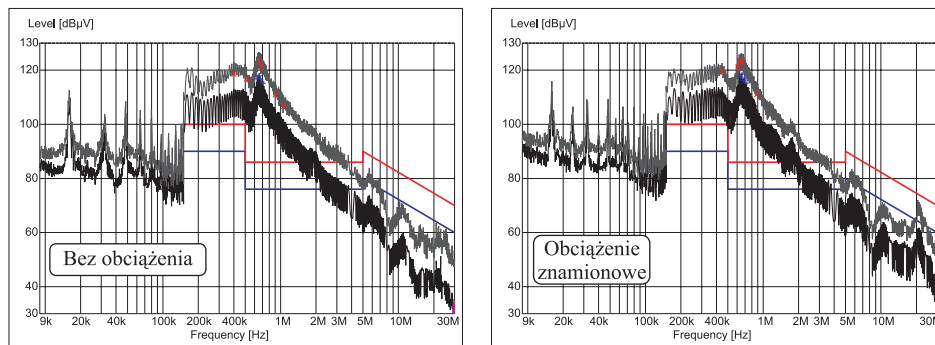
Jak widać z rys.2.6, kształt zboczy napięcia fazowego U_F odwzorowuje procesy załączania i wyłączania tranzystorów w łącznikach. Ponieważ w badanym układzie proces załączania tranzystorów jest szybszy od procesów ich wyłączania, to większe stromości zboczy napięć przy załączaniu tranzystorów powodują przepływ prądów zaburzeń o wyższych amplitudach. Analiza problemu zależności przebiegów prądów zaburzeń od kształtu zboczy napięcia zostanie przedstawiona w następnym rozdziale. Biorąc pod uwagę sposób zmian napięcia fazowego na wyjściu falownika, w uproszczonych rozważaniach dobre przybliżenia uzyskuje się stosując w analizach modelowych skok napięcia o skończonym czasie narostu. Oszacowanie najwyższych możliwych poziomów zaburzeń możliwe jest dzięki wykorzystaniu w tych analizach krótszych - z występujących - czasów narostu napięcia.

O szybkości zmian napięcia fazowego, krytycznego parametru oddziałującego zarówno na widmo zaburzeń, jak i na straty przełączania, decydują głównie parametry wewnętrzne tranzystora mocy oraz parametry obwodu sterowania bramki [153,141,42]. Fizyczne procesy zachodzące przy przełączaniu wskazują na możliwość wystąpienia zależności kształtu zboczy napięć od prądu kolektora, a więc i prądu obciążenia układu. Dla jednoznaczności analiz EMC wykonano pomiary

widma zaburzeń w przekształtnikowym układzie napędowym z przemiennikiem P1 na biegu jałowym silnika S4 (Dodatek C) oraz w stanie obciążenia znamionowego silnika. Na rys.2.7 przedstawiono przebiegi napięć fazowych przy załączaniu tranzystora, a na rys.2.8 widma zaburzeń przewodzonych w tych dwóch stanach pracy. Wielkość prądu obciążenia nie ma większego wpływu na szybkość narostu napięcia fazowego, szczególnie na początku procesu załączania, gdzie zmiany są napięcia są najszybsze.



Rys. 2.7. Przebiegi napięć fazowych przy załączaniu tranzystora przekształtnika bez obciążenia oraz z obciążeniem znamionowym.



Rys. 2.8. Widma zaburzeń przewodzonych napędu przekształtnikowego z silnikiem pracującym na biegu jałowym oraz obciążonym znamionowo, zmierzone po stronie sieci zgodnie z normą PN-EN 61800-3.

Porównanie widm z rys.2.8 pozwala na ilościowe potwierdzenia tego wniosku. Z szybkością narostu napięcia związany jest, widoczny w widmie, pik przy częstotliwości około 650 kHz. Dla obydwu przypadków jest to ta sama częstotliwość i poziom mierzonych zaburzeń. Wynik ten stoi w sprzeczności z danymi zamieszczonymi w pracy [49]. Stwierdzono tam zależność widma zaburzeń w tym zakresie

od prądu obciążenia, lecz sami autorzy zasugerowali, że zależność ta może być wynikiem zmiany parametrów pasożytniczych obwodu zaburzeń w trakcie obciążania układu, a nie zmiany charakterystyki źródła zaburzeń.

Jedyną istotną różnicą w paśmie CISPR B (150 kHz - 30 MHz), dla pracy na biegu jałowym i przy obciążeniu znamionowym, jest nieco większy poziom zaburzeń w układzie o obciążeniu znamionowym, przy częstotliwości około 20 MHz. Jak stwierdzono za pomocą dodatkowych pomiarów w dziedzinie czasu, jest to spowodowane przepięciami w napięciu kolektor-emiter przy wyłączaniu i efekt ten należy wiązać ze zmianami prądu kolektora w końcowym etapie procesu wyłączania.

W paśmie CISPR A (9 kHz - 150 kHz), poziomy zaburzeń w obydwu układach różnią się nieznacznie, szczególnie dla początkowego zakresu tego pasma. Różnice te nie są jednak spowodowane zmianą szybkości narostu napięcia, lecz należy je wiązać ze zmianą, zależnej od częstotliwości impedancji obwodów zaburzeń, jak zostanie to wyjaśnione to w rozdziale 6.

Rozdział 3

Obwody rozprzestrzeniania się zaburzeń

3.1. Wstęp

Prądy zaburzeń, powstałe na skutek oddziaływania napięciowego źródła zaburzeń, rozprzestrzeniają się w układzie różnymi drogami (poprzez obwody intencjonalne i obwody sprzężeń pasożytniczych), a następnie powracają do swojego źródła w przekształtniku. Przy najczęściej spotykanych warunkach pracy układów (rezystancyjno-indukcyjnym charakterze obciążenia, modulacji szerokości impulsów oraz częstotliwościach przełączeń rzędu kiloherców) można przewidzieć pewne charakterystyczne cechy tych prądów:

- w zakresie niskich częstotliwości, które są rozpatrywane w dziedzinie kompatybilności elektromagnetycznej (CISPR A), dominować będą prądy wynikające z oddziaływania częstotliwości nośnej i jej harmonicznych (wraz z częstotliwościami wstęg bocznych),
- stosunkowo niewielka wartość pojemności pasożytniczych powoduje, że prądy zaburzeń kształtowane z boczem napięcia o szybkości narostu, dominować będą w wyższym zakresie częstotliwości (generalnie w paśmie CISPR B). Ponieważ prądy te będą powstawać w różnych pasożytniczych obwodach rezonansowych po stronie obciążenia, będą one miały w przybliżeniu kształt tłumionych przebiegów sinusoidalnych;
- częstotliwości rezonansowe (własne) obwodów prądów pasożytniczych, nie będą z reguły przekraczały 30 MHz. Oznacza to, że powstające zaburzenia będzie można zaliczyć do tzw. zaburzeń przewodzonych, które rozchodzą się wzdłuż przewodów elektrycznych,

- zwykła rozległość obwodów obciążenia (długie kable i przewody uziemienia), jak również charakter niektórych rodzajów obciążenia (np. silniki) będą powodować, że przy dokładniejszej analizie zjawisk, należy uwzględnić falowy charakter zaburzeń i efekty wynikające z wielokrotnych odbić fal, w warunkach niedopasowania impedancji falowych linii transmisyjnych.

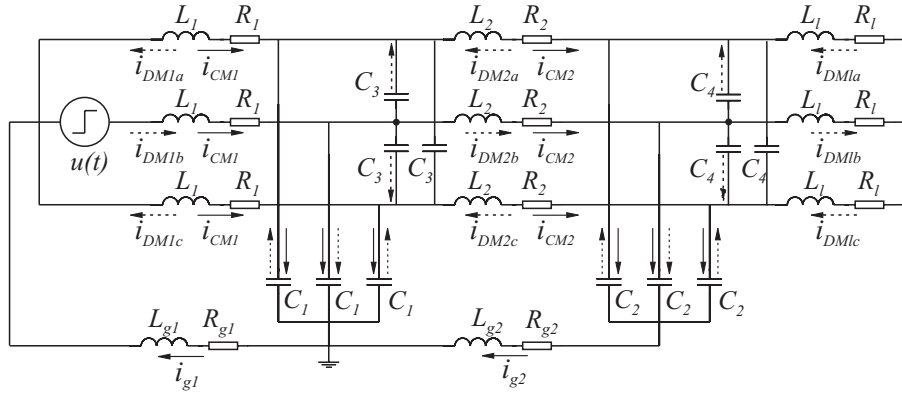
Złożony układ obwodów rozprzestrzeniania się zaburzeń powoduje, że wypadkowe prądy zaburzeń są efektem nakładania się prądów o bardzo różnych częstotliwościach, przez co stają się trudne do analizy. W analizach EMC wykorzystuje się standardowy podział zaburzeń na zaburzenia wspólne (asymetryczne, common mode - CM) i zaburzenia różnicowe (symetryczne, differential mode - DM). Pozwala on, przy wykorzystaniu prostego przekształcenia liniowego, wydzielić z całkowitego prądu zaburzenia tę część, która płynie poza obwodami sygnałów użytecznych (najczęściej poprzez instalację uziemienia ochronnego).

Pojęcie zaburzeń wspólnych i różnicowych ma najprostszą, intuicyjną interpretację w symetrycznych układach elektronicznych, a ich definicje można znaleźć w wielu podręcznikach [27,53,199,209,210,211], publikacjach konferencyjnych [57,63,159,176] i normach [1N,23N] dotyczących EMC. Dla systemu trójfazowego nie ma odpowiednich definicji zaburzeń CM i DM, jednakże nadal za zaburzenia CM uważa się prądy płynące w „pętli uziemienia”, a za zaburzenia DM te, które płyną „pomiędzy fazami” [176]. Jeśli układ trójfazowy jest symetryczny, liniowy i niezależny od czasu, to za pomocą przekształceń liniowych można uzyskać podział zaburzeń na tak zdefiniowane zaburzenia CM i DM.

3.2. Obwody zaburzeń wspólnych i różnicowych w układach trójfazowych

Rys.3.1 przedstawia uproszczony obwód zastępczy, za pomocą którego zamodelowano podstawowe zjawiska elektromagnetyczne, zachodzące przy skokowej zmianie napięcia w jednej z faz trójfazowego, trójprzewodowego układu przekształtnik-kabel zasilający-odbiornik. Taka zmiana napięcia jest typowym elementem składowym „sytuacji EMC” w pracy rozpatrywanej grupy układów. Model ten pozwala na wydzielenie obwodów, w których rozplywać się będą prądy zaburzeń wspólnych i różnicowych. Z uwagi na elementarność opisu, wprowadzono szereg założeń upraszczających, które będą kolejno uchylane w trakcie dalszej analizy.

Poszczególne części układu zamodelowano elementami o parametrach skupionych. Założono, że przekształtnik jest obciążony odbiornikiem o charakterze rezystancyjno-indukcyjnym, stanowiącym bardzo dużą impedancję dla prądów w.cz., natomiast impedancja źródła napięcia jest pomijalnie mała. Pasożytnicze pojemności doziemne kabla i odbiornika zamodelowano dwoma układami pojemności C_1 i C_2 , a pojemności C_3 i C_4 reprezentują pasożytnicze sprzężenia międzyfazowe. Przewody uziemienia ochronnego, umożliwiające powrót prądów zaburzeń wspólnych do źródła, reprezentowane są przez parametry L_{g_1} , R_{g_1} oraz L_{g_2} , R_{g_2} .



Rys. 3.1. Rozpływ zaburzeń w układzie trójfazowym.

W praktyce, czego nie ujęto w modelu, droga tego prądu często wiedzie przez szeregową pojemność, o dość dużej wartości. Pominięto również wzajemne sprzężenia indukcyjne pomiędzy fazami.

Założono, że przed zmianą napięcia wszystkie fazy miały potencjał równy zero, co nie ogranicza ogólności rozważań, gdyż w większości przypadków, stany nieustalone związane z przełączeniem łączników przekształtnika, zanikają przed ponownym przełączeniem, a napięcia stałe lub wolnozmiennie w stanie quasi-ustalonym nie wymuszają rozptyłu prądów zaburzeń wysokiej częstotliwości. Założenie to pozwala na ograniczenie rozważań do odpowiedzi wymuszonej przy zerowych warunkach początkowych i przewiduje zerowe wartości prądów zaburzeń w stanie ustalonym.

Przedstawiony, uproszczony układ zastępczy może być rozwiązany dowolną metodą określania odpowiedzi przejściowej w obwodach liniowych. Z uwagi jednak na rodzaj wymuszenia, najwygodniej jest stosować metody operatorowe oparte na przekształceniu Laplace'a.

Przy uwzględnieniu symetrii obwodu ($i_a = i_c$ dla przełączenia w fazie „b”), obwód przedstawiony na rys.3.1 można sprowadzić do schematu o sześciu oczkach niezależnych i opisać równaniem macierzowym:

$$\mathbf{Z}(s)\mathbf{I}(s) = \mathbf{U}(s), \quad (3.1)$$

gdzie: $\mathbf{U}(s) = [\mathcal{L}[u(t)], 0, 0, 0, 0, 0]^T$ - macierz wymuszeń, $\mathbf{Z}(s)$ - macierz operatorowych impedancji oczkowych, $\mathbf{I}(s) = [I_1(s), \dots, I_6(s)]^T$ - macierz prądów oczkowych.

Rozwiązanie układu równań (3.1), przedstawione w Dodatku B, daje wyrażenia

na operatorową postać prądów w przewodach uziemienia ochronnego:

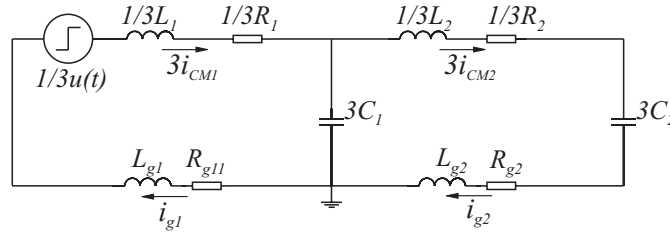
$$I_{g_1}(s) = 3 I_{CM_1}(s) = \frac{b_3 s^2 + b_2 s + b_1}{a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + 1} \mathcal{L}[u(t)] \quad (3.2)$$

$$I_{g_2}(s) = 3 I_{CM_2}(s) = \frac{d}{a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + 1} \mathcal{L}[u(t)] \quad (3.3)$$

Współczynniki a_i , b_i wyrażeń operatorowych na prądy zaburzeń CM nie zależą, co oczywiste, od symetrycznych, pojemnościowych sprzężeń międzyfazowych (C_3, C_4), które mogą być zatem pominięte w obwodach zastępczych tych prądów. Pozwala to na wyprowadzenie równań napięciowych w postaci:

$$\begin{aligned} & \frac{1}{3} \mathcal{L}[u(t)] + I_{g_1}(s) \frac{1}{3} (R_1 + s L_1) + \\ & + [I_{g_1}(s) - I_{g_2}(s)] \frac{1}{3} \left(\frac{1}{s C_1} \right) + I_{g_1}(s) (R_{g_1} + s L_{g_1}) = 0 \\ & \frac{1}{3} \mathcal{L}[u(t)] + I_{g_1}(s) \frac{1}{3} (R_1 + s L_1) + I_{g_2}(s) \frac{1}{3} \left(R_2 + s L_2 + \frac{1}{s C_2} \right) + \\ & + I_{g_2}(s) (R_{g_2} + s L_{g_2}) + I_{g_1}(s) (R_{g_1} + s L_{g_1}) = 0 \end{aligned} \quad (3.4)$$

Są to równania jednofazowego obwodu zastępczego dla zaburzeń wspólnych, który przedstawiono na rys.3.2.



Rys. 3.2. Schemat zastępczy obwodu zaburzeń wspólnych.

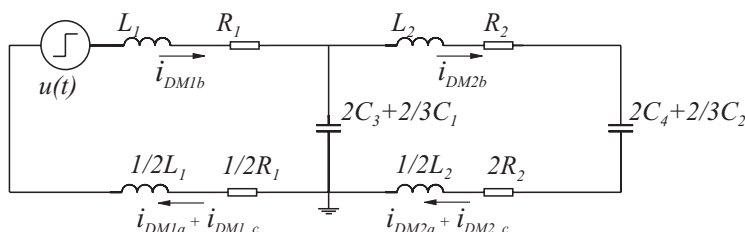
Zastępczą impedancję toru zaburzeń wspólnych tworzą połączone równolegle indukcyjności i rezystancje gałęzi fazowych, zastępcze pojemności doziemne oraz rezystancja i indukcyjność instalacji uziemienia. Źródło napięcia zaburzeń wspólnych w jednofazowym obwodzie zastępczym ma wartość równą jednej trzeciej napięcia fazy, w której następuje przełączenie (w ogólnym przypadku jest ono równe jednej trzeciej sumy napięć fazowych). Można zauważyć, że uzyskany obwód odpowiada obwodowi zastępczemu dla składowej kolejności zerowej w metodzie składowych symetrycznych.

W podobny sposób można wyznaczyć równania dla jednofazowego, zastępczego obwodu prądu zaburzeń różnicowych. Prąd zaburzeń różnicowych jest równy różnicy prądu zaburzeń płynącego w fazie i prądu zaburzeń wspólnych:

$$I_{DM_{1b}}(s) = I_{b_1}(s) - I_{CM_1}(s) = \frac{2}{3} \frac{b_{D_3} s^2 + b_{D_2} s + b_{D_1}}{a_{D_4} s^4 + a_{D_3} s^3 + a_{D_2} s^2 + a_{D_1} s + 1} \mathcal{L}[u(t)] \quad (3.5)$$

We współczynnikach wyrażenia na prąd zaburzeń różnicowych nie występują impedancje instalacji uziemienia. Należy jednak zwrócić uwagę, że drogę dla prądów DM stanowią również pasożytnicze pojemności doziemne C_1 i C_2 . Stoi to w sprzeczności ze spotykaną niekiedy definicją prądów różnicowych [211] jako takich, które płyną jedynie w intencjonalnych obwodach stworzonych dla przepływu prądów roboczych.

Jednofazowy schemat zastępczy obwodów dla prądów zaburzeń różnicowych dla omawianego przypadku pokazano na rys.3.3.



Rys. 3.3. Schemat zastępczy obwodu zaburzeń różnicowych.

3.3. Wpływ czasu narastania napięcia na widmo zaburzeń

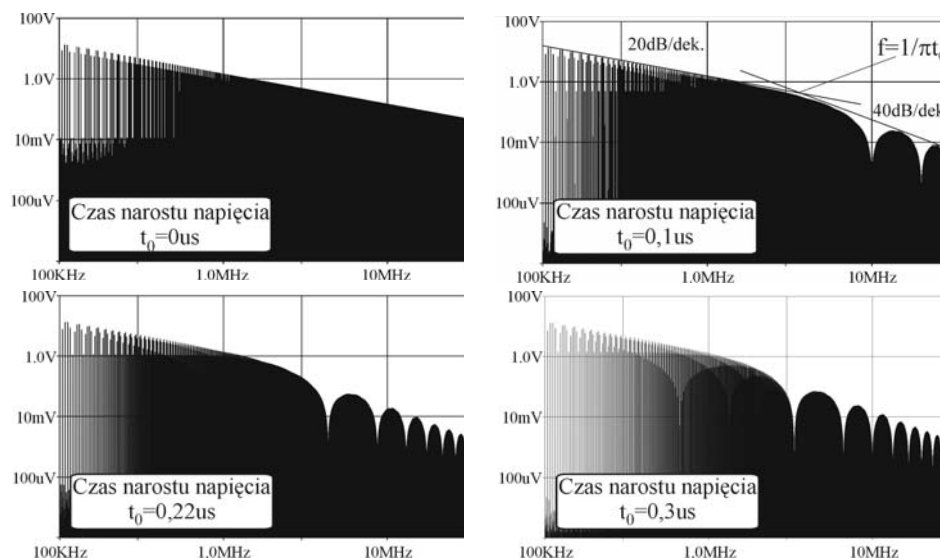
Prądy zaburzeń są wzbudzone w elementarnych, zastępczych oczkach (RLC) obwodu jednofazowego, na skutek napięciowego charakteru wymuszenia i doziemnych sprzężeń pojemnościowych. Ponieważ w obwodach zaburzeń najczęściej spełniony jest warunek $R \ll 2\sqrt{L/C}$, to identyfikacja częstotliwości rezonansowych (modów tłumionych oscylacji) jest podstawą analizy widma tych zaburzeń. Analizy, prezentowane w literaturze, często polegają na wyznaczeniu odpowiedzi operatorowych obwodu na skokowe wymuszenie napięciowe [143,160,161,177]. Nieuwzględnienie charakterystyk źródła zaburzeń (w szczególności skończonego czasu narostu napięcia) może jednak prowadzić do znacznych błędów przy szacowaniu poziomów prądów zaburzeń.

Na rys.3.4 przedstawiono widma napięć zaburzeń w postaci ciągu impulsów trapezoidalnych, dla różnych szybkości jego narostu, przy założeniu, że czas narostu τ jest równy czasowi opadania napięcia.

N -tą harmoniczną widma opisuje wyrażenie [45,49,103,199,209]:

$$A_n = 2A \frac{t_d + t_0}{T} \left| \frac{\sin(\pi n(t_d + t_0))}{\pi n(t_d + t_0)} \cdot \frac{\sin(\pi n t_0/T)}{\pi n t_0/T} \right|, \quad (3.6)$$

gdzie: T - okres w ciągu impulsów trapezoidalnych, t_d - szerokość impulsu, t_0 - czas narostu napięcia impulsu.



Rys. 3.4. Widma napięcia ciągu impulsów trapezoidalnych dla różnych czasów narostu napięcia.

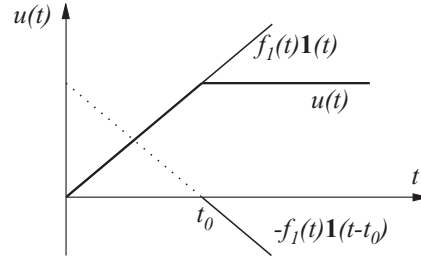
W podwójnie logarytmicznym układzie współrzędnych obwiednia widma jest ograniczona dwiema prostymi o nachyleniu 20dB na dekadę i 40dB na dekadę. Miejsce przecięcia tych prostych wyznacza punkt o współrzędnej $f = 1/(\pi t_0)$. Warto zwrócić uwagę, że w pasmach wokół częstotliwości będących wielokrotnościami $1/t_0$ następuje znaczna redukcja harmonicznych napięcia [134], co może mieć zasadnicze znaczenie przy interpretacji kształtu widma prądów zaburzeń, choć w dostępnej autorowi literaturze nie zostało to dostrzeżone i należyce wykorzystane.

Gdy impedancje charakterystyczne poszczególnych oczek obwodu znacznie różnią się między sobą, prądy zaburzeń można traktować jako złożenie tłumionych przebiegów sinusoidalnych. W takim przypadku lub gdy w obwodzie istnieje dominująca częstotliwość rezonansowa, wystarcza analiza przebiegów w pojedynczym oczku *RLC*.

Narastające zbrocze napięcia zaburzeń, o nachyleniu $\Delta U/\Delta t = \Delta U/t_0$, można opisać jako różnicę funkcji liniowej $f_1(t) = (\Delta U/t_0)t$ i takiej samej funkcji, przesuniętej w czasie o t_0 , (rys.3.5):

$$u(t) = \frac{\Delta U}{t_0}t \cdot \mathbf{1}(t) - \frac{\Delta U}{t_0}(t - t_0) \cdot \mathbf{1}(t - t_0). \quad (3.7)$$

Przy zastosowaniu twierdzenia o przesunięciu rzeczywistym, transformata



Rys. 3.5. Rozkład narastającego zbocza napięcia impulsu trapezoidalnego na funkcje składowe.

Laplace'a tej funkcji ma postać:

$$F(s) = \frac{\Delta U}{t_0} \frac{1}{s^2} - \frac{\Delta U}{t_0} \frac{1}{s^2} e^{-s t_0} = \frac{\Delta U}{t_0} \frac{1}{s^2} (1 - e^{-s t_0}). \quad (3.8)$$

Równanie transformaty Laplace'a prądu zaburzeń w prostym obwodzie RLC , przy wymuszeniu zbczem o nachyleniu $\Delta U/t_0$, przyjmuje postać:

$$\begin{aligned} I(s) &= \frac{U}{t_0} \frac{1}{s^2} \frac{1}{L} \frac{s}{(s - \alpha)^2 + \omega_0^2} (1 - e^{-s t_0}) = \\ &= \frac{U}{t_0} \frac{1}{L} \left(\frac{1}{s} \frac{1}{(s - \alpha)^2 + \omega_0^2} - \frac{1}{s} \frac{1}{(s - \alpha)^2 + \omega_0^2} e^{-s t_0} \right) \end{aligned} \quad (3.9)$$

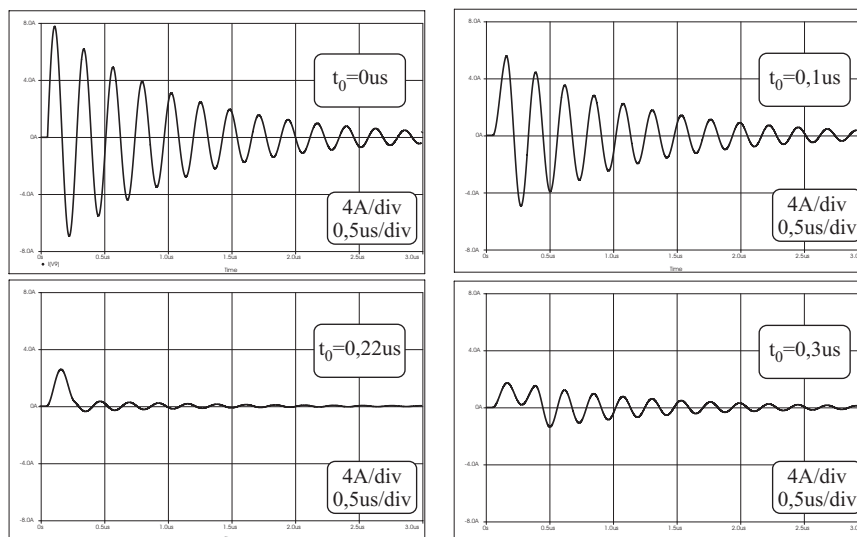
skąd, po przekształceniu \mathcal{L}^{-1} można wyznaczyć jego przebieg czasowy:

$$i(t) = \frac{U}{t_0} \frac{1}{L} \left(\begin{array}{l} K \mathbf{1}(1) - A e^{-\alpha t} \sin(\omega_0 t + \beta) \mathbf{1}(t) + \\ -K \mathbf{1}(t - t_0) - A e^{-\alpha(t-t_0)} \sin(\omega_0(t-t_0) + \beta) \mathbf{1}(t - t_0) \end{array} \right) \quad (3.10)$$

gdzie: $\omega_0^2 = \omega_n^2 - \alpha^2 = \frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}$, R , L , C - wypadkowa rezystancja, indukcyjność i pojemność szeregowo toru zaburzeń, $\alpha = R/(2L)$ - stała tłumienia toru, $A = \frac{1}{\omega_0} \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + \omega_0^2}}$, $K = \frac{1}{\alpha^2 + \omega_0^2}$, $\beta = \arctan \frac{\omega_0}{\alpha}$.

Na rys.3.6 przedstawiono symulowane przebiegi prądu zaburzeń, dla kilku szybkości narostu napięcia zaburzeń, przy ustalonej częstotliwości drgań własnych układu $f_0 = 4,55\text{MHz}$ i $\Delta U = 500\text{V}$.

Prąd zaburzeń składa się z dwóch przesuniętych w fazie, tłumionych przebiegów sinusoidalnych o tej samej częstotliwości oraz ze składowej stałej, występującej jedynie podczas liniowej zmiany napięcia w przełączanej fazie. Amplituda przebiegu po czasie t_0 , zależy od stosunku tego czasu do okresu drgań układu. Jeżeli $t_0 = n/f_0$, gdzie $n = 1, 2, \dots$ następuje wygaszenie przebiegu wypadkowego, a jeśli $t_0 = (2n - 1)/(2f_0)$ - maksymalne (dwukrotne dla przebiegu nietłumionego) wzmocnienie fali.



Rys. 3.6. Przebiegi prądu zaburzeń przy różnych szybkościach narostu napięcia.

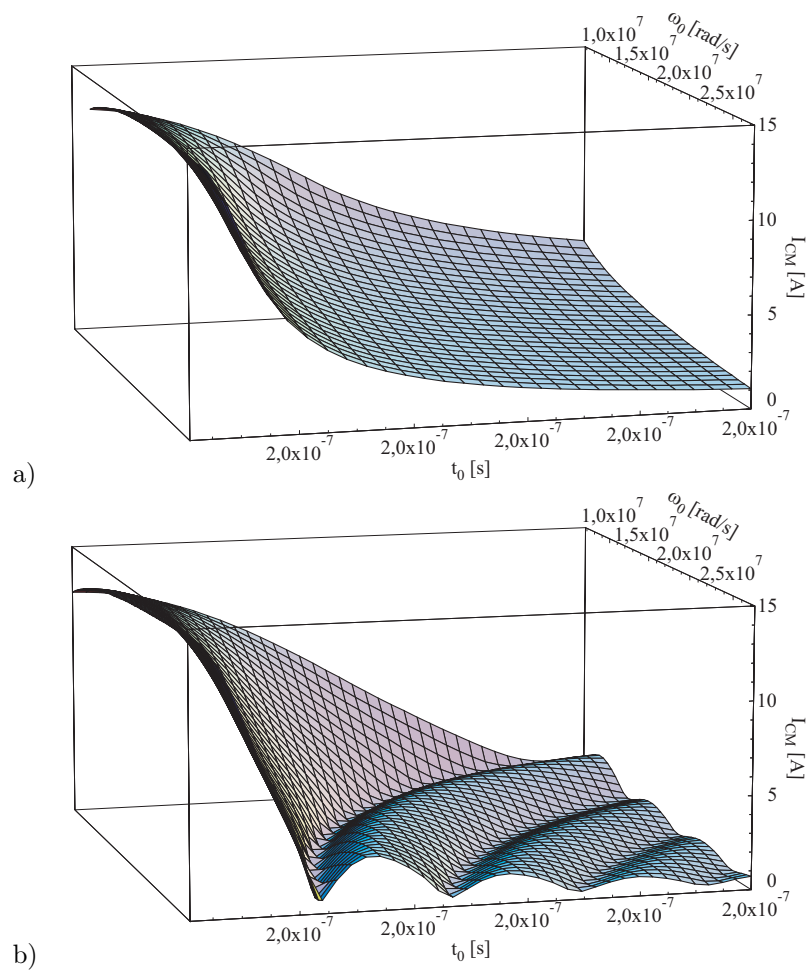
Na rys.3.7a przedstawiono wykres zależności maksymalnej wartości prądu zaburzeń od częstotliwości drgań własnych obwodu oraz czasu narostu napięcia. Dla ustalonej częstotliwości własnej obwodu, najszybsze zmiany amplitudy zachodzą dla czasów narostu napięcia porównywalnych z okresem drgań swobodnych toru zaburzeń. Doliny na wykresie wartości maksymalnych prądu zaburzeń po czasie $t > t_0$, przedstawionym na rys.3.7b, wyznaczają warunki, przy których następuje naturalne stłumienie przebiegu prądu zaburzeń.

Odstępstwo od, zakładanego zazwyczaj [143,160,161,177], tłumionego, oscylacyjnego kształtu prądu zaburzeń, może mieć zasadnicze znaczenie przy ocenie znormalizowanych pomiarów w dziedzinie częstotliwości, za pomocą detektorów wartości szczytowej, quasi-szczytowej i średniej.

Na rys.3.8 przedstawiono wyniki analizy FFT prądów zaburzeń, odpowiadające przebiegom zamieszczonym na rys.3.6.

Przy częstotliwościach będących wielokrotnościami odwrotności czasu narostu napięcia następuje znaczne ograniczenie amplitudy harmonicznego prądu, co związane jest z małą wartością odpowiadających im amplitud w widmie napięcia (rys.3.4). Z punktu widzenia EMC najistotniejsza jest możliwość eliminacji z widma prądu zaburzeń, piku związanego z częstotliwością obwodu rezonansowego. Następuje to w przypadku, gdy czas narostu napięcia jest równy okresowi drgań własnych obwodu.

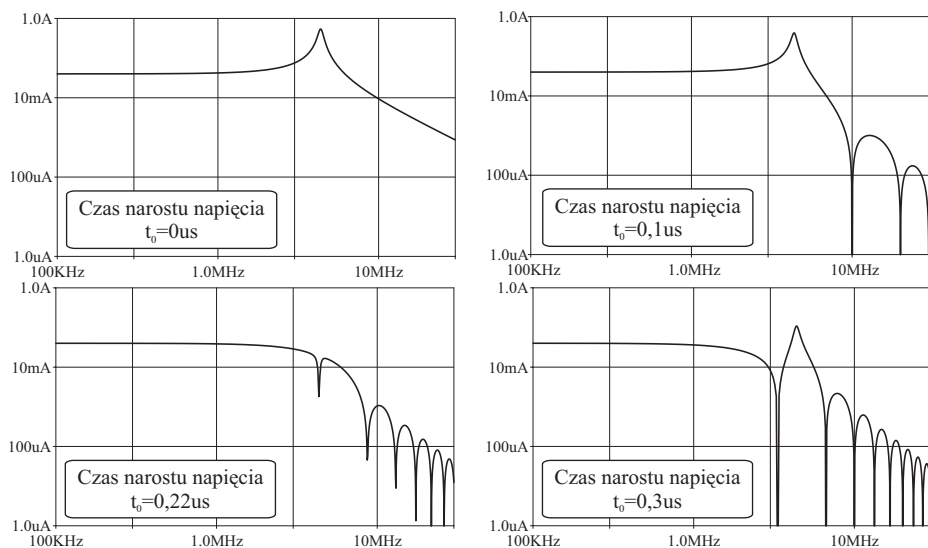
Uwzględnienie pełniejszej konfiguracji obwodu zaburzeń, poprzez dołączenie dodatkowej gałęzi RLC (rys.3.2), prowadzi do zwiększenia rzędu równania cha-



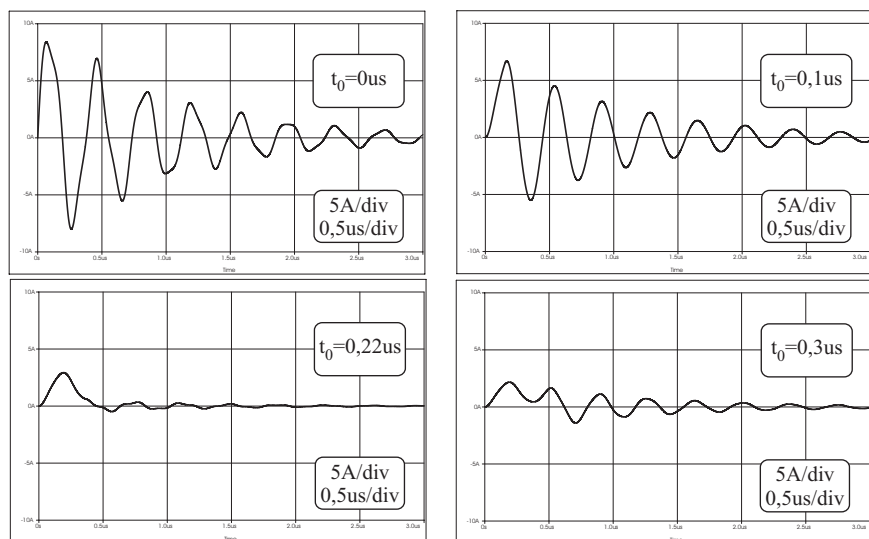
Rys. 3.7. Wykresy zależności: a) wartości maksymalnych prądu zaburzeń i b) wartości maksymalnych prądu zaburzeń po czasie $t > t_0$, od czasu narostu napięcia i częstotliwości drgań własnych obwodu zaburzeń.

rakterystycznego i pojawienia się w odpowiedzi prądowej dodatkowej oscylacji. Obliczenia dla takiego obwodu stają się trudniejsze, a częstotliwości rezonansowe układu są złożonymi funkcjami parametrów obwodu. Na rys.3.9 przedstawiono przebiegi wypadkowego prądu zaburzeń płynących w takim obwodzie, dla identycznych parametrów RLC w dwóch oczkach (układ jak na rys.3.2).

Dla tak wybranych parametrów, przebiegi prądu są zbliżone do tłumionego przebiegu oscylacyjnego. Następuje jednak zwiększenie okresu drgań częstotliwości



Rys. 3.8. Analiza FFT przebiegów prądu zaburzeń dla różnych szybkości narostu napięcia.



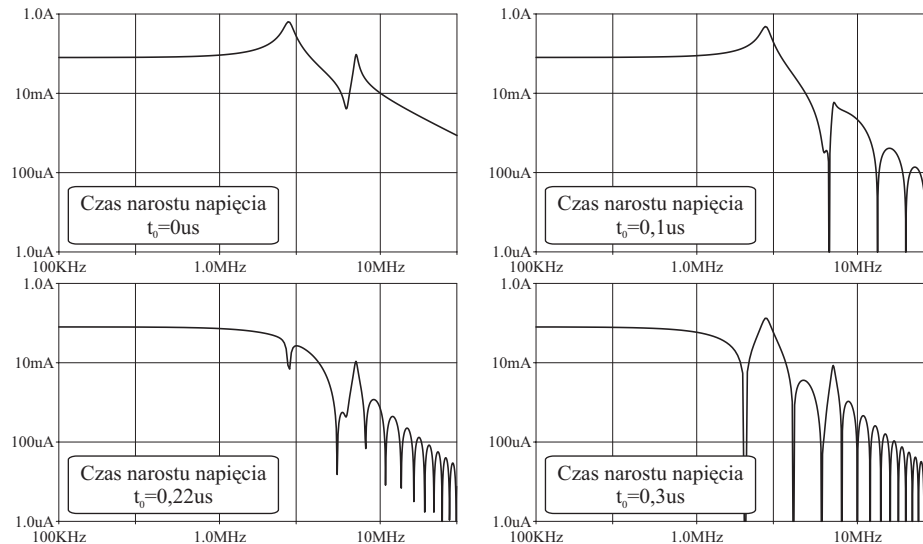
Rys. 3.9. Przebiegi prądu zaburzeń przy różnych szybkościach narostu napięcia w obwodzie o dwóch oczkach RLC .

podstawowej i, podobnie jak w przypadku pojedynczego oczka, przy czasie narostu równym okresowi tych drgań, przebieg jest silnie tłumiony dla $t > t_0$.

W widmie prądu zaburzeń (rys.3.10.) można zidentyfikować dwie wyraźne czę-

stotliwości rezonansowe. Wprowadzenie do obwodu dodatkowej gałęzi RLC powoduje przesunięcie dominującej częstotliwości rezonansowej w stronę niższych wartości, co oznacza, że redukcja głównej harmonicznej prądu zaburzeń może zajść przy większej stromości narostu napięcia.

Ponieważ struktura topologiczna obwodów zaburzeń wspólnych i różnicowych jest podobna, wnioski z powyższej analizy mają zastosowanie - oddzielnie - do obydwu rodzajów zaburzeń.



Rys. 3.10. Analiza FFT przebiegów prądu zaburzeń dla różnych szybkości narostu napięcia dla obwodu o dwóch oczkach RLC .

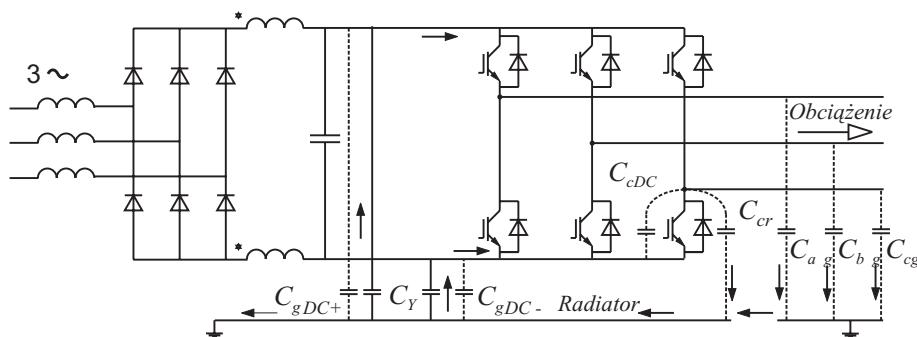
3.4. Drogi powrotne prądów zaburzeń

Świadome kształtowanie dróg powrotnych prądów zaburzeń jest jedną z bardziej efektywnych metod zapewniania kompatybilności elektromagnetycznej układów. Biorąc pod uwagę sposób wykonywania znormalizowanych pomiarów za pomocą sztucznej sieci stabilizującej impedancję, kluczowym zagadnieniem jest, czy zaburzenia wytwarzane w obwodach rezonansowych układu będą przepływać przez impedancję sieci, czy też zostaną wcześniej odprowadzone do swojego źródła w przekształtniku. W pierwszym przypadku, wysoki będzie poziom zaburzeń wprowadzanych do sieci, a w drugim, poza kontrolą mogą pozostawać duże prądy zaburzeń, stanowiąc zagrożenie dla kompatybilności wewnętrznej systemów. Dużo groźniejsze są przy tym zaburzenia wspólne, które mogą wpływać na inne części systemu w wyniku sprzężeń poprzez wspólną impedancję uziemienia.

Można przyjąć, że w linii trójfazowej, trójprzewodowej, w zakresie zaburzeń

przewodzonych, rolę przewodów powrotnych dla prądów zaburzeń wspólnych spełniają przewody uziemienia ochronnego. Jedynie w górnej części pasma CISPR B, w zależności od ukształtowania obwodów, rolę tę częściowo może przejąć ziemia i metalowe przedmioty znajdujące się w otoczeniu układu. Drogi powrotne zaburzeń wspólnych są zazwyczaj wielokrotnie sprzężone pojemnościowo z różnymi elementami układu, co tworzy wiele alternatyw dla rozplywu tych prądów. Mogą one być modyfikowane poprzez przyłączanie kondensatorów tłumiących do strategicznie wybranych punktów obwodu elektrycznego [158,175,178,179]. Rozwiązania takie mogą być wystarczające w układach, w których nie jest wymagane wysokie tłumienie. Większe tłumienie można uzyskać poprzez uzupełnienie konfiguracji filtru o indukcyjności szeregowo.

Wielu autorów, za jedne z najważniejszych parametrów kształtujących emisję zaburzeń wspólnych w układach przekształtnikowych uznaje pasożytnicze pojemności aktywnych elementów obwodów mocy względem uziemionego radiatora, na którym są montowane [47,63,152,154,162,166,199]. Pojemności pomiędzy radiatorem a obwodem pośredniczącym mogą jednak stanowić dogodną, niskaimpedancyjną ścieżkę powrotną dla prądów zaburzeń, pozwalającą na ich zamknięcie (oraz prądów zaburzeń wytwarzanych w obwodzie obciążenia) w możliwie najmniejszym oczku, nie obejmującym dużej indukcyjnej impedancji sieci. Efektywność takiego tłumienia można zwiększyć poprzez dołączenie dodatkowych kondensatorów Y [49,65,159,166,178, 185,199]. Tę dualną rolę pojemności względem uziemionego radiatora szczególnie wyraźnie widać na przykładzie pojemności pomiędzy obwodem pośredniczącym DC a radiatorem w przekształtnikach AC-DC-AC. Na rys.3.11 przedstawiono schemat takiego układu przekształtnikowego, z układem pojemności montażowych dla jednego tranzystora, układem filtru CM w obwodzie pośredniczącym oraz dodatkowymi kondensatorami pomiędzy układem pośredniczącym DC a radiatorem.



Rys. 3.11. Pojemności doziemne w układzie przekształtnika AC-DC-AC.

Na rysunku zaznaczono kierunki przepływu prądów zaburzeń wspólnych w układzie, a ilościową analizę rozplywu tych prądów przedstawiono w rozdziale 5.

Rozdział 4

Analizy EMC

4.1. Wstęp

Zastosowanie środków ograniczających poziom zaburzeń przewodzonych w systemach zawierających przekształtniki energoelektroniczne powinno być poprzedzone analizą „sytuacji EMC”. Z wstępnych analiz teoretycznych przeprowadzonych w rozdz. 2 i 3 wynika, że decydujący wpływ na widmo zaburzeń w tych systemach wywiera charakterystyka napięcia źródła zaburzeń oraz ukształtowanie i parametry dróg rozptyłu tych prądów. O ile dość łatwo można określić charakterystykę napięciową źródła zaburzeń, to określenie parametrów dróg rozptyłu jest zazwyczaj dość skomplikowaną procedurą.

W przekonaniu autora, podstawą analiz EMC powinny być (o ile to możliwe) wstępne wyniki pomiarów w miejscu zainstalowania urządzeń (*in situ*). W przypadku systemów energoelektronicznych jest to szczególnie istotne, gdyż o kształcie widma i rozptywie prądów zaburzeń decydują, w dużym stopniu, parametry układu obciążenia, z całą swoją złożonością sprzężeń elektromagnetycznych w układach odbiorczych, kablach i systemie uziemienia ochronnego. Bezpośrednia projekcja wyników pomiarów, uzyskiwanych nawet w znormalizowanych warunkach laboratoryjnych, bez gruntownej analizy warunków w miejscu zainstalowania, może często prowadzić do błędnej oceny ubocznych skutków pracy układów w trakcie normalnej eksploatacji.

Inne niż tradycyjnie powinno być również miejsce i rola modelowania układów w analizie. Modelowanie zjawisk elektromagnetycznych w układach ma, zdaniem autora, prowadzić przede wszystkim do określenia i zrozumienia podstawowych mechanizmów wytwarzania prądów zaburzeń oraz dróg ich rozptyłu. Na tej podstawie można w sposób racjonalny proponować środki zaradcze.

Z uwagi na często rozproszony charakter parametrów pasożytniczych i ich małe wartości, przy modelowaniu nie można *a priori* zakładać dokładnej znajomości wszystkich tych parametrów. Sytuację dodatkowo komplikuje fakt, że wiele z tych

parametrów zależne jest od częstotliwości np. wskutek zjawiska naskórkowości. Powoduje to, że praktycznie niemożliwe jest dokładne odzwierciedlenie wszystkich zjawisk wpływających na wypadkowe widmo zaburzeń. W takiej sytuacji, modelowanie powinno opierać się o możliwie dużą liczbę wyników eksperymentalnych, pozwalających ograniczyć liczbę stopni swobody uzyskiwanych rozwiązań. Dodatkowo, z uwagi na dużą złożoność zjawisk, należy dążyć do ograniczenia ilości elementów modelu tak, by można skoncentrować się na podstawowych aspektach, pomijając mniej ważne aspekty uboczne, których i tak nie da się dokładnie odwzorować.

Model może służyć do wstępnej oceny skuteczności środków zastosowanych do odpowiedniego ukształtowania widma zaburzeń oraz ograniczenia ich poziomu. Ostateczna ocena musi być jednak oparta o wyniki ponownych badań eksperymentalnych.

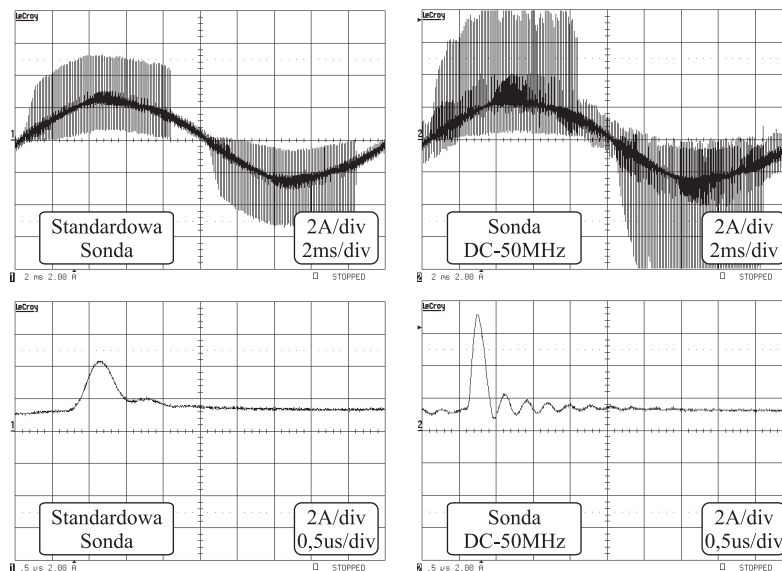
4.2. Pomiary EMC

Podstawowym, znormalizowanym sposobem pomiaru zaburzeń przewodzonych jest pomiar w dziedzinie częstotliwości, przy użyciu sztucznej sieci stabilizującej impedancję (LISN) i odbiornika pomiarowego [1N,20N]. Są to pomiary ukierunkowane, przede wszystkim, na określenie poziomu zaburzeń wprowadzanych przez układy do sieci zasilającej. Pomiary takie, choć uzasadnione z punktu widzenia wymagań normalizacji, zwykle jednak dostarcza zbyt mało informacji, by pozwolić na pełną analizę zjawisk, umożliwiającą wybór odpowiednich metod zapewnienia kompatybilności elektromagnetycznej układu.

Dokładność i wiarygodność modelu będą zależały od liczby i sposobu wyboru wykorzystywanych do budowy modelu wielkości pomiarowych. Liczba parametrów obwodu mogących mieć wpływ na kształt widma emitowanych zaburzeń jest zazwyczaj duża, a ich wartości nie zawsze są możliwe do bezpośredniego określenia. Dla wytworzenia wspomnianych we wstępie „więzów pomiarowych”, ograniczających dowolność wyboru parametrów, można wykorzystywać wyniki pomiarów w dziedzinie czasu oraz pomiarów w dziedzinie częstotliwości, które wykraczają poza wymagania określone normami.

W przeciwieństwie do pomiarów za pomocą sztucznej sieci (LISN), pomiary w dziedzinie częstotliwości za pomocą sond prądowych lub pojemnościowych mogą być wykonywane w dowolnym punkcie obwodu. Umożliwiają one określenie częstotliwości poszczególnych modów oscylacji w całym zakresie widma, nawet jeśli znacznie różnią się one poziomami. Zaletą pomiarów w dziedzinie czasu jest natomiast to, że pozwalają na bezpośrednie porównanie faz przebiegów, co z kolei umożliwia określenie kierunków przepływu poszczególnych składowych prądów zaburzeń. Sposoby przetwarzania amplitudy i fazy w przyrządach mierzących w dziedzinie czasu i dziedzinie częstotliwości powodują, że mimo istnienia wzajemnie jednoznacznych przekształceń dla przebiegów teoretycznych, w analizach EMC można je, w dużej części, traktować komplementarnie.

Warunkiem poprawnej analizy jest wiarygodność i właściwa interpretacja uzyskiwanych wyników pomiarowych. Dotyczy to w szczególności pomiarów w dziedzinie czasu (specyfika pomiarów dziedzinie w częstotliwości zostanie szerzej omówiona w p. 6). Wiarygodność pomiarów przebiegi prądów i napięć zaburzeń przewodzonych o częstotliwościach sięgających kilkudziesięciu MHz uzależniona jest głównie od stosowanych sond pomiarowych. Dla przykładu, na rys.4.1 przedstawiono przebiegi tego samego prądu zaburzeń, zmierzone dwiema sondami prądowymi: standardową sondą używaną w pomiarach przebiegów energetycznych (DC-120 kHz) oraz sondą o gwarantowanym liniowym paśmie pomiarowym (DC-50 MHz).

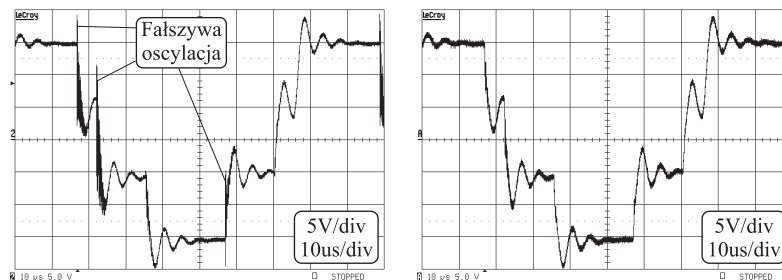


Rys. 4.1. Wyjściowy prąd fazowy falownika zmierzony dwiema różnymi sondami.

Wyniki przedstawione w niniejszej pracy zostały uzyskane z wykorzystaniem sond prądowych, o liniowych w paśmie pomiarowym DC-50 MHz. Dla weryfikacji poprawności pomiarów wykorzystywano sprawdzenie I prawa Kirchhoffa dla poszczególnych węzłów rozptyłu prądów zaburzeń.

Przy pomiarach napięć zaburzeń, dodatkową trudność sprawia to, że często są to napięcia odkładające się na małych pojemnościach pasożytniczych, co może prowadzić do błędnych wyników pomiarowych na skutek obciążania tego źródła pasożytniczymi parametrami sond pomiarowych. Na rys.4.2 przedstawiono przebieg tego samego napięcia zaburzeń, zmierzony standardową różnicową sondą napięciową oraz sondą z kompensacją prądu upływu.

Przy braku kompensacji prądu upływu, niesymetria sondy powoduje, że w przebiegu napięcia zaburzeń pojawia się dodatkowa, nie istniejąca w rzeczywistości, oscylacja wysokiej częstotliwości.



Rys. 4.2. Napięcie na wale silnika zmierzone standardową sondą oraz sondą z układową kompensacją prądu upływu.

Fakt, że zaburzenia formowane są w obwodach pasożytniczych, często prowokuje pytania o powtarzalność wyników pomiarowych. Z doświadczeń autora wynika, że w starannie przygotowanym układzie pomiarowym - wbrew obiegowym opiniom - powtarzalność wyników pomiarowych, zarówno w dziedzinie częstotliwości, jak i czasu jest bardzo wysoka.

4.3. Modelowanie EMC

Modelowanie, poprzez możliwie wierne odtworzenie zjawisk elektromagnetycznych występujących w układzie, ma na celu ułatwienie wyboru i wstępnej oceny właściwych metod zapewnienia zewnętrznej i wewnętrznej kompatybilności elektromagnetycznej systemu. Powinno ono obejmować:

- odtworzenie lokalizacji i charakterystyki źródła zaburzeń,
- określenie obwodów, w których tworzą się główne mody zaburzeń,
- określenie dróg rozprzysywu zaburzeń, ze szczególnym uwzględnieniem drogi powrotnej do źródła zaburzenia.

Ten ostatni element ma zasadnicze znaczenie dla kompatybilności zewnętrznej w zakresie zaburzeń przewodzonych, gdyż określa, jaka część zaburzeń wytwarzanych w układzie przekształtnik odbiornik jest mierzona w znormalizowanym pomiarze, jako zaburzenia wprowadzane do sieci.

Analiza zjawisk z wykorzystaniem symulacyjnego modelu obwodowego pozwala na określenie wewnętrznych dróg rozprzysywu zaburzeń. Dogodniejsza jest analiza w dziedzinie czasu, gdyż pozwala ona na łatwe określenie kierunków przepływu prądów zaburzeń. Stopień komplikacji takiego modelu rośnie ze stopniem szczegółowości odwzorowania i dlatego konieczne jest rozważenie założeń upraszczających. Uproszczony model powinien jednak odwzorowywać z odpowiednią dokładnością rozprzysywy prądów zaburzeń oraz charakterystyczne cechy ich mierzonego widma.

Jednym z podstawowych problemów przy symulacji systemu zawierającego przekształtniki energoelektroniczne, dla całego zakresu częstotliwości zaburzeń przewodzonych jest konieczność uwzględnienia stałych czasów procesów, różniących się o wiele rzędów wielkości, a wynikających z:

- częstotliwości podstawowej pracy układu.
- częstotliwości przełączeń łączników, związanych z algorytmami sterowania,
- częstotliwości drgań własnych obwodów rezonansowych obciążenia, pobudzanych na skutek dużej szybkości narostu napięcia du/dt .

Wymusza to konieczność symulacji pracy układu w długim czasie z bardzo dużą rozdzielczością, co prowadzi do poważnych problemów ze zbieżnością rozwiązań, a także czasem symulacji [45].

Drugim, problemem jest obecność w układzie wielu elementów nieliniowych, dla których często nie jest znana z wystarczającą dokładnością zależność funkcyjna od czynników wymuszających. Często są to elementy pasożytnicze, jak np.: indukcyjności przewodów oraz rezystancje przewodów, dla których należy uwzględnić zjawisko naskórkowości. Z uwagi na silną zależność tych parametrów zarówno od częstotliwości, jak i parametrów geometrycznych systemu, w praktyce nie jest możliwe zbudowanie modelu dla całego zakresu częstotliwości zaburzeń przewodzonych. Można jednak zbudować modele, które wystarczająco dokładnie odwzorowują poszczególne aspekty zjawisk elektromagnetycznych w poszczególnych podzakresach pasma zaburzeń przewodzonych, korzystając z uproszczeń, które są uprawnione dla tych zakresów częstotliwości.

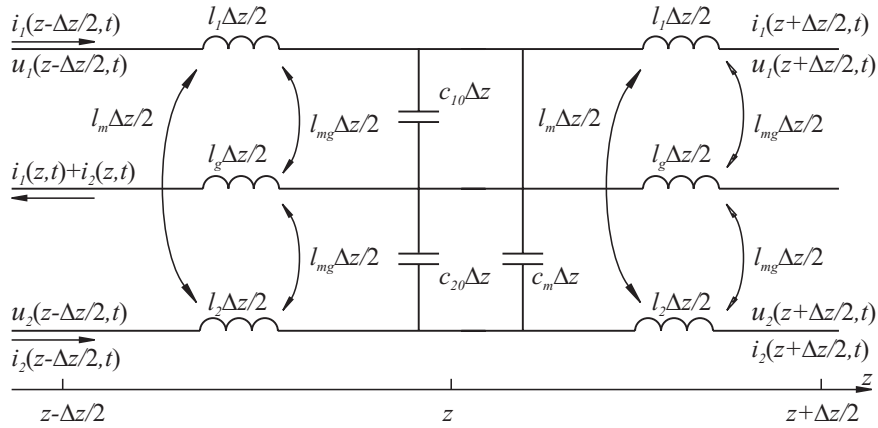
W wielu praktycznych zastosowaniach układów przekształtnikowych, zarówno zasilające kable sieciowe, jak i kable pomiędzy przekształtnikiem a obciążeniem mogą mieć znaczne długości. Biorąc pod uwagę prędkość rozchodzenia się fal elektromagnetycznych oznacza to, że przy pobudzeniu sygnałem trapezoidalnym o czasie narostu rzędu 0,1 μs , analiza zjawisk powinna uwzględniać wielokrotne odbicia fal wędrownych, w warunkach niedopasowania impedancyjnego. W podobny sposób powinno się traktować zjawiska zachodzące w niektórych typach obciążenia, np. w uzwojeniach silników elektrycznych. Ponieważ czas narostu napięcia zaburzeń jest często porównywalny z czasem przebiegu fali przez kabel, to dodatkową komplikacją dla analiz będzie konieczność rozpatrywania zjawisk odbicia, w warunkach narastającego czoła napięciowej fali padającej [14,15,67,116,129,164].

4.4. Analizy i modelowanie obwodowe zjawisk falowych w układach przekształtnikowych

Z punktu widzenia teorii linii długich, kable zasilające są wieloprzewodowymi, transmisyjnymi liniami sprzężonymi, w których rozchodzą się poprzeczne fale elektromagnetyczne TEM (dokładniej, ze względu na skończoną konduktywność elementów przewodzących - quasi-TEM) [126]. Przebiegi prądów i napięć, wynikające

z rozchodzenia się zaburzeń w kablach, będą miały częstotliwość określoną długością kabla i prędkością propagacji fali. Za pomocą odpowiednich przekształceń liniowych, niezależnie od stopnia symetrii układu wielofazowego [132], możliwa jest jego dekompozycja na układy jednofazowe (mody). Każdy układ n przewodów będzie miał $n-1$ modów [126]. Dekompozycja na układy jednofazowe pozwala na analizę zjawisk elektromagnetycznych metodami znanymi dla jednofazowych linii niesprzężonych. Stopień trudności takiej analizy zależy, przede wszystkim, od stopnia symetrii badanego układu linii sprzężonych.

W najprostszym przypadku dwóch bezstratnych linii sprzężonych - po rozpatrzeniu zależności prądów i napięć dla nieskończonego segmentu linii, uwzględniającego parametry obwodu uziemienia (rys.4.3) - można wyprowadzić różniczkowe równania linii:



Rys. 4.3. Schemat odcinka sprzężonych linii długich.

$$\begin{aligned} -\frac{\partial i_1(z,t)}{\partial z} &= c_{10} \frac{\partial u_1(z,t)}{\partial t} + c_m \frac{\partial (u_1(z,t) - u_2(z,t))}{\partial t} \\ -\frac{\partial i_2(z,t)}{\partial z} &= c_{20} \frac{\partial u_2(z,t)}{\partial t} + c_m \frac{\partial (u_2(z,t) - u_1(z,t))}{\partial t} \end{aligned} \quad (4.1)$$

$$\begin{aligned} -\frac{\partial u_1(z,t)}{\partial z} &= l_1 \frac{\partial i_1(z,t)}{\partial t} + l_m \frac{\partial i_2(z,t)}{\partial t} + l_g \frac{\partial (i_1(z,t) + i_2(z,t))}{\partial t} \\ &\quad - l_{mg} \frac{\partial (i_1(z,t) + i_2(z,t))}{\partial t} - l_{mg} \frac{\partial i_1(z,t)}{\partial t} - l_{mg} \frac{\partial i_2(z,t)}{\partial t} \\ -\frac{\partial u_2(z,t)}{\partial z} &= l_1 \frac{\partial i_2(z,t)}{\partial t} + l_m \frac{\partial i_1(z,t)}{\partial t} + l_g \frac{\partial (i_1(z,t) + i_2(z,t))}{\partial t} \\ &\quad - l_{mg} \frac{\partial (i_1(z,t) + i_2(z,t))}{\partial t} - l_{mg} \frac{\partial i_2(z,t)}{\partial t} - l_{mg} \frac{\partial i_1(z,t)}{\partial t} \end{aligned} \quad (4.2)$$

gdzie: c_{10}, c_{20} - jednostkowe pojemności własne przewodów, l_1, l_2, l_g - jednostkowe indukcyjności własne przewodów fazowych i uziemienia, c_m - jednostkowa pojemność wzajemna przewodów, l_m - jednostkowa indukcyjności wzajemna przewodów fazowych, l_{mg} - jednostkowe indukcyjności wzajemne przewodów fazowych i uziemienia.

Po uporządkowaniu wyrażeń i wprowadzeniu nowych parametrów pojemności i indukcyjności własnej i wzajemnej linii:

$$\begin{aligned} c_{11} &= c_{10} + c_m & c_{12} &= -c_m \\ c_{22} &= c_{20} + c_m & c_{21} &= -c_m \\ l_{11} &= l_1 + l_g - 2l_{mg} & l_{12} &= l_m - 2l_{mg} \\ l_{22} &= l_2 + l_g - 2l_{mg} & l_{21} &= l_m - 2l_{mg} \end{aligned}$$

równania te można zapisać w postaci macierzowej:

$$\begin{bmatrix} \frac{\partial i_1(z,t)}{\partial z} \\ \frac{\partial i_2(z,t)}{\partial z} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} c_{11} & c_{12} \\ c_{21} & c_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{\partial u_1(z,t)}{\partial t} \\ \frac{\partial u_2(z,t)}{\partial t} \end{bmatrix}, \quad (4.3)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{\partial u_1(z,t)}{\partial z} \\ \frac{\partial u_2(z,t)}{\partial z} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} l_{11} & l_{12} \\ l_{21} & l_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{\partial i_1(z,t)}{\partial t} \\ \frac{\partial i_2(z,t)}{\partial t} \end{bmatrix}. \quad (4.4)$$

Zależności (4.3, 4.4) można łatwo uogólnić na system n linii sprzężonych o $n + 1$ przewodach. Równania macierzowe przyjmują wtedy postać:

$$\frac{\partial[\mathbf{u}(z,t)]}{\partial z} = -[\mathbf{l}] \frac{\partial[\mathbf{i}(z,t)]}{\partial t}, \quad (4.5)$$

$$\frac{\partial[\mathbf{i}(z,t)]}{\partial z} = -[\mathbf{c}] \frac{\partial[\mathbf{u}(z,t)]}{\partial t}, \quad (4.6)$$

gdzie:

$$\mathbf{u}(z,t) = [u_1(z,t), u_2(z,t), \dots, u_n(z,t)]^T, \quad (4.7)$$

$$\mathbf{i}(z,t) = [i_1(z,t), i_2(z,t), \dots, i_n(z,t)]^T, \quad (4.8)$$

a $[\mathbf{c}]$ i $[\mathbf{l}]$ są macierzami, o wymiarach $n \times n$, własnych i wzajemnych pojemności oraz indukcyjności linii sprzężonych.

Jeśli linia ma strukturę symetryczną, tj. ma identyczne parametry zastępczej pojemności ($c_{11} = c_{22} = c_s$) i indukcyjności ($l_{11} = l_{22} = l_s$) własnej i wzajemnej ($c_{12} = c_{21} = c_w$; $l_{12} = l_{21} = l_w$), to rozwiązanie może być uzyskane jako liniowa kombinacja dwóch typów pobudzeń: parzystego (przy równych prądach) i nieparzystego (przy prądach równych, co do modułu, lecz o przeciwnych znakach) [126].

Jeśli linia jest pobudzana w trybie parzystym, ($i_1(z, t) = i_2(z, t) = i_p(z, t)$; $u_1(z, t) = u_2(z, t) = u_p(z, t)$), to równania różniczkowe linii przyjmują postać:

$$\begin{bmatrix} \frac{\partial i_p(z, t)}{\partial z} \\ \frac{\partial i_p(z, t)}{\partial z} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} c_s & c_w \\ c_w & c_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{\partial u_p(z, t)}{\partial t} \\ \frac{\partial u_p(z, t)}{\partial t} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} c_s + c_w & 0 \\ 0 & c_s + c_w \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{\partial u_p(z, t)}{\partial t} \\ \frac{\partial u_p(z, t)}{\partial t} \end{bmatrix}, \quad (4.9)$$

oraz

$$\begin{bmatrix} \frac{\partial u_p(z, t)}{\partial z} \\ \frac{\partial u_p(z, t)}{\partial z} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} l_s & l_w \\ l_w & l_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{\partial i_p(z, t)}{\partial t} \\ \frac{\partial i_p(z, t)}{\partial t} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} l_s + l_w & 0 \\ 0 & l_s + l_w \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{\partial i_p(z, t)}{\partial t} \\ \frac{\partial i_p(z, t)}{\partial t} \end{bmatrix}. \quad (4.10)$$

Równaniom tym odpowiadają dwie identyczne linie niesprężone o parametrach jednostkowych:

$$\begin{aligned} c_p &= c_s - c_m = c_{10} = c_{20}, \\ l_p &= l_s + l_m - 2l_{mg} = l_1 + l_g + l_m - 4l_{mg} = l_2 + l_g + l_m - 4l_{mg}. \end{aligned}$$

Stosując ogólne zależności dla jednofazowych linii niesprężonych [126], można znaleźć impedancję falową oraz prędkość propagacji dla modu parzystego:

$$Z_c = \sqrt{\frac{l_p}{c_p}} = \sqrt{\frac{l_s + l_w}{c_s + c_w}}, \quad \nu_p = \frac{1}{\sqrt{l_p c_p}} = \frac{1}{\sqrt{(l_s + l_w)(c_s + c_w)}}. \quad (4.11)$$

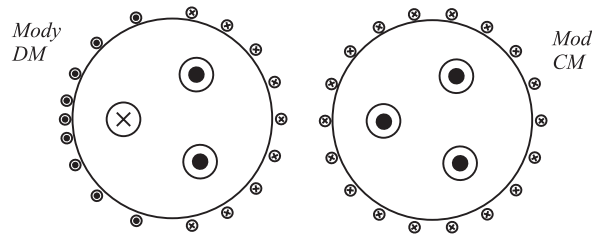
W podobny sposób można uzyskać wyrażenia na impedancję falową i prędkość dla pobudzenia linii w trybie nieparzystym ($i_1(z, t) = i_2(z, t) = i_n(z, t)$; $u_1(z, t) = u_2(z, t) = u_n(z, t)$):

$$Z_c = \sqrt{\frac{l_n}{c_n}} = \sqrt{\frac{l_s - l_w}{c_s - c_w}}, \quad \nu_n = \frac{1}{\sqrt{l_n c_n}} = \frac{1}{\sqrt{(l_s - l_w)(c_s - c_w)}}. \quad (4.12)$$

Oznacza to, że zarówno impedancje falowe, jak i prędkości modalne mogą się od siebie różnić. Analizę taką można łatwo rozszerzyć na linie stratne.

Przypadkiem o wysokim stopniu symetrii jest układ dwóch przewodów otoczonych wspólnym ekranem. Można tu wyróżnić mod symetryczny, związany z symetrią pola względem płaszczyzny symetrii układu (odpowiadający modowi zaburzeń różnicowych) oraz mod asymetryczny, związany z powrotną drogą prądu poprzez ekran (odpowiadający modowi zaburzeń wspólnych).

W trójfazowym kablu zasilającym, o przekroju symetrycznym (z przewodami ułożonymi w trójkąt równoboczny) i otoczonym ekranem, można wyróżnić: mod związany z drogą powrotną prądu przez ekran (odpowiadający modowi zaburzeń wspólnych) oraz dwa zdegenerowane mody (zaburzeń różnicowych), dla których

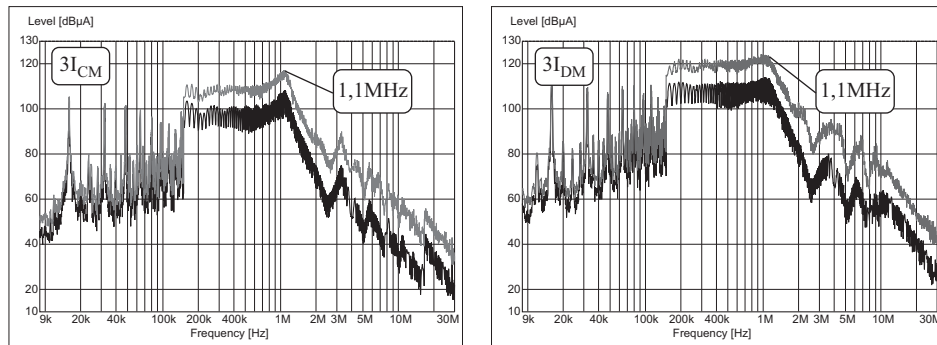


Rys. 4.4. Mody zaburzeń w trójfazowym kablu ekranowanym.

prądy w trzech przewodach sumują się do zera. Mody w kablu trójfazowym zostały schematycznie przedstawione na rys.4.4.

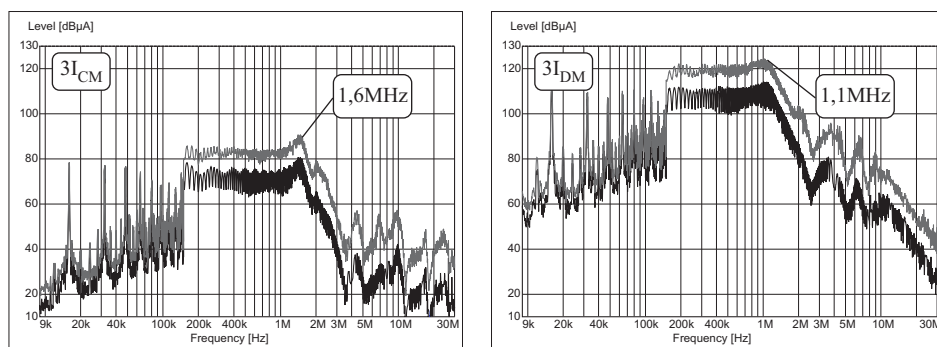
W kablach ekranowanych, w których można przyjąć, że dielektryk jest jednorodny, prędkości modalne rozprzestrzeniania się zaburzeń wspólnych i różnicowych są jednakowe. Znaczące różnice mogą pojawić się dla zaburzeń rozchodzących się w kablach nieekranowanych, gdzie fala związana z zaburzeniami wspólnymi rozchodzi się w powietrzu, a zatem ma większą prędkość niż fala związana z zaburzeniami różnicowymi, która rozchodzi się w stałym materiale dielektrycznym.

Prędkość propagacji zaburzeń będzie decydowała o czasie przejścia zaburzenia przez całą długość kabla i z kolei, o częstotliwości prądów zaburzenia. Na rys.4.5 przedstawiono widma zaburzeń różnicowych i wspólnych w kablu ekranowanym o długości 42 m, rozwartym na końcu i pobudzonym z falownika o modulacji PWM, a na rys.4.6 odpowiednie widma dla kabla nieekranowanego o tej samej długości.



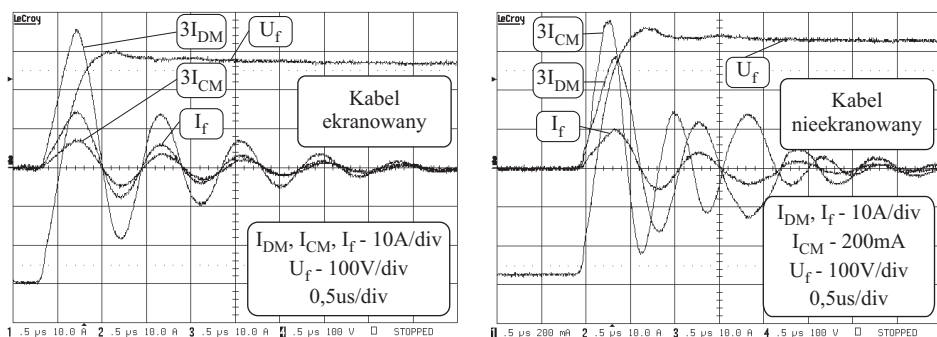
Rys. 4.5. Widma zaburzeń w kablu ekranowanym.

Dla kabla ekranowanego, częstotliwość drgań własnych torów zaburzeń różnicowych i wspólnych jest taka sama i wynosi ok. 1,1 MHz. W kablu nieekranowanym częstotliwość ta zwiększyła się (do ok. 1,6 MHz) jedynie dla modu zaburzeń



Rys. 4.6. Widma zaburzeń w kablu nieekranowanym.

wspólnych. Jednocześnie znacznie obniżył się poziom tych zaburzeń, co w sposób oczywisty związane jest ze słabszymi sprzężeniami pasożytniczymi w kablu nieekranowanym. Kształt widm zaburzeń różnicowych dla obydwu konfiguracji kabla jest identyczny tzn., że fakt zaekranowania kabla nie wpłynął na rozplyw tego modu zaburzeń. Potwierdzeniem takiej interpretacji widm są przebiegi prądów zaburzeń, zamieszczone na rys.4.7.



Rys. 4.7. Przebiegi prądów zaburzeń w kablu ekranowanym i nieekranowanym.

Na uwagę zasługuje bardzo wysoki poziom zaburzeń generowanych w kablu. W wielu układach zawierających przekształtniki energoelektroniczne, to właśnie zaburzenia wytwarzane w kablach będą miały decydujący wpływ na wypadkowe widmo zaburzeń.

Do analizy efektów pobudzenia linii transmisyjnej impulsem skokowym, najczęściej stosuje się metodę transformaty Laplace'a. Ogólne rozwiązanie operatorowych

równań jednofazowych linii transmisyjnych można zapisać w postaci:

$$u(z, s) = A_1(s)e^{\gamma z} + A_2(s)e^{-\gamma z}, \quad (4.13)$$

$$i(z, s) = \frac{1}{Z_c} (A_1(s)e^{\gamma z} + A_2(s)e^{-\gamma z}), \quad (4.14)$$

gdzie: $\gamma = \gamma(s) = \sqrt{(r + sl)(g + sc)} = \alpha + j\beta$ - stała propagacji, α - stała tłumienia, β - stała fazowa, $Z_c = Z(s) = \sqrt{(r + sl)(g + sc)}$ - impedancja charakterystyczna linii, r, l, g, c - parametry jednostkowe linii.

Wielkości amplitud operatorowych $A_1(s), A_2(s)$ zależą od warunków brzegowych.

Podstawową trudność w analizie operatorowej stanowi obliczenie transformat odwrotnych, co z kolei wynika z niewymiernej zależności współczynnika γ i impedancji Z_c od zmiennej s [132]. Obliczenia stają się albo bardzo skomplikowane, albo wręcz niemożliwe bez stosowania metod przybliżonych. W tej sytuacji znaczenia nabiera analiza przypadków szczególnych, jak np. linia nieznieskształcająca (przy warunku $r/l = g/c$) lub linia bezstratna, stanowiąca szczególny przypadek linii nieznieskształcającej.

W uproszczonych rozważaniach dotyczących fal wędrownych w liniach transmisyjnych przyjmuje się najczęściej prostokątny kształt napięcia zaburzeń, o nieskończeniu małym czasie narostu [23,143,144,182,185,205]. W takim przypadku, dla linii bezstratnej, rozwiązanie równania falowego dla napięć przewiduje, że na końcu rozwartej linii napięcie osiągnie podwojoną wartość. Podobnie jak w przypadku opisanym w rozdz. 3, dla obwodów o stałych skupionych, brak uwzględnienia czasu narostu napięcia może prowadzić do znacznego przeszacowania poziomów prądów zaburzeń.

Przy pobudzeniu sygnałem trapezoidalnym znaczenia nabiera czas narostu napięcia w stosunku do czasu przejścia fali wędrownej przez całą długość linii. Podobnie jak w przypadku obwodów o parametrach skupionych, odpowiedź linii rozwartej o długości l_p na sygnał trapezoidalny można analizować jako sumę odpowiedzi na dwa, przesunięte w czasie wymuszenia liniowe. Dla linii bezstratnej równania odpowiedzi mają postać:

$$U(z, s) = \frac{U \cosh \beta(l_p - z)s}{s^2 \cosh \beta l_p s} (1 - e^{s t_0}) = \frac{U e^{-\beta z s} + e^{-\beta(2l_p - z)s}}{s^2 (1 + e^{-2\beta l_p s})} (1 - e^{-s t_0}), \quad (4.15)$$

$$I(z, s) = \frac{U \sinh \beta(l_p - z)s}{s^2 Z_c \cosh \beta l_p s} (1 - e^{s t_0}) = \frac{U e^{-\beta z s} - e^{-\beta(2l_p - z)s}}{s^2 Z_c (1 + e^{-2\beta l_p s})} (1 - e^{-s t_0}). \quad (4.16)$$

Po zastosowaniu metody fal wędrownych D'Alamberta i dokonaniu przekształcenia \mathcal{L}^{-1} uzyskuje się rozwiązanie na funkcje czasu $u(z, t)$ i $i(z, t)$ w postaci szeregów nieskończonych, dla wszystkich punktów linii:

$$u(z, t) = U \sum_{k=0}^{\infty} (-1)^k \left\{ \begin{array}{l} \mathcal{F}\mathbf{1}(t - \beta(2k l_p + z)) \\ + \mathcal{F}\mathbf{1}(t - 2\beta((k+1)l_p - z)) \\ - \mathcal{F}\mathbf{1}((t - t_0) - \beta(2k l_p + z)) \\ - \mathcal{F}\mathbf{1}((t - t_0) - 2\beta((k+1)l_p - z)) \end{array} \right\}, \quad (4.17)$$

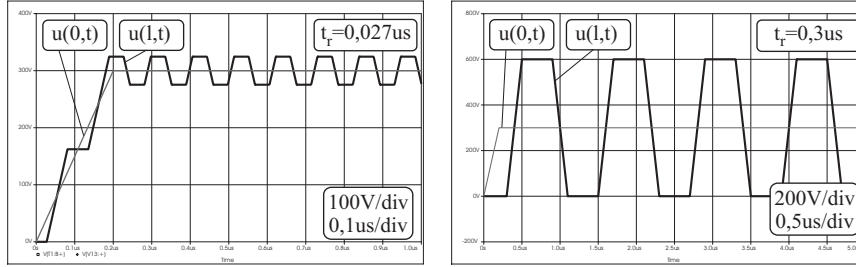
$$i(z, t) = \frac{U}{Z_c} \sum_{k=0}^{\infty} (-1)^k \left\{ \begin{array}{l} \mathcal{F}\mathbf{1}(t - \beta(2k l_p + z)) \\ - \mathcal{F}\mathbf{1}(t - 2\beta((k+1)l_p - z)) \\ - \mathcal{F}\mathbf{1}((t - t_0) - \beta(2k l_p + z)) \\ + \mathcal{F}\mathbf{1}((t - t_0) - 2\beta((k+1)l_p - z)) \end{array} \right\}, \quad (4.18)$$

gdzie

$$\mathcal{F}\mathbf{1}(x) = \begin{cases} 0, & x < 0, \\ x, & x \geq 0. \end{cases}$$

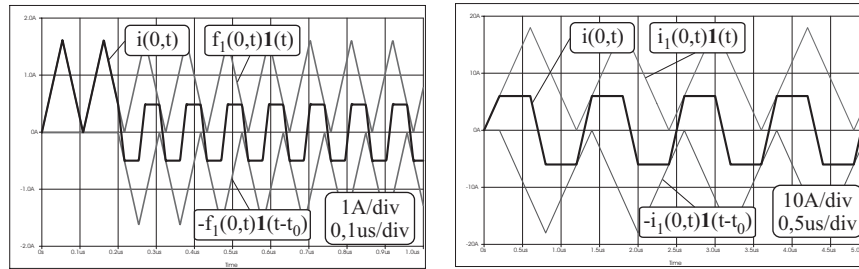
Prądy i napięcia w linii są sumą algebraiczną przebiegów liniowych, które zaczynają dawać wkład do przebiegu wypadkowego w czasach określonych parametrem towarzyszącym im funkcji jednostkowych.

Przebiegi napięć składowych i napięcia wypadkowego na końcu linii ($z = l_p$) przedstawiono na rys.4.8, a przebiegi prądu na początku linii ($z = 0$), na rys.4.9.



Rys. 4.8. Przebiegi napięcia na początku $u(0, t)$ i końcu $u(1, t)$ rozwartej linii transmisyjnej dla różnych czasów narostu napięcia.

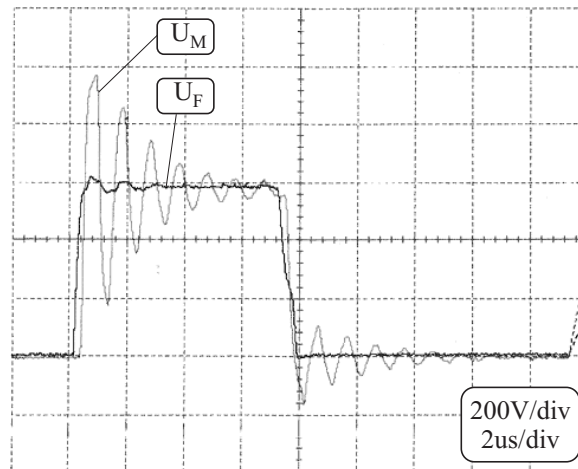
Fizyczną interpretację przedstawionych przebiegów napięcia i prądu można podać w oparciu o znajomość zjawisk odbić fal wędrownych na końcach linii. Przy uwzględnieniu skończonego czasu narostu napięcia fali padającej, odbicie fali na końcu linii następuje w warunkach ciągle narastającego napięcia. Napięciowa fala odbita od końca linii otwartej jest falą o wartościach dodatnich. Napięcie wypadkowe na końcu linii zwiększa się tak długo, jak trwa narost napięcia. Ponieważ, w większości zastosowań praktycznych, można przyjąć, że impedancja źródła jest równa zero, to fala napięciowa odbita w źródle będzie falą ujemną. Jeśli fala ta nie zdoła dotrzeć do końca otwartego przed zakończeniem narostu napięcia fali padającej, nastąpi tam całkowite odbicie fali i podwojenie amplitudy napięcia (czas



Rys. 4.9. Przebiegi prądu $i(0, t)$ i ich składowe na początku rozwartej linii transmisyjnej dla różnych czasów narostu napięcia.

przebiegu fali przez całą długość linii t_p musi spełniać warunek $t_0 < 3t_0$). W przeciwnym przypadku pierwsza i druga fala padająca nakładają się na siebie i może nastąpić ich częściowe wygaszenie (rys.4.8 dla czasu $t_0 = 0,027\mu s$).

W warunkach rzeczywistych linie są stratne, co powoduje, że przebiegi prądowe i napięciowe, w przybliżeniu przyjmują postać sinusoidalnych drgań gasnących. Po przyłączeniu obciążenia, fala wytwarzana w kablu ulega odbiciu na, zazwyczaj wprawdzie małej, lecz skończonej pojemności wejściowej obciążenia. Na rys.4.10 przedstawiono przebiegi napięcia na początku i końcu kabla, przy pobudzeniu zbrozami napięć o różnym nachyleniu.

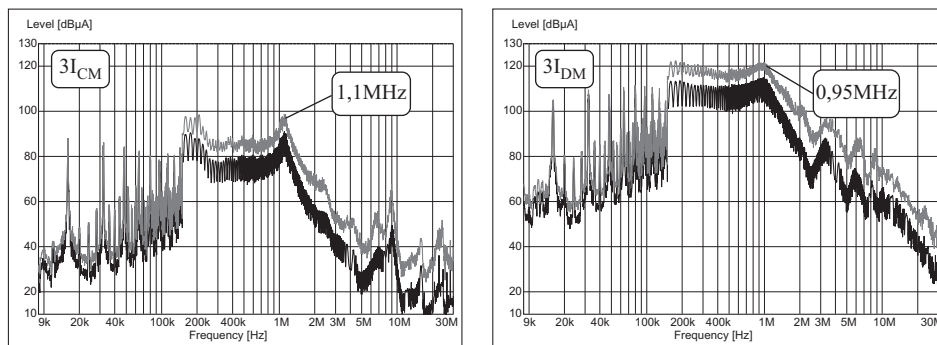


Rys. 4.10. Przepięcia w otwartym kablu dla różnych czasów narostu napięcia.

Wiele prac dotyczących kompatybilności elektromagnetycznej w przekształtnikowych układach napędowych poświęcono właśnie modelowaniu zjawisk przepięciowych [14,23,46,135,164,182,184,197,208]. Jest to przede wszystkim problem związany z wytrzymałością izolacji zwojowej, a więc z napięciami różnicowymi. Ponieważ obwód zaburzeń różnicowych jest dość dobrze zdefiniowany, opracowano zasady projektowania i topologie filtrów do eliminacji bądź złagodzenia zjawisk przepięciowych [50,67,136,201]. Problem przepięć w mniejszym stopniu dotyczy obwodów zaburzeń CM, gdyż izolacja doziemna (żłobkowa) jest zazwyczaj, ze względów mechanicznych, przewymiarowana pod względem wytrzymałości elektrycznej. W to miejsce, pojemności izolacji doziemnej odgrywają bardzo ważną rolę w procesach odbicia fali prądowej, która towarzyszy rozprzestrzeniającej się fali napięciowej. W dostępnej autorowi literaturze nie analizowano falowego charakteru prądu zaburzeń CM w rozpatrywanych układach.

Na rys.4.9 pokazano teoretyczny przebieg prądu na początku linii rozwartej. Tak, jak w pokazano to dla obwodów o stałych skupionych, dla krótkich odcinków kabli (czas przebiegu fali porównywalny z czasem narostu napięcia) można podać warunki, dla których nastąpi wytłumienie „ogona” przebiegu prądowego (rys.4.9).

Na rys.4.11 przedstawiono wypadkowe widma prądu zaburzeń zmierzone po przyłączeniu silnika indukcyjnego S1 do układu falownik-kabel, którego widma pokazano na rys.4.6. Widmo zaburzeń różnicowych praktycznie nie uległo zmianie, co oznacza, że w układzie tym dominują bardzo duże zaburzenia różnicowe wytwarzane w kablu. Większe zmiany można zaobserwować w wypadkowym widmie zaburzeń wspólnych. Nastąpiło zwiększenie ogólnego poziomu zaburzeń, pojawienie się dodatkowego pików w widmie przy częstotliwości ok. 180 kHz oraz zmianę częstotliwości pików w.cz. powyżej 1 MHz (większa dla CM i mniejsza dla DM). Wszystkie te efekty są związane z tym, że impedancja w.cz. obciążenia (silnika) dla zaburzeń wspólnych, z uwagi na mniejsze wartości sprzężeń w kablu nieekranowym, może w znacznym stopniu przyczyniać się do kształtowania przebiegów odbić falowych w układzie.



Rys. 4.11. Widma zaburzeń wspólnych i różnicowych w układzie napędowym.

Przy modelowaniu kabla jako linii długiej należy wziąć pod uwagę rozplyw

prądów zaburzeń CM w całej instalacji uziemienia, której część stanowi uziemiony ekran kabla. W wielu pracach zakłada się, że wszystkie prądy CM wpływają do „ziemi” i powracają do sieci zasilającej poprzez impedancję uziomu [68,139,152,161,205]. Taka „elektrostatyczna” interpretacja właściwości uziemienia może być przyczyną poważnych błędów w ocenie stopnia zagrożenia, związanego z tymi prądami. W rzeczywistości, o rozplywie powrotnych prądów zaburzeń (do swojego źródła w przekształtniku) decyduje stosunek impedancji w. cz. alternatywnych dróg powrotnych, widzianych z punktu uziemienia. W przypadku, gdy urządzenie zasilane jest poprzez kabel ekranowany, indukcyjność wzajemna żył i ekranu powoduje, że jego transmitancja przejściowa może być, teoretycznie, równa rezystancji DC (w praktyce, należy jednak uwzględnić zjawiska naskórkowości, „wycieku” pola magnetycznego przez oplot ekranu oraz braku idealnej symetrii pola wewnątrz ekranu) [209]. Ze względu na indukcyjność przewodów uziemienia ochronnego, większa część prądu zaburzeń CM, niezależnie czy wytworzonego w kablu, czy w urządzeniu zasilanym, będzie wtedy powracała poprzez ekran kabla.

Gdy pomiędzy przekształtnikiem a obciążeniem wykorzystywany jest kabel nieekranowany (np. norma PN-EN 61800-3 dopuszcza stosowanie kabla nieekranowanego przy długości poniżej 2 m), przepływ prądów CM określony jest impedancją przewodów instalacji uziemienia ochronnego. Ponieważ dla dużych częstotliwości impedancja ta jest stosunkowo duża (indukcyjność ok. $1\mu\text{H}/\text{m}$ przewodu [199,209,211]), to prądy zaburzeń mogą powodować duże spadki napięć na poszczególnych częściach instalacji uziemienia. Oznacza to, że np. na obudowie uziemionego silnika może się pojawić szybkozmienne napięcie względem innych uziemionych obiektów, o amplitudzie rzędu kilkudziesięciu V.

Jeśli stosuje się łańcuchową (drabinkową) reprezentację linii długiej, to odzwierciedlenie roli ekranu kabla w kształtowaniu rozplywu prądów zaburzeń w systemie z wielokrotnym uziemieniem, wymaga uwzględnienia w tym modelu indukcyjności wzajemnej żył i ekranu oraz indukcyjności własnej ekranu. Zwykle, w rozważaniach dotyczących linii transmisyjnej, indukcyjności te włącza się do indukcyjności własnej przewodu, który znajduje się nad doskonale przewodzącą, bezindukcyjną ziemią odniesienia. Pozwala to na wykorzystywanie prostych rozwiązań dla linii niesprężonej, przy założeniu, że przez żyłę i ekran płyną równe, lecz przeciwne skierowane prądy. Przy uziemieniu ekranu po obydwu stronach, uzyskuje się jednak ewidentnie fałszywy obraz rozplywu prądów (przez ekran, do obydwu punktów uziemienia płyną prądy o podobnych wielkościach).

Przy stosowaniu reprezentacji łańcuchowej linii ważna jest liczba zastosowanych segmentów linii. Asymptotyczna aproksymacja fali napięciowej w takim modelu [126] wykazuje dodatkową oscylację o częstotliwości $2/\sqrt{lc}$, gdzie l i c są zastępczymi parametrami segmentu linii. Liczba segmentów musi więc być na tyle duża, by częstotliwość ta znacznie przekraczała analizowany zakres częstotliwości.

Pewnym problemem jest także zależność rezystancji i indukcyjności od częstotliwości na skutek efektu naskórkowego oraz efektu bliskiego sąsiedztwa przewodów [126]. Jeśli jednak analizy dotyczą stosunkowo niewielkiego zakresu częstotliwości, to wyniki mogą być w pełni zadowalające.

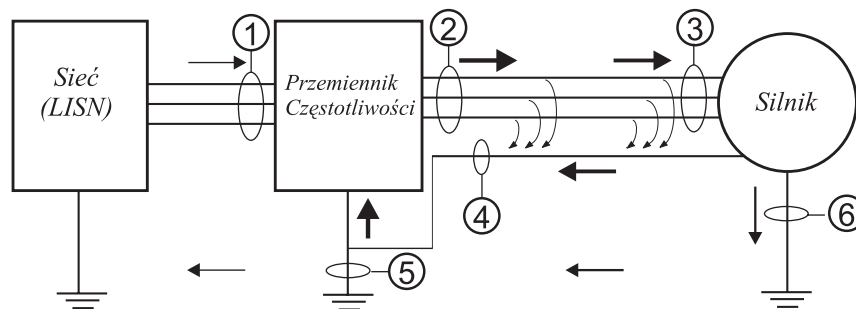
Rozdział 5

Przykłady analiz EMC

5.1. Napęd dwukwadrantowy z silnikiem indukcyjnym klatkowym

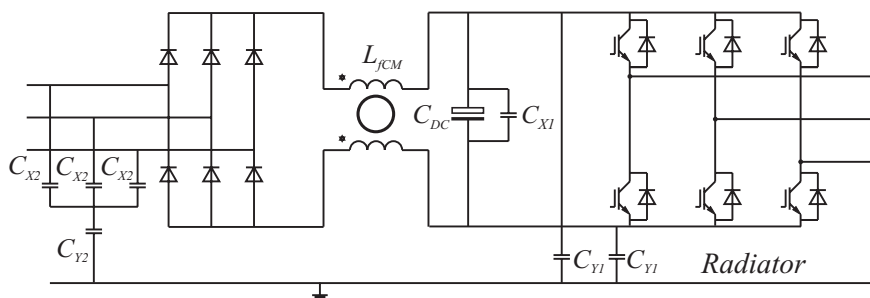
5.1.1. Prądy zaburzeń wspólnych

Podstawą analizy rozplywu prądów zaburzeń były jednoczesne pomiary prądu i napięć w wielu punktach pomiarowych, pokazanych na schemacie układu napędowego z przemiennikiem częstotliwości PWM (rys.5.1)



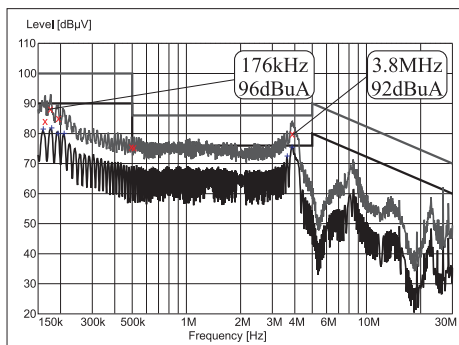
Rys. 5.1. Schemat układu napędowego z przemiennikiem częstotliwości PWM.

Badaniom poddano układ napędowy z komercyjnie dostępnym, przemysłowym przemiennikiem częstotliwości P1, z niesterowanym prostownikiem wejściowym. W podstawowej konfiguracji połączony był on z silnikiem S1 czterożyłowym kablem silnikowym o długości 2 m. Na rys.5.2 przedstawiono schemat przemiennika częstotliwości, zastosowanego w badanym układzie, z zaznaczonymi elementami istotnymi z punktu widzenia analiz EMC. Parametry tych elementów podano w Dodatku C.



Rys. 5.2. Schemat przemiennika częstotliwości P1.

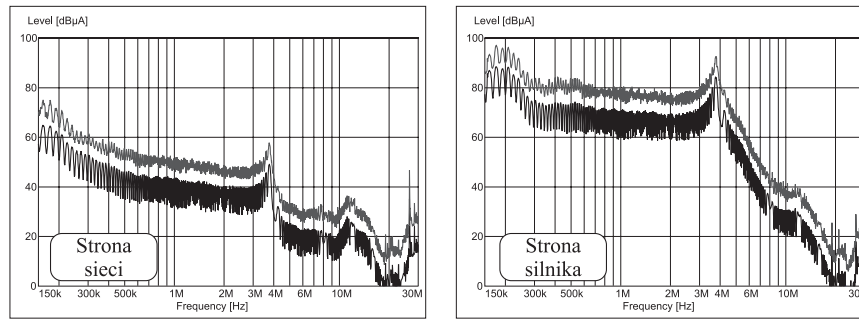
Na rys.5.3 przedstawiono widmo zaburzeń przewodzonych wprowadzanych do sieci, zmierzone zgodnie z normą PN-EN 61800-3 dla układów napędowych o regulowanej prędkości (w zakresie 150 kHz - 30 MHz), przy użyciu LISN oraz pomiarowego odbiornika zakłóceń.



Rys. 5.3. Widmo zaburzeń przewodzonych napędu z przemiennikiem częstotliwości P1 zmierzone po stronie sieci zgodnie z PN EN 61800-3.

Dla badanej konfiguracji układu napędowego, poziom zaburzeń wprowadzanych przez układ napędowy do sieci nie przekracza wartości dopuszczalnych określonych normą. Dodatkowe pomiary, wykonane za pomocą sondy prądowej i pomiarowego odbiornika zaburzeń, pozwoliły na bezpośrednie porównanie poziomów zaburzeń CM po stronie zasilania i obciążenia przekształtnika. Pomimo spełnienia wymagań w zakresie oddziaływania na sieć zasilającą, poziom zaburzeń wspólnych zmierzony po stronie silnikowej jest bardzo wysoki, dużo wyższy (do 40 dB) niż po stronie zasilania (rys.5.4). Tak duży poziom zaburzeń może być przyczyną dodatkowych problemów związanych, w szczególności, z kompatybilnością wewnętrzną systemu.

Kształt widma zaburzeń CM po stronie silnikowej pozwala na identyfikację



Rys. 5.4. Widmo prądów zaburzeń wspólnych po stronie sieci oraz po stronie silnika zmierzonych sondą prądową.

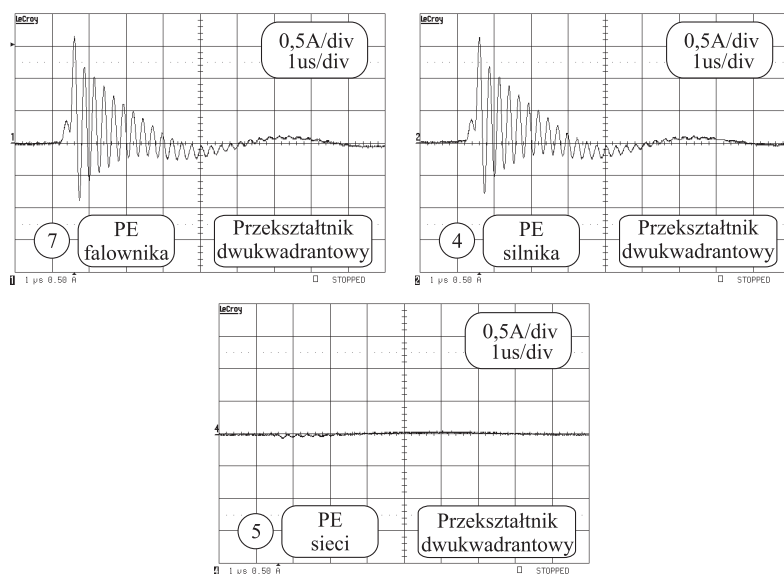
dwoch tłumionych przebiegów oscylacyjnych, o częstotliwościach około 190 kHz oraz 3,8 MHz. Pomimo zastosowania przez konstruktorów przemiennika częstotliwości układów ograniczających przepływ prądów zaburzeń po stronie sieci, w widmie zaburzeń CM po stronie sieci widoczne są te same mody oscylacji. Są one odpowiedzialne za najwyższe, w odniesieniu do wartości dopuszczalnych, poziomy widma przedstawionego na rys.5.3.

W celu określenia rozptyłu prądu zaburzeń wspólnych w całej instalacji uzziemienia ochronnego, wykonano pomiary w dziedzinie czasu. Stworzony dodatkowy węzeł pomiarowy pozwolił na pomiar prądu również w przewodzie PE falownika. Wyniki pomiarów pokazano na rys.5.5 (oznaczenia punktów pomiarowych jak na rys.5.1).

Z przedstawionych przebiegów wynika, że powrotna droga prądu zaburzeń wspólnych wytwarzanych po stronie silnika, do ich źródła w falowniku, prowadzi głównie przez pojemność pomiędzy uziemioną obudową (radiatorem) a obwodem pośredniczącym prądu stałego.

Analizę rozptyłu prądów CM w układzie oparto na modelu obwodowym, który konstruowano stopniowo, analizując kolejno zjawiska zachodzące w falowniku, kablu silnikowym i samym silniku. Analizowano również wpływ impedancji przewodów uzziemienia ochronnego. Wyniki tych badań przedstawiono w pracach [83,90].

Parametry modelu określano metodą obliczeniową, wykorzystując znane zależności wynikające z geometrii układu [17,19,46,110,199,217,211,209] oraz drogą pomiarową, w tym metodą podstawieniową. Dla uniknięcia niejednoznaczności i zapewnienia wewnętrznej spójności modelu, parametry te weryfikowano za pomocą jednoczesnych pomiarów przebiegów prądów i napięć w wielu punktach pomiarowych układu. Ponieważ przebiegi prądów są silnie zależne od kształtu zбочy napięcia zaburzeń, w modelu symulacyjnym zastosowano wymuszenie skokiem napięcia, odpowiadającym rzeczywistemu, zmierzonemu przebiegowi napięcia CM (w innych pracach proponuje się modele tranzystorów IGBT [3,113,200]).



Rys. 5.5. Rozpływ prądów zaburzeń wspólnych w pomiarowym węźle uziemień.

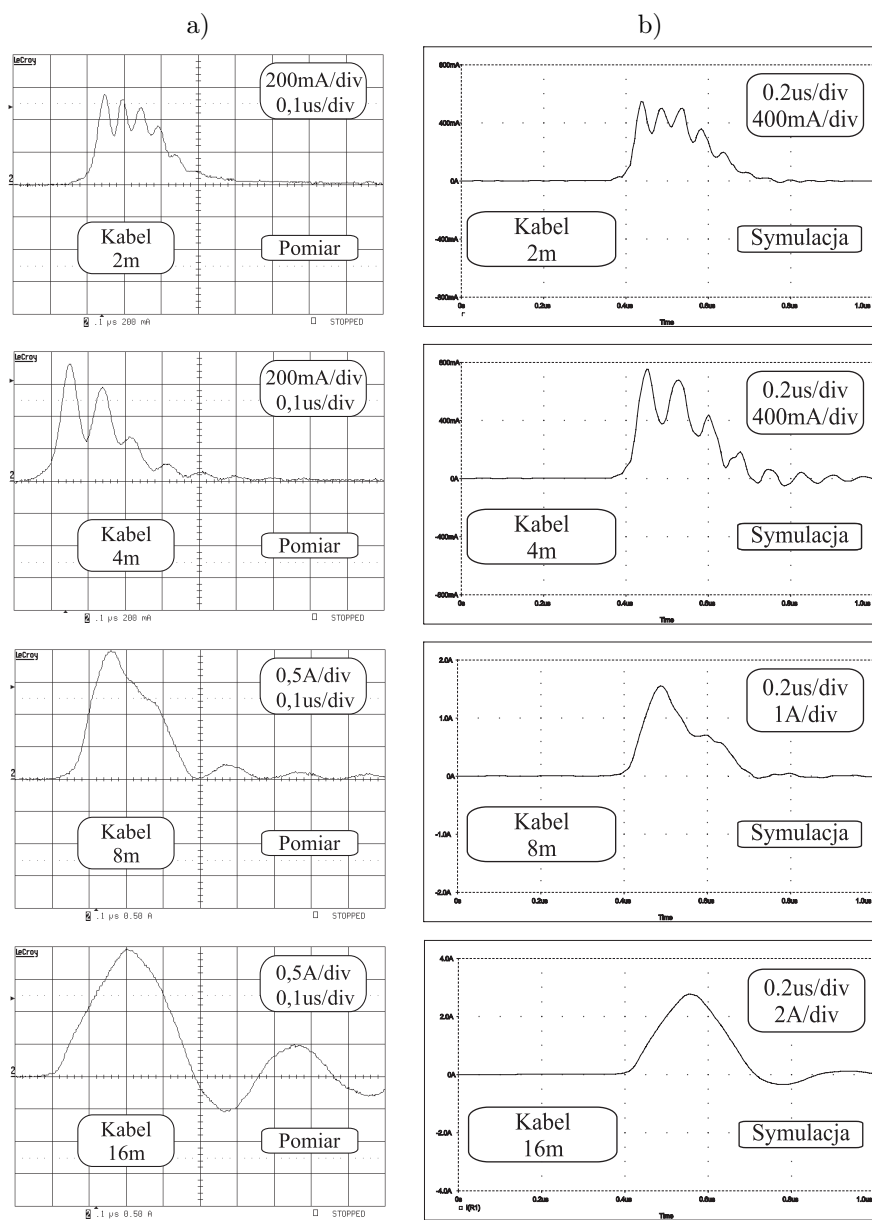
Na rys.5.6a przedstawiono wyniki pomiarów prądów zaburzeń wspólnych w rozwartym po stronie obciążenia kablu silnikowym, dla różnych jego długości.

Oscylacje prądu można traktować jako wynik wielokrotnych odbić fal wędrownych od końców kabla, a składowa stała, wyraźnie widoczna dla mniejszych długości kabla wynika z faktu, że procesy falowe zachodzą w trakcie narastania zboczy napięcia zaburzeń wspólnych. Ewidentnie falowy charakter zjawiska spowodował, że model symulacyjny kabla oparto na łańcuchowej reprezentacji sprzężonej linii długiej, zgodnie z zasadami omówionymi w rozdz. 4.3. Wyniki symulacji przedstawiono na rys.5.6b. Na uwagę zasługuje wyraźne stłumienie przebiegu prądowego przy długości kabla równej 8m.

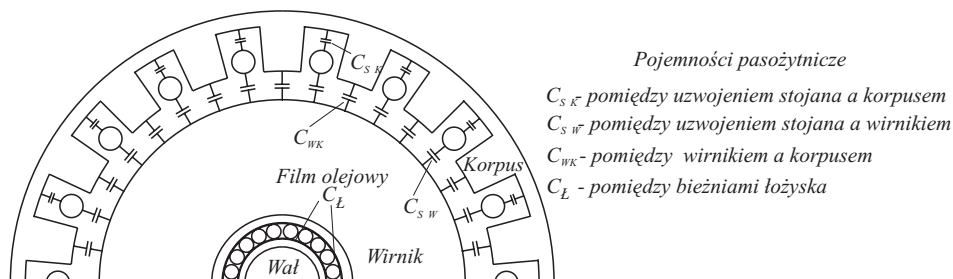
Na rys.5.7 przedstawiono uproszczony schemat, obrazujący rozłożone sprzężenia pojemnościowe w silniku indukcyjnym. W przepływie prądów zaburzeń wspólnych przez silnik główną rolę odgrywa pojemność C_{SK} pomiędzy uzwojeniami stojana a korpusem. Wartość tej pojemności można obliczyć znając kształt i wymiary żłobka oraz rodzaj zastosowanej izolacji żłobkowej [19,17,46].

Składowe prądu zaburzeń wspólnych, które mogą tworzyć się w szeregowo-równoległym układzie pozostałych pojemności w silniku, mają marginalny wpływ na widmo zaburzeń, choć odgrywają istotną rolę w zjawiskach tzw. prądów wałowych oraz prądów łożyskowych.

Na rys.5.8 przedstawiono wyniki pomiarów prądów zaburzeń wspólnych przepływających przez silnik, przy różnych długościach przewodu uziemiającego sil-



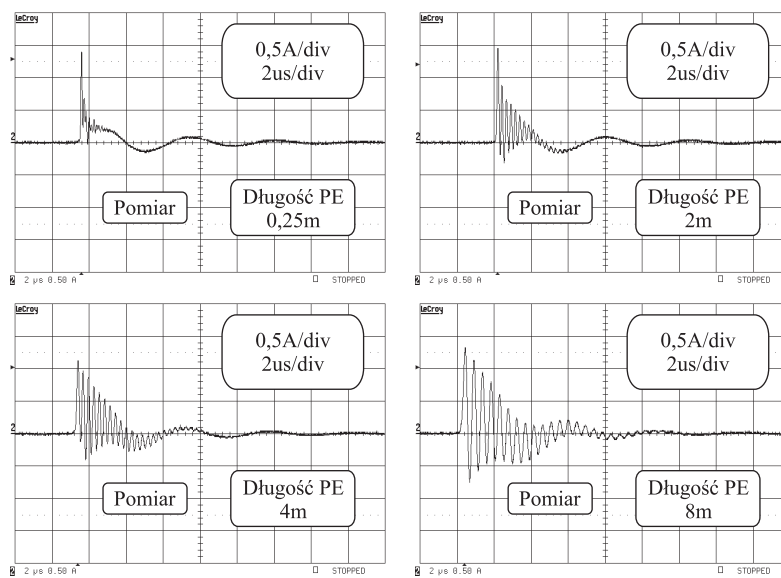
Rys. 5.6. Prądy zaburzeń wspólnych w rozwartym kablu silnikowym w zależności od jego długości: a) pomiar, b) symulacja.



Rys. 5.7. Schemat rozłożonych pojemności pasozytnych w silniku indukcyjnym.

nik. Dla uniknięcia wpływu parametrów kabla silnikowego, stosowano możliwie najkrótsze połączenie silnika z falownikiem.

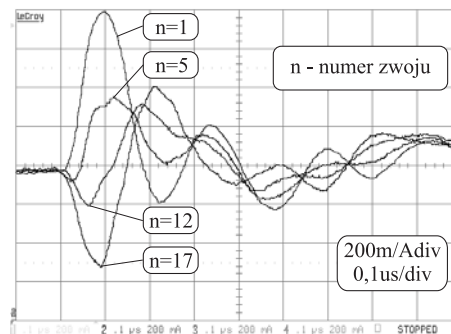
W przedstawionych przebiegach można zidentyfikować dwie składowe o różnych częstotliwościach. Składowa wyższej częstotliwości jest silnie zależna od długości (indukcyjności) przewodu PE. Wpływu takiego nie obserwuje się dla składowej niższej częstotliwości, należy więc przyjąć, że jest ona formowana w samym silniku.



Rys. 5.8. Wpływ długości przewodu uziemiającego na kształt prądu zaburzeń wspólnych (pomiar).

Przyjmuje się [129,148], że prostokątna fala napięciowa może wnikać do uzwojeń silnika w sposób falowy, wywołując przy tym oscylacje wynikające z nierównomiernego rozkładu napięcia wzdłuż zwojów uzwojenia (w pierwszej chwili największy spadek napięcia występuje na kilku początkowych zwojach). W literaturze, do odwzorowania tych zjawisk przyjmuje się modele oparte na teorii linii transmisyjnej, z uwzględnieniem dodatkowych sprzężeń pojemnościowych pomiędzy kolejnymi zwojami [14,208,222]. Taki homogeniczny (planarny) model nie uwzględnia jednak faktu, że w żłobku maszyny asynchronicznej mogą występować (jednocześnie) wzajemne sprzężenia pojemnościowe pomiędzy wszystkimi zwojami. Sprzężenia te powodują, że składowa prądu o wyższej częstotliwości może głębiej penetrować w uzwojenie, niż wynikałoby to z modelu planarnego, a nawet może dojść do odwrócenia fazy tej składowej prądu, bez wyraźnego opóźnienia czasowego (rys.5.9).

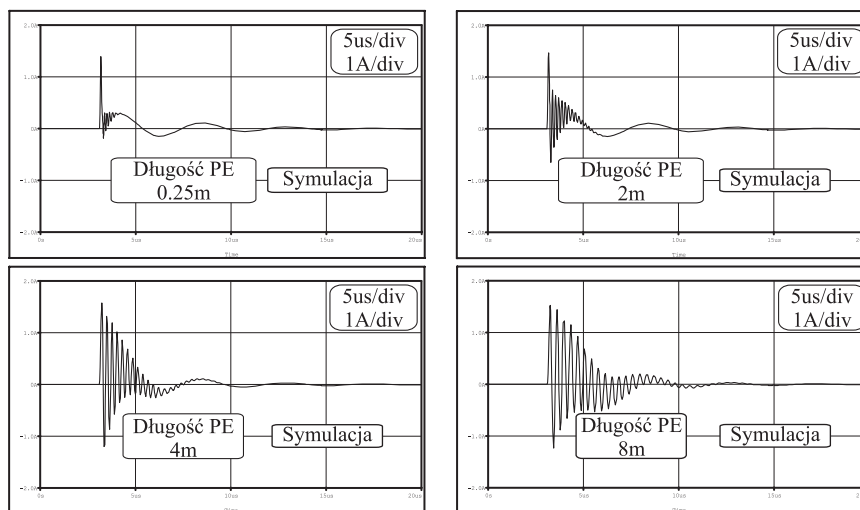
Jeśli powyższa interpretacja wyników eksperymentalnych jest właściwa, to do dokładnego modelowania zjawisk falowych w uzwojeniach silnika należałoby użyć przestrzennego modelu uzwojenia, uwzględniającego wszystkie sprzężenia międzyzwojowe. Próba taka, dotycząca rozkładu napięć w uzwojeniu dała wprawdzie wyniki zgodne z eksperymentem [149], lecz podejście takie wydaje się mało praktyczne, szczególnie w przypadku uzwojenia układanego w sposób przypadkowy (np. wsypywanego).



Rys. 5.9. Wnikanie wysokoczęstotliwościowego komponentu prądu zaburzeń wspólnych do uzwojenia silnika.

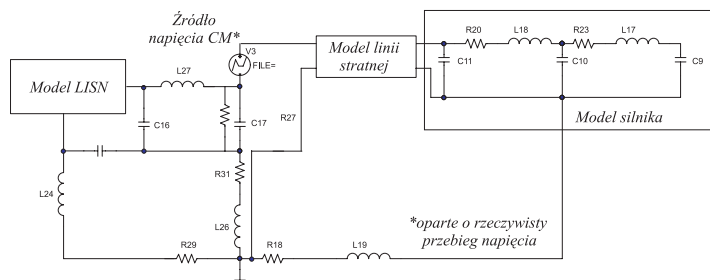
Biorąc pod uwagę powyższe trudności, silnik zamodelowano za pomocą układu o parametrach skupionych, odwzorowujących zaobserwowane dwie główne składowe prądu zaburzeń wspólnych. Parametry modelu określono metodą eksperymentalną (podstawieniową), wykorzystując zmiany częstotliwości przebiegów w funkcji wartości dołączanych elementów zewnętrznych. Wyniki symulacji pokazano na rys.5.10.

Na rys.5.11 przedstawiono obwodowy model w.cz. całego układu napędowego, składający się z opisanych powyżej modeli kabla i silnika oraz modelu systemu



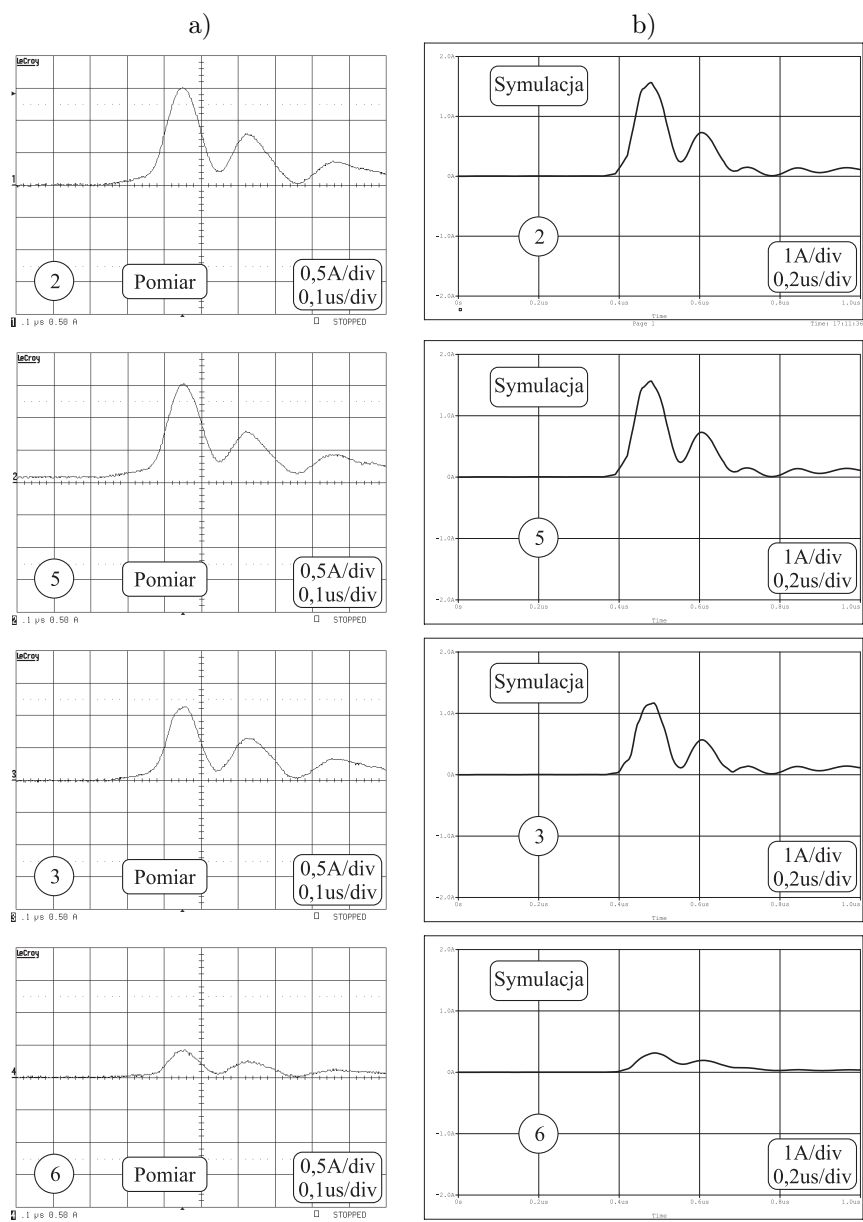
Rys. 5.10. Wpływ długości przewodu uziemiającego na kształt prądu zaburzeń wspólnych (symulacja).

uziemienia i impedancji LISN, której modele symulacyjne opisywane są w literaturze [54,208,213,215]. Porównanie wyników eksperymentalnych i symulacyjnych rozptywu prądów zaburzeń wspólnych, generowanych po stronie obciążenia, przedstawiono na rys.5.12.



Rys. 5.11. Symulacyjny model w.cz. układu napędowego dla składowej CM.

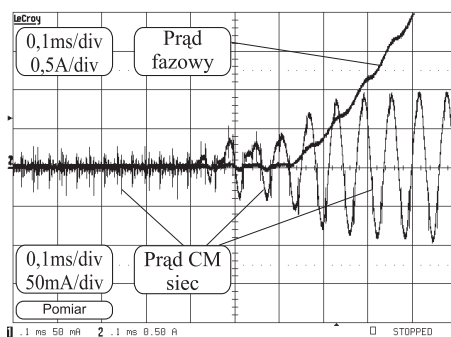
Dla rozptyłu prądów zaburzeń wspólnych kluczową rolę pełni pojemność pomiędzy radiatorem a obwodem pośredniczącym prądu stałego (C_{17} na rys.5.11). Zamyka się przez nią większa część prądów zaburzeń wspólnych generowanych po stronie silnika, a dopływających poprzez ekran kabla lub wypadkową impedancję uziemień silnika i przekształtnika. W rzeczywistych układach napędowych, często sztucznie zwiększa się tę pojemność, przez przyłączenie kondensatorów C_{Y1} do dodatniej i ujemnej szyny DC. Pojemność kondensatora C_{DC} w obwodzie pośredniczącym (często z bocznikowaną wysokonapięciowym kondensatorem polipropyle-



Rys. 5.12. Rozpływ prądów zaburzeń wspólnych a) pomiar, b) symulacja.

nowym C_{X1}) stanowi efektywne zwarcie dla prądów w.cz. tak, że w torze zaburzeń wspólnych kondensatory C_{Y1} pracują w połączeniu równoległym. Przepływ prądów zaburzeń przez sieć zasilającą jest dodatkowo ograniczany przez dławik zaburzeń wspólnych (dławik skompensowany) L_{fCM} w obwodzie pośredniczącym prądu stałego oraz układ kondensatorów wejściowych po stronie sieci C_{Y2} , C_{X2} (rys.5.2).

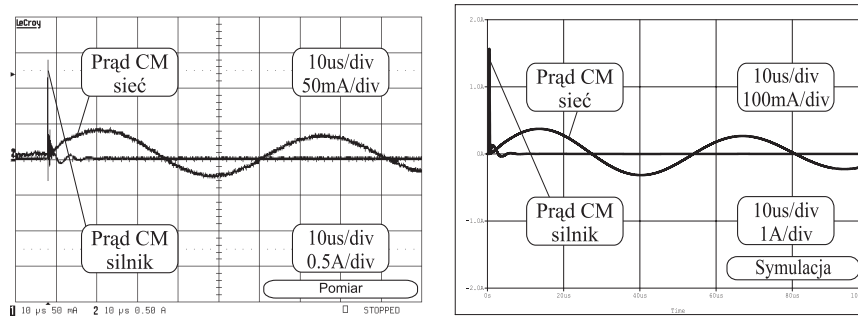
Na rys.5.13 przedstawiono przebieg prądu zaburzeń wspólnych po stronie sieci.



Rys. 5.13. Przebieg prądu zaburzeń wspólnych po stronie sieci.

Ponieważ można przyjąć, że jedynym znaczącym źródłem przewodzonych prądów zaburzeń wspólnych w układzie jest napięcie zaburzeń wspólnych na wyjściu falownika, to niewielki prąd zaburzeń po stronie sieci zasilającej płynie pod wpływem spadku napięcia na pojemności pomiędzy radiatorem a obwodem pośredniczącym prądu stałego. Droga tej części prądu CM, do źródła w falowniku, wiedzie przez impedancję sieci, prostownik przekształtnika i obwód DC. W prądzie tym występuje składowa niskiej częstotliwości, kształtowana znaczną indukcyjnością sieci oraz dławika L_{fCM} , obserwowana jedynie w momentach, w których przewodzą diody prostownika. Składowa wysokiej częstotliwości tego prądu przepływa, w dużym stopniu niezależnie od stanu pracy diod, w obwodzie złożonym z pasożytniczych pojemności diod i pojemności kondensatorów wejściowych. Na rys.5.14 przedstawiono porównanie wyników eksperymentalnych i symulacyjnych prądów zaburzeń wspólnych, po obydwu stronach przekształtnika (należy zwrócić uwagę na różne podziałki dla prądów po stronie sieci i silnika).

Decydująca rola układu obwodu pośredniczącego w rozplywie zaburzeń powoduje, że obwód ten powinien być starannie zaprojektowany i wykonany, przy uwzględnieniu wymagań EMC [36,137,156,165,175]. Dotyczy to rozmieszczenia elementów oraz długości i sposobów wykonania połączeń w celu minimalizacji wpływu parametrów pasożytniczych. Newralgiczne położenie tego układu można również wykorzystać do umieszczenia w nim dodatkowych szeregowych układów tłumiących (np. dławików CM) i innych układów ograniczających napięcie CM [50,145,160,161,177,189,194].



Rys. 5.14. Porównanie wyników pomiarowych i badań symulacyjnych prądów zaburzeń asymetrycznych po stronie silnika i sieci.

Duża pojemność kondensatora w obwodzie pośredniczącym powoduje, że napięcie pomiędzy szynami DC ma stałą wartość. Napięcia szyny dodatniej i ujemnej mogą jednak tętnić względem punktu uziemienia. Nie ma to znaczenia z punktu widzenia przetwarzania energii elektrycznej, lecz może mieć znaczące konsekwencje dla kształtowania się pasożytniczych zjawisk elektromagnetycznych w obwodach CM. Przy stosowanym w trójfazowych przekształtnikach AC/DC/AC, niesterowanym prostowniku sześciopulsowym, podstawową harmoniczną tętnień jest trzecia harmoniczna częstotliwości sieci zasilającej [186,187,204]. Częstotliwość ta jest zbyt mała by wymusić przepływ znaczących prądów zaburzeń wspólnych przez pojemności pomiędzy obwodem DC a uziemionym radiatorem. Inna sytuacja może zaistnieć w czterokwadrantowym przekształtniku AC/DC/AC. Ze względu na skokowe zmiany napięcia szyn DC względem punktu uziemienia, w obwodach zaburzeń wspólnych po stronie sieci może być wymuszony przepływ znacznych prądów przez pojemności pomiędzy radiatorem a szynami (por. rozdział 5.2).

Tętnienie napięć szyn w obwodzie DC przenosi się na stronę obciążenia jako dodatkowa składowa napięcia zaburzeń wspólnych. W przekształtnikowych układach napędowych może to m.in. zwiększyć ryzyko wystąpienia tzw. prądów łożyskowych.

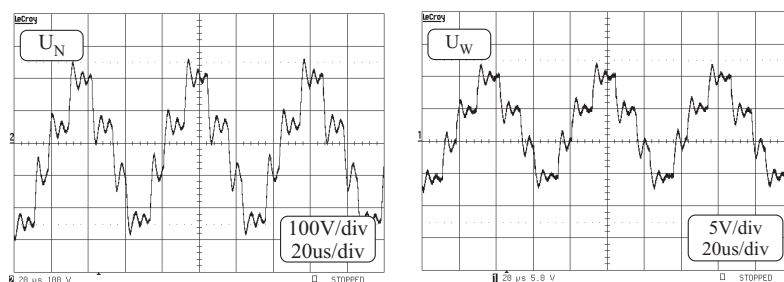
5.1.2. Prądy łożyskowe

Mimo, że zjawisko prądów łożyskowych nie ma bezpośredniego wpływu na widmo zaburzeń, to należy je uwzględnić przy analizie EMC przekształtnikowych układów napędowych, gdyż amplituda tych prądów oraz częstość ich występowania zależą od parametrów dróg przepływu prądów CM. Jakakolwiek ingerencja zmieniająca te parametry w celu ograniczenia prądów łożyskowych może mieć wpływ na przebiegi prądów CM i odwrotnie - zmiana impedancji charakterystycznej toru w celu ograniczenia prądów CM może wydatnie zmienić ryzyko wystąpienia wyła-

dowczych prądów w łożyskach silnika. Analiza zjawiska prądów łożyskowych jest, ponadto, doskonałym przykładem wielu specyficznych problemów, występujących przy modelowaniu rozplywu prądów zaburzeń w układach z przekształtnikami energoelektronicznymi.

Prądy łożyskowe (EDM - Electric Discharge Machining) wywoływane są napięciem powstającym na wale w wyniku sprzężeń pojemnościowych wewnątrz silnika (rys.5.7), pozwalających na przeniesienie się na nieuziemiony wał części napięcia zaburzeń wspólnych. Napięcie to może pojawić się na wale w wyniku powstania izolacyjnej warstwy smaru w łożyskach obracającego się silnika. Kształt przebiegu napięcia na wale odwzorowuje kształt przebiegu napięcia zaburzeń wspólnych, w proporcji wynikającej z dzielnika napięcia utworzonego z pojemności pasożytniczych wewnątrz silnika [20,33,78,108, 125]. Powtarzające się wyładowania wewnątrz łożysk silnika mogą prowadzić do przedwczesnego uszkodzenia ich bieżni [20,125].

Na rys.5.15 przedstawiono przebieg napięcia zaburzeń wspólnych oraz odpowiadającego mu napięcia na wale.

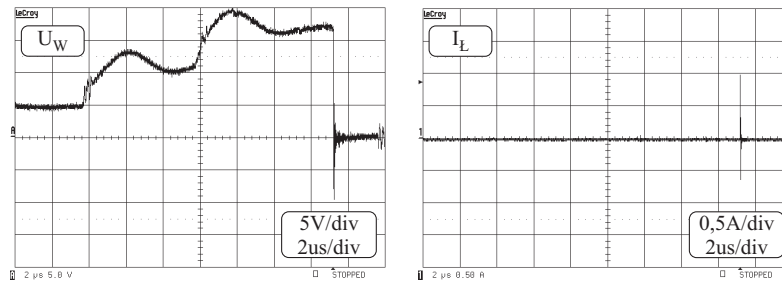


Rys. 5.15. Przebiegi napięć zaburzeń wspólnych w punkcie neutralnym uzwojeń stojana i napięcia na wale silnika.

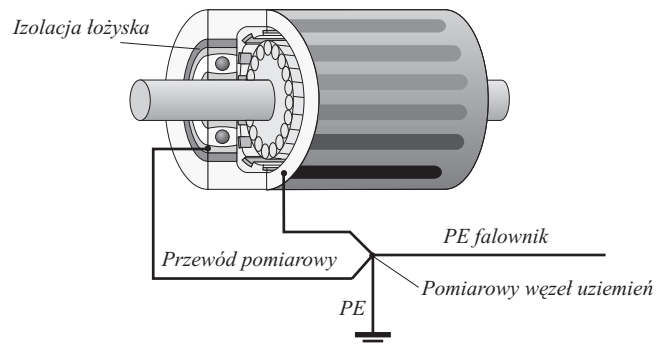
Jeśli wartość chwilowa napięcia na wale przekroczy próg wytrzymałości elektrycznej warstewki smaru, następuje wyładowanie wewnątrz łożyska (EDM). Przebiegi napięć i prądu w łożysku w momencie wyładowania przedstawiono na rys.5.16.

Bezpośrednia detekcja prądów łożyskowych wymaga specjalnej procedury pomiarowej, polegającej na odizolowaniu łożysk i pomiarze prądów EDM w specjalnym przewodzie pomiarowym, łączącym bieżnię łożyska z korpusem silnika [20,78,80]. Na rys.5.17 przedstawiono sposób połączenia przewodu pomiarowego z instalacją uziemienia. W czasie pomiarów, których wyniki przedstawiono na rys.5.18, nie stwierdzono obecności tych prądów w żadnym elemencie instalacji uziemienia ochronnego układu - ani w przewodzie bezpośrednio uziemiającym silnik (oznaczonym jako „PE”), ani w przewodzie PE łączącym falownik z silnikiem (oznaczonym jako „PE falownik”).

Prądy EDM nie płyną zatem do „ziemi” jak sugerowały to liczne publikacje



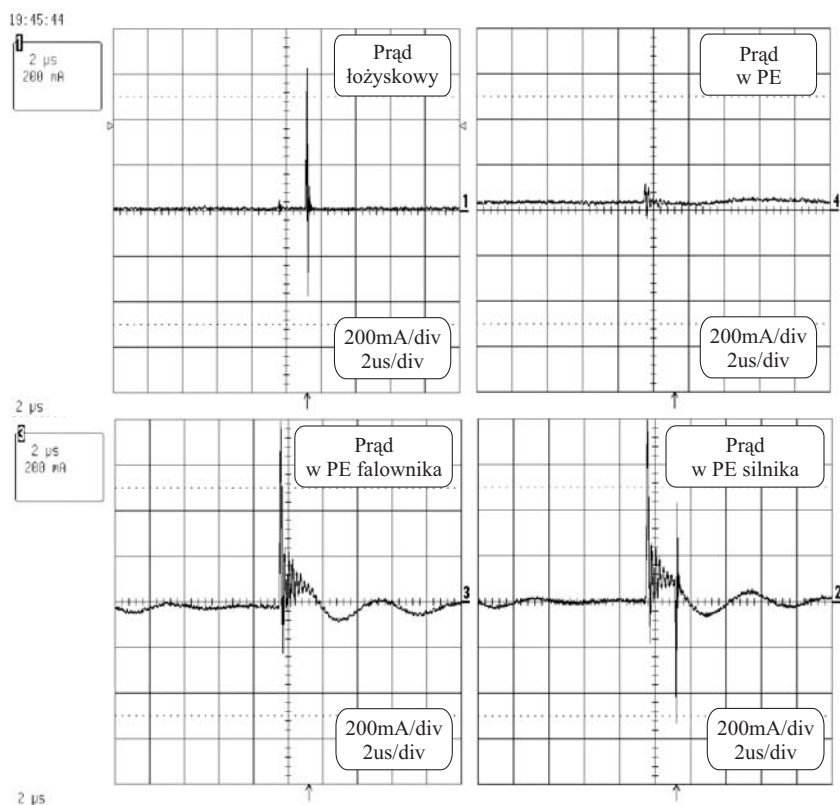
Rys. 5.16. Napięcie na wale i wyładowczy prąd łożyskowy.



Rys. 5.17. Schemat połączenia przewodu pomiarowego z instalacją uziemienia.

[21,28,29,66,68,117,140]. Wobec takiego przepływu prądów EDM powstaje problem, gdzie należy umiejscowić źródło tych prądów i jaka jest droga powrotna tych prądów do swojego źródła. Nie jest to tylko kwestia poznawcza, gdyż od odpowiedzi na to pytanie zależy ocena skuteczności proponowanych metod zaradczych. Dla jej wyjaśnienia autor wykonał pomiary w układzie po utworzeniu dodatkowego węzła uziemienia oraz zaproponował zastępczy obwód o parametrach skupionych, który jest uzupełnieniem obwodu rozptyłu zaburzeń wspólnych z poprzedniego rozdziału [78,80]. Obwód ten przedstawiono na schemacie z rys.5.19. Pomiary w dodatkowym przewodzie łączącym korpus silnika z węzłem uziemienia („PE silnika” na rys.5.17 i 5.18) pozwoliły na stwierdzenie, że droga prądów EDM niemal w całości zamyka się w silniku, ignorując istnienie instalacji uziemienia.

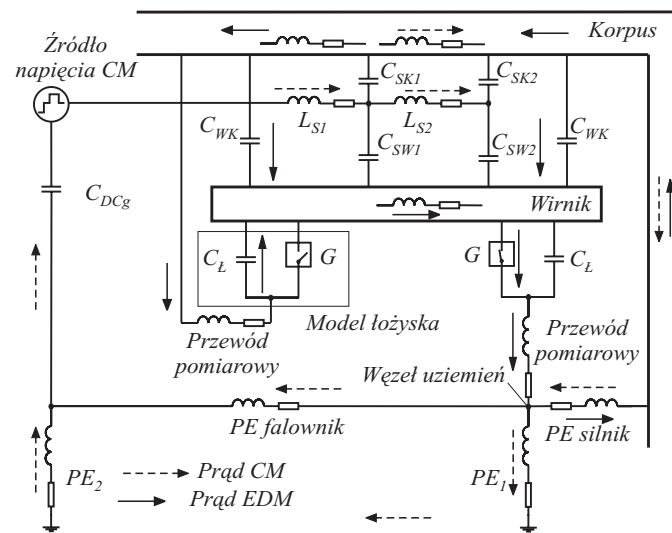
W przedstawionym na rys.5.19 schemacie zastępczym obwodu rozptyłu prądów łożyskowych (EDM) i zaburzeń wspólnych (CM), drogi przepływu tych prądów oznaczono za pomocą strzałek. Pierwotną przyczyną prądów EDM jest napięcie zaburzeń wspólnych na wyjściu falownika, jednak bezpośredniego źródła tych



Rys. 5.18. Przepływ prądu zaburzeń wspólnych i prądu EDM przewodach instalacji uziemienia układu pomiarowego (pomiar).

prądów należy upatrywać w ładunku zgromadzonym na wale silnika. Po wyłączeniu, symulowanym załączeniem jednego z kluczy G , prądy EDM płyną w korpusie silnika i poprzez pojemności pomiędzy korpusem a wirnikiem sprzęgają się ze swoim źródłem. Część powstałego prądu EDM przepływa przez pojemność przeciwnego łożyska [79,80]. Wyniki symulacji, potwierdzające taką interpretację, przedstawiono na rys.5.20.

Przez kadłub silnika przepływają, więc - w zasadzie niezależnie - dwa prądy: prąd zaburzeń wspólnych i prąd EDM. Na obwód, w którym zamyka się prąd EDM składają się pojemności wewnętrzne silnika oraz indukcyjności i rezystancje kadłuba i wału. Określenie tych ostatnich parametrów jest trudne i mogą one być jedynie oszacowane. Indukcyjność i rezystancja kadłuba są tak małe, że w układzie pomiarowym, o impedancji toru decyduje indukcyjność krótkiego przewodu

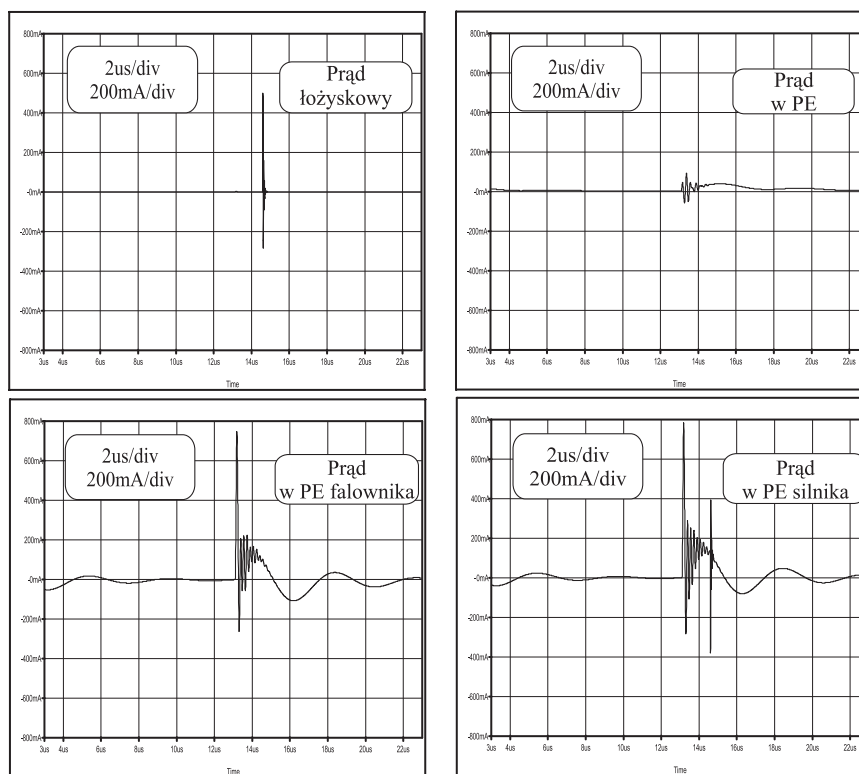


Rys. 5.19. Schemat rozplywu prądów łożyskowych (EDM) i zaburzeń wspólnych (CM).

pomiarowego bocznikującego izolację łożyska. Wpływ długości tego przewodu na amplitudę i częstotliwość mierzonego prądu EDM przedstawiono na rys.5.21.

Rzeczywistą amplitudę prądów łożyskowych można jedynie oszacować, np. w oparciu o model symulacyjny. Pokazuje to jednocześnie, jak ważny jest w analizie i modelowaniu poprawny wybór takich parametrów modelu, które pełnią dominującą rolę w kształtowaniu przebiegu zjawiska, choć często są to parametry pasywnicze o bardzo małych wartościach.

Problem uszkodzeń łożysk silników zasilanych z układów przekształtnikowych jest na tyle poważny, że poświęcono mu wiele prac, w których proponuje się sposoby eliminacji prądów EDM. Wśród metod konstrukcyjno-technologicznych takich [20,21,68], jak uziemienie wału, zastosowanie przewodzących smarów łożyskowych, ekranu elektrostatycznego pomiędzy stojanem a wirnikiem lub izolowanych łożysk, jedynie ta ostatnia znalazła szersze zastosowanie w układach przemysłowych. Alternatywnym sposobem jest oddziaływanie na pierwotne źródło prądów EDM - napięcie CM na wyjściu falownika. W przypadku prądów łożyskowych zmniejszenie du/dt tego napięcia nie przyniosło spodziewanych rezultatów, gdyż parametry prądów EDM zależą głównie od amplitudy napięcia CM [13,28,160,177]. Skuteczną eliminację prądów łożyskowych można zapewnić jedynie przy znacznym ograniczeniu tej amplitudy, bądź przez zastosowanie specjalnych algorytmów sterowania, bądź kompensację napięcia zaburzeń wspólnych [4,145,147] (zaproponowano również układy falowników z podwójnym mostkiem, przy których możliwa jest eliminacja napięcia i prądów CM oraz prądów EDM [8,66]). Ryzyko wystąpienia



Rys. 5.20. Przepływ prądu zaburzeń wspólnych i prądu EDM przewodach instalacji uziemienia układu pomiarowego (symulacja).

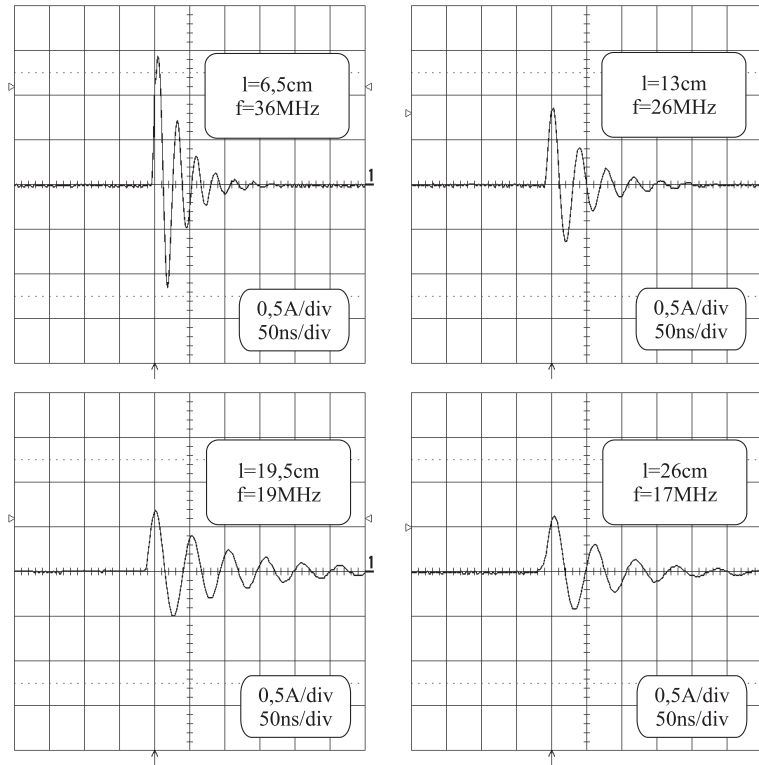
uszkodzeń łożysk zależy od amplitudy prądów łożyskowych oraz od częstości ich występowania. Parametry te mają ewidentnie statystyczny charakter. W pracach [79,80,92,95,186,187,188] zaproponowano metodę ilościowej analizy dużych serii pomiarowych prądów łożyskowych, z zastosowaniem narzędzi analizy statystycznej. Analizowano dane pomiarowe otrzymane w układzie napędowym przemiennika częstotliwości P1 i silnika S2 (Dodatek C).

Jako najlepiej opisujący czasy oczekiwania na wystąpienie wyładowania wybrano, na podstawie danych pomiarowych, rozkład wykładniczy:

$$f(\tau) = \lambda e^{-\lambda \tau}. \quad (5.1)$$

Do modelowania amplitud prądów EDM zastosowano rozkład Weibull'a o funkcji gęstości:

$$f(a) = e^{-\left(\frac{a-A_0}{\eta}\right)^\beta} (a - A_0)^{\beta-1} \beta \eta^{-\beta}, \quad a > A_0, \quad (5.2)$$



Rys. 5.21. Wpływ długości przewodu pomiarowego na amplitudę i częstotliwość mierzonych prądów łożyskowych.

z parametrami $\mu = \eta \Gamma\left(1 + \frac{1}{\beta}\right)$ i $\sigma^2 = \eta^2 \left(\Gamma\left(\frac{2+\beta}{\beta}\right) - \Gamma^2\left(1 + \frac{1}{\beta}\right)\right)$.

Ze względu na niezależność obu rozkładów, rozkład łączny amplitud prądów w czasie oczekiwania można przedstawić jako iloczyn rozkładów brzegowych:

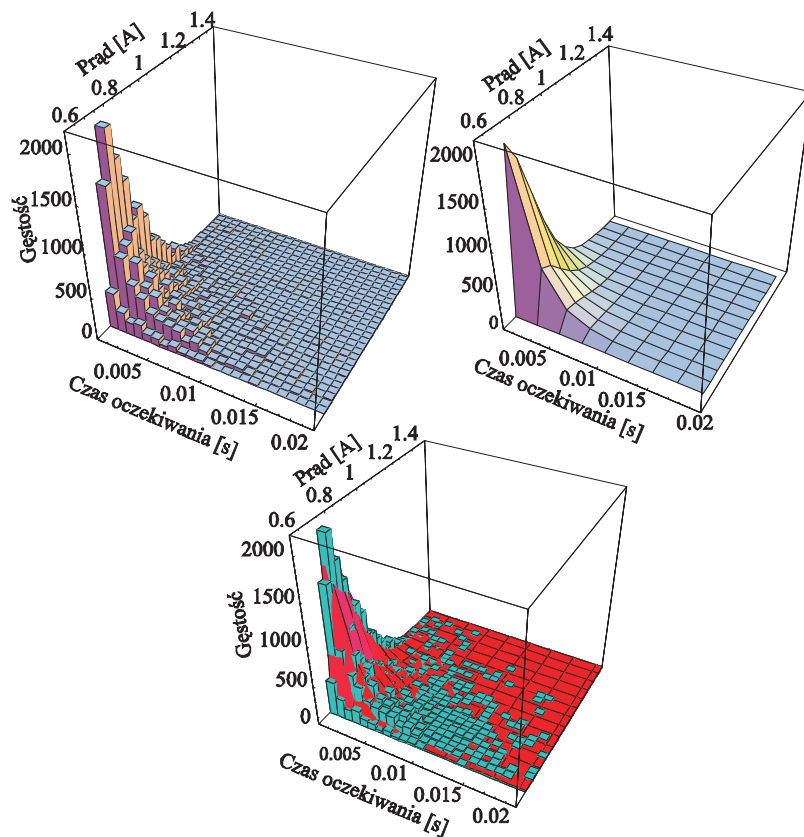
$$f(a, \tau) = e^{-\left(\frac{a-A_0}{\eta}\right)^\beta} (a - A_0)^{\beta-1} \beta \eta^{-\beta} \lambda e^{-\lambda \tau}, \quad (5.3)$$

gdzie: a - amplituda wyładowczych prądów łożyskowych, τ - czas oczekiwania na wyładowanie.

Prawdopodobieństwo wystąpienia prądu o danej amplitudzie, w danym czasie oczekiwania można zatem wyrazić jako:

$$P(a_1 \leq A \leq a_2, \tau_1 \leq T \leq \tau_2) = \int_{a_1}^{a_2} \int_{\tau_1}^{\tau_2} e^{-\left(\frac{a-A_0}{\eta}\right)^\beta} (a - A_0)^{\beta-1} \beta \eta^{-\beta} \lambda e^{-\lambda \tau} da d\tau. \quad (5.4)$$

Na rys.5.22. przedstawiono trójwymiarowy histogram amplitud prądów łożyskowych w czasie oczekiwania, rozkład analityczny oraz ich złożenie.

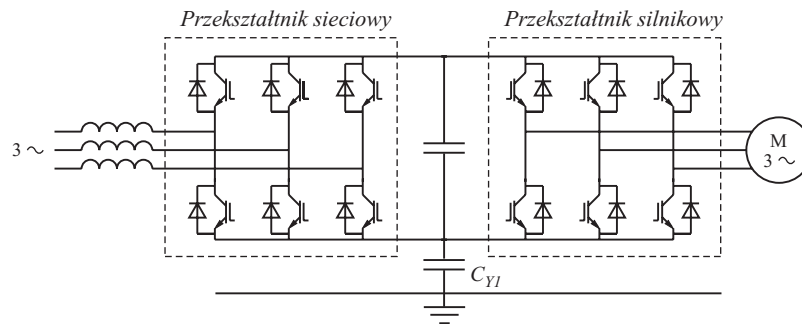


Rys. 5.22. Histogram 3D amplitud prądów łożyskowych i czasów oczekiwania na przebiecie, analityczny rozkład łączny oraz ich złożenie.

Statystyczna analiza prądów łożyskowych może być podstawą do oceny ryzyka uszkodzenia bieżni łożysk. Pozwala ona jednocześnie na analizę porównawczą wpływu metod, które stosuje się do kształtowania widma zaburzeń wspólnych, na ten aspekt wewnętrznej kompatybilności elektromagnetycznej układów napędowych [95,186,188].

5.2. Układ napędowy (czterokwadrantowy) z silnikiem indukcyjnym klatkowym zasilanym z przemiennika częstotliwości ze sterowanym prostownikiem wejściowym

Na rys.5.23 pokazano schemat czterokwadrantowego przemiennika częstotliwości PWM. Badano fabrycznie nowy, komercyjnie dostępny, przemysłowy, czterokwadrantowy przemiennik częstotliwości P2 zasilający silnik klatkowy S3. Parametry przekształtnika podawane przez wytwórcę oraz możliwe do wyznaczenia na podstawie pomiarów zewnętrznych podano w Dodatku C. W napędzie zastosowano modulację DTC (bezpośrednie sterowanie momentem).



Rys. 5.23. Schemat układu napędowego z przemiennikiem częstotliwości PWM.

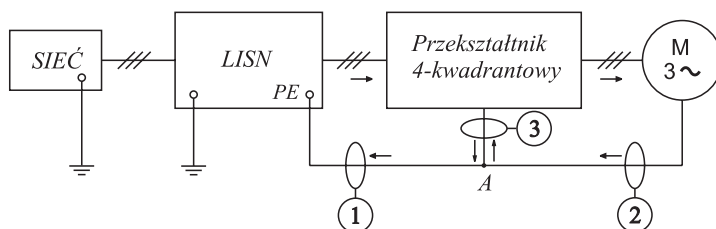
Wiele zalet przekształtników czterokwadrantowych, takich jak efektywne sterowanie prędkości obrotowej, wysoka dynamika napędu połączona z oszczędnością energii, równoważonych jest, niestety, przez wysoki poziom generowanych przez nie zaburzeń elektromagnetycznych. Istotną rolę dla rozplywu zaburzeń wspólnych odgrywa pojemność oznaczona na rys.5.23 jako C_{Y1} .

Analizę rozplywu zaburzeń CM wykonano w układzie pomiarowym przedstawionym na rys.5.24. Wyniki badań takiego układu zamieszczono w pracach [84,88,89].

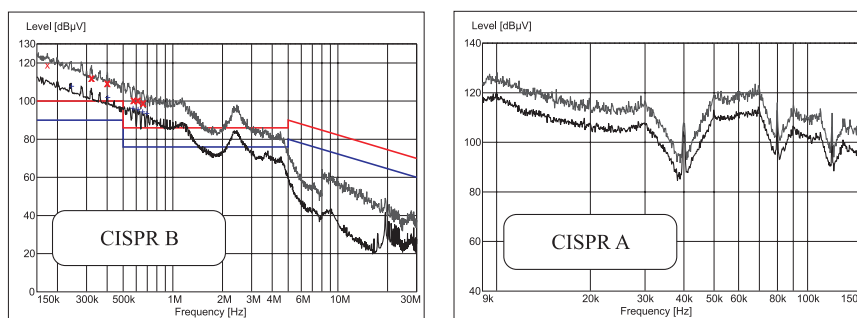
Na rys.5.25, przedstawiono widmo zaburzeń wprowadzanych do sieci, zmierzone zgodnie z normą PN EN 61800-3 (CISPR A) oraz dodatkowo widmo w paśmie CISPR A.

Poziom zaburzeń wprowadzanych do sieci znacznie przekracza wartości dopuszczalne, szczególnie w niższym zakresie częstotliwości pasma CISPR B. Można zaobserwować zaburzenia odpowiadające oscylacyjnym przebiegom tłumionym o częstotliwości 1,2MHz, 2,5MHz i 3,8MHz.

Pomiary w zakresie pasma CISPR B nie pozwalają na zidentyfikowanie przyczyny przekroczenia wartości granicznych w zakresie poniżej 1MHz. Wykonano



Rys. 5.24. Schemat układu pomiarowego.

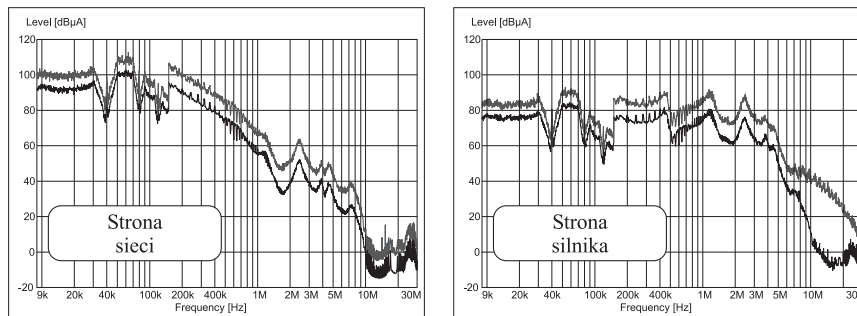


Rys. 5.25. Widmo zaburzeń przewodzonych napędu z czterokwadrantowym przetwornikiem częstotliwości w paśmie CISPR B oraz w paśmie CISPR A.

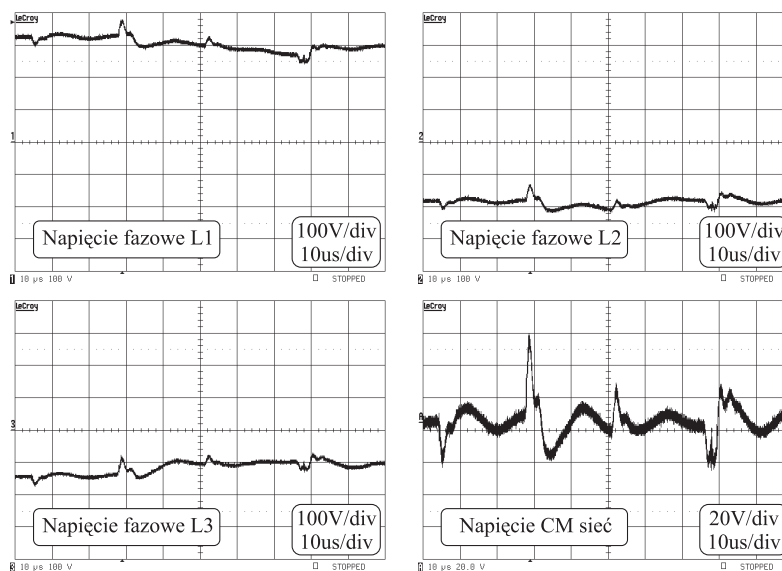
zatem dodatkowe pomiary w paśmie CISPR A, które nie są przewidywane wymaganiami normy. Wyniki pomiarów przedstawiono na rys.5.25. W niskoczęstotliwościowej części widma zaburzeń (CISPR A) zaobserwowano powtarzające się zmiany poziomu zaburzeń przy częstotliwościach będących wielokrotnością częstotliwości 40kHz. Zmiany te związane są z czasem powtarzania impulsu synchronizującego przełączenia tranzystorów ($25\mu\text{s}$) oraz tłumieniem wejściowego filtra rezonansowego. Obwiednia widma jest charakterystyczna dla tłumionego przebiegu oscylacyjnego o częstotliwości ok. 70kHz.

Na rys.5.26 przedstawiono wyniki pomiarów prądów zaburzeń wspólnych po stronie sieci i po stronie silnika wykonanych za pomocą sondy prądowej (IF BW = 9kHz w całym zakresie pomiaru). Poziom i kształt zmierzonych zaburzeń wskazują, że w systemie obecne są dwa źródła zaburzeń, jedno po stronie sieciowej przetwornika, a drugie po stronie silnikowej. Identyfikację tych źródeł umożliwiły pomiary w dziedzinie czasu. Na rys.5.27. przedstawiono przebiegi napięć fazowych oraz napięcie zaburzeń wspólnych na zaciskach sieciowych przetwornika. Jednakowy kształt zaburzeń wysokiej częstotliwości we wszystkich napięciach fazowych i odpowiadający im kształt napięcia zaburzeń wspólnych su-

gerują, że są one wynikiem spadku napięcia wywołanego przez prąd zaburzeń wspólnych, przepływający przez przewód PE - od strony obwodu pośredniczącego prądu stałego - do sieci, i z powrotem do przekształtnika. Oznacza to, że prąd zaburzeń wspólnych po stronie sieci tworzony jest w wyniku skokowych zmian napięcia szyn DC względem ziemi, wywołanych przełączeniami tranzystorów prostownika wejściowego.

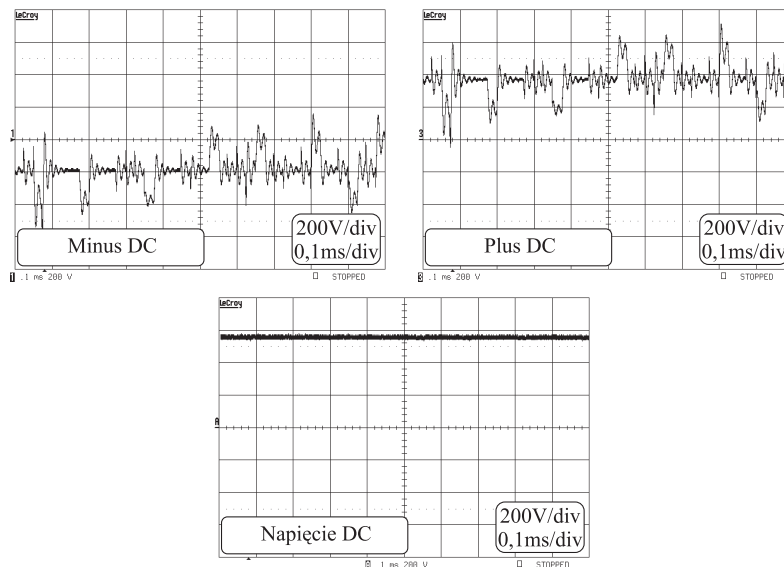


Rys. 5.26. Widmo prądów zaburzeń wspólnych po stronie sieci i po stronie silnika.



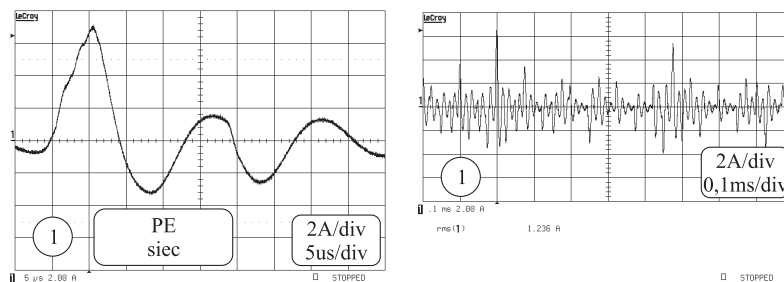
Rys. 5.27. Powstawanie napięcia zaburzeń wspólnych na zaciskach sieciowych przekształtnika.

Na rys.5.28 przedstawiono przebiegi napięć dodatniego i ujemnego bieguna obwodu pośredniczącego DC względem ziemi, czyli napięcia na pojemnościach pomiędzy obwodem DC a uziemionym radiatorem, oraz różnicę tych napięć - napięcie DC obwodu pośredniczącego.



Rys. 5.28. Przebiegi napięć biegunów dodatniego i ujemnego obwodu pośredniczącego prądu stałego oraz napięcie DC.

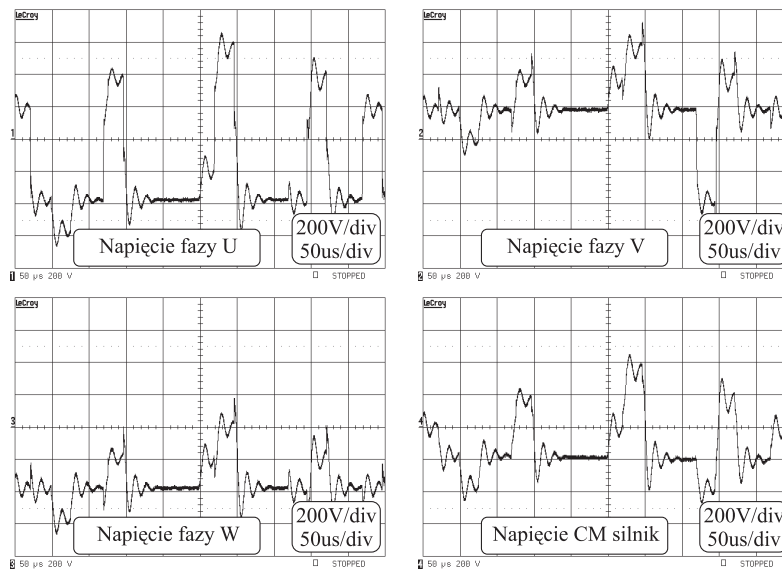
Na rys.5.29 przy dwóch podstawach czasu, przedstawiono prąd zaburzeń wspólnych po stronie sieci.



Rys. 5.29. Prąd zaburzeń wspólnych po stronie sieci.

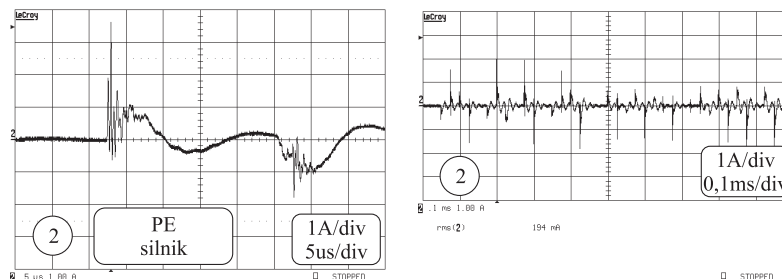
Prąd zaburzeń wspólnych po stronie sieci ma w przybliżeniu kształt tłumionych oscylacji o amplitudzie sięgającej 10A i częstotliwości ok. 70kHz. Wartość skuteczna tego prądu przekracza 1A (1,236A na rys.5.29)

Na rys.5.30 przedstawiono napięcia fazowe oraz napięcie zaburzeń wspólnych na wyjściu falownika.



Rys. 5.30. Napięcia fazowe oraz napięcie zaburzeń wspólnych na wyjściu falownika.

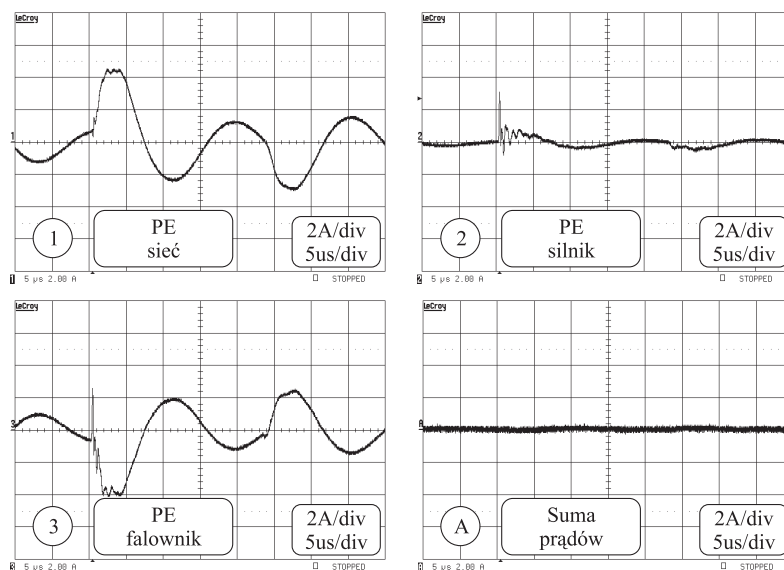
Prąd zaburzeń wspólnych, płynący po stronie silnikowej pod wpływem zmian napięcia zaburzeń wspólnych na wyjściu falownika, przedstawiono na rys.5.31.



Rys. 5.31. Prąd zaburzeń wspólnych po stronie silnikowej przekształtnika.

W przebiegu tego prądu zaburzeń wspólnych można zidentyfikować wszystkie częstotliwości oscylacji obserwowane w jego widmie. Składowa o najniższej częstotliwości (ok. 70kHz) przenoszona jest - ze strony sieciowej na stronę silnikową - za pośrednictwem obwodu pośredniczącego DC. Obserwowana po stronie silnikowej amplituda prądu CM i jego wartość skuteczna są jednak znacznie niższe niż po stronie sieci.

Na rys.5.32. przedstawiono rozplływ prądów zaburzeń wspólnych w węzle uziemień („A” na rys.5.24).



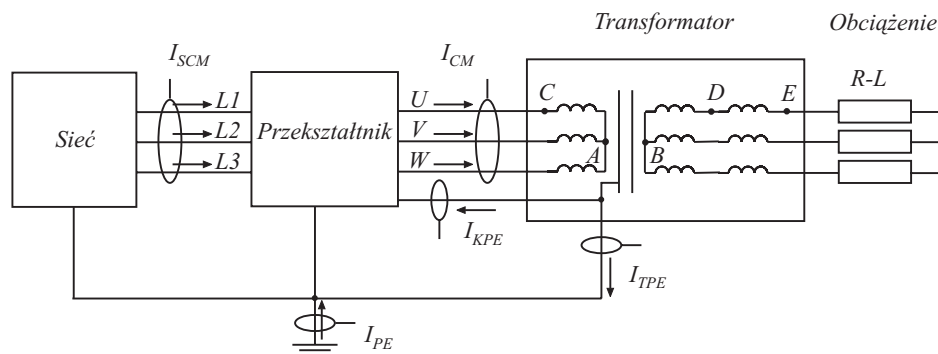
Rys. 5.32. Rozplływ prądów w pomiarowym węzle uziemień.

Rozplływ ten potwierdza wstępny wniosek, wyciągnięty na podstawie pomiarów napięć zaburzeń wspólnych, a dotyczący lokalizacji źródeł zaburzeń wspólnych oraz kierunków ich przepływu (oznaczonych na rys.5.24 za pomocą strzałek). W przewodzie PE falownika, i dalej w pojemnościach pomiędzy obwodem pośredniczącym a radiator, spotykają się prądy CM wytwarzane w obwodach zaburzeń po stronie sieci i silnika.

5.3. Dodawczy transformator trójfazowy zasilany z falownika PWM

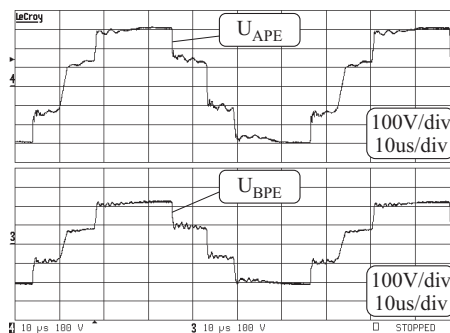
Zazwyczaj transformatory są traktowane jako układy tłumiące zaburzenia, ze względu na ich dużą szeregową reaktancję indukcyjną. Jednak w warunkach zasilania transformatora z falowników z modulacją PWM wzbudzone mogą być sprzężenia pojemnościowe wewnątrz transformatora i transformator może być traktowany jako wtórne źródło zaburzeń. Modelowanie transformatora dla celów analiz EMC było przedmiotem prac [41,82,85,124,193].

Badania wykonano w układzie zawierającym typowy przemysłowy falownik PWM (P1) i transformator o mocy 7,5kW i przekładni napięciowej 220/60/30V. Schemat układu z zaznaczonymi punktami pomiarowymi przedstawiono na rys.5.33.



Rys. 5.33. Schemat układu pomiarowego.

Na rys.5.34 przedstawiono napięcia zaburzeń wspólnych w punkcie neutralnym uzwojeń strony pierwotnej i wtórnej transformatora.

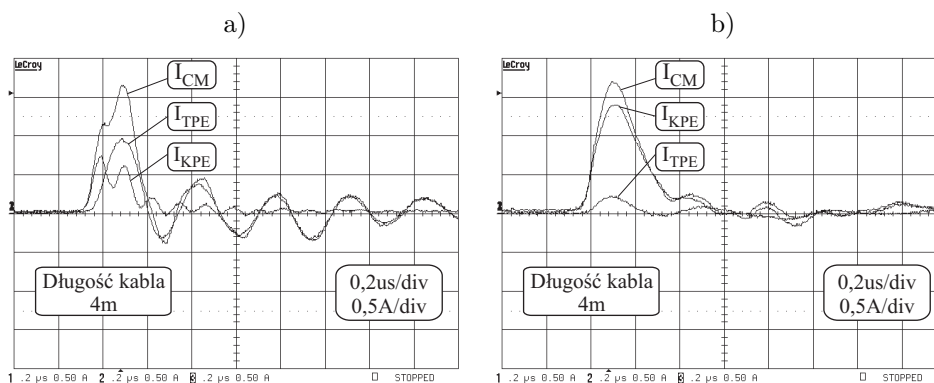


Rys. 5.34. Napięcia zaburzeń wspólnych w punkcie neutralnym uzwojeń strony pierwotnej i wtórnej transformatora.

Napięcie zaburzeń wspólnych po stronie wtórnej transformatora odwzorowuje, niemal idealnie, napięcie zaburzeń wspólnych po stronie pierwotnej. Jednakże napięcie nie transformuje się zgodnie z przekładnią zwojową, co oznacza, że mechanizm transformacji napięcia zaburzeń nie jest indukcyjny, a pojemnościowy. W przebiegach napięć zaburzeń wspólnych po stronie pierwotnej i wtórnej transformatora obserwujemy oscylacje wysokiej częstotliwości, spowodowane przepływem prądów zaburzeń wspólnych przez poszczególne części transformatora i obciążenia.

Na rys.5.35 przedstawiono pomiary rozpyły prądów zaburzeń wspólnych dla dwóch sposobów uziemienia ekranów kabla (kabel uziemiony jedynie po stronie falownika oraz uziemiony po obu stronach), dla kabla o niezbyt dużej skuteczności ekranowania.

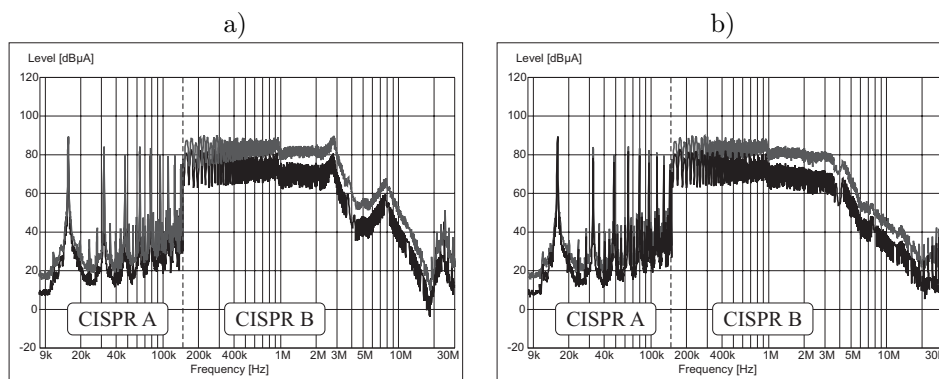
Gdy ekran kabla uziemiony jest tylko z jednej strony, na całkowity prąd zaburzeń wspólnych I_{CM} składają się: prąd I_{KPE} formowany na rozłożonych pojem-



Rys. 5.35. Rozpływ prądów zakłóceń wspólnych w zależności od sposobu uziemienia kabla, a) kabel uziemiony na falowniku, b) kabel uziemiony po obydwu stronach.

nościach pasożytniczych i indukcyjnościach kabla oraz prąd I_{TPE} przepływający przez uziemienie rdzenia transformatora, wynikający głównie z jego pasożytniczych pojemności doziemnych. Uziemienie drugiej strony ekranu kabla stwarza alternatywną drogę dla przepływu prądu CM transformatora, co powoduje zmniejszenie prądu płynącego przez przewód uziemienia transformatora oraz niewielkie zwiększenie całkowitego prądu zakłóceń wspólnych.

Częstotliwości tłumionych oscylacji prądu zaburzeń wspólnych I_{CM} dla obydwu sposobów uziemienia można zidentyfikować w widmach przedstawionych na rys.5.36 (ok. 3MHz oraz dodatkowo ok. 8MHz dla układu z kablem uziemionym tylko na falowniku).



Rys. 5.36. Widmo prądu zaburzeń wspólnych I_{CM} dla dwóch sposobów uziemienia, a) kabel uziemiony na falowniku, b) kabel uziemiony po obydwu stronach.

Rozdział 6

Wpływ algorytmów sterowania na widmo zaburzeń

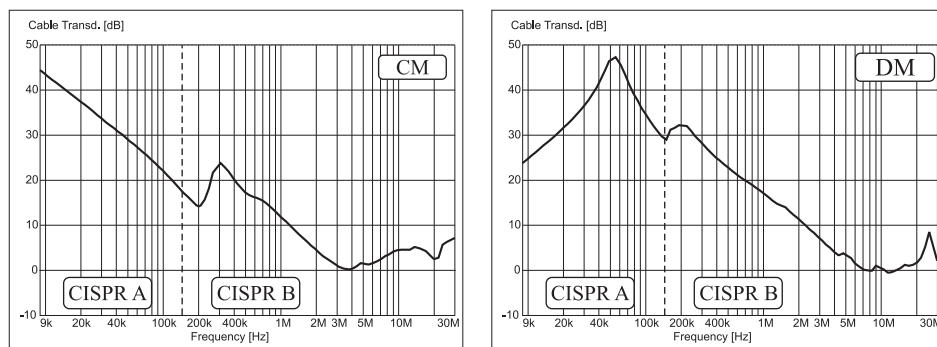
6.1. Analiza widm zaburzeń w paśmie CISPR A

W zakresie wyższych częstotliwości, odpowiadających pasmu CISPR B, gdzie zaburzenia związane są ze stromością narostu napięcia i częstotliwościami własnymi obwodu w tym zakresie, obwody zaburzeń wspólnych i różnicowych mają podobny charakter, a amplituda prądów zaburzeń określona jest przede wszystkim pojemnościami pasożytniczymi układu. Dla zakresu CISPR A, na który najczęściej przypadają harmoniczne częstotliwości łącznie wynikającej z realizacji algorytmów sterowania, w impedancji dla zaburzeń wspólnych również dominują pasożytnicze sprzężenia pojemnościowe. Na impedancję dla sprzężeń różnicowych, szczególnie dla niższych częstotliwości tego pasma, dodatkowo wpływa impedancja robocza obciążenia, która w przeważającej części przypadków praktycznych ma charakter indukcyjno-rezystancyjny.

Na rys.6.1 przedstawiono częstotliwościowe zależności tłumienności wtrąceniowej torów zaburzeń różnicowych i wspólnych po stronie silnikowej, w przekształtnikowym układzie napędowym, z silnikiem S1 (Dodatek C). Długość kabla silnikowego wynosiła 2m.

W zakresie CISPR A, tłumienność wtrąceniowa CM zmniejsza się monotonicznie wraz ze wzrostem częstotliwości, odzwierciedlając pojemnościowy charakter układu obciążenia dla tego modu zaburzeń. Lokalne minima na krzywej (200 kHz i 4MHz) przypadają już na zakres częstotliwości CISPR B i odpowiadają zjawiskom rezonansowym, opisanym w poprzednim punkcie.

Tłumienność toru DM dla zakresu CISPR A początkowo wzrasta wraz z częstotliwością, co związane jest ze wzrostem reaktancji indukcyjnej tego toru. Przy częstotliwości około 60 kHz, zaczyna przeważać reaktancja pojemnościowa i tłumienność osiąga swe maksimum, a następnie zaczyna maleć, aż do granic pasma



Rys. 6.1. Tłumienności wtrąceniowe obwodów zaburzeń wspólnych i różnicowych w przekształtnikowym układzie napędowym.

CISPR A. W zakresie CISPR B, podobnie jak dla toru CM, występują lokalne minima, związane z rezonansowymi obwodami w.cz.

Prądy zaburzeń w zakresie CISPR A określa więc, z jednej strony impedancja torów zaburzeń, a z drugiej widmo harmoniczných, wynikających z algorytmów sterowania.

Proponowane w literaturze modelowanie w dziedzinie częstotliwości polega na wykorzystaniu makromodelu, którego parametrami wejściowymi są operatorowe postaci napięcia wymuszenia i zmierzone transmitancje układu obciążenia [45,159,198]. Widmo prądu zaburzeń można wyznaczyć z zależności:

$$I_{CM}(j\omega) = \frac{U_{CM}(j\omega)}{Z_{LISN}(j\omega) + Z(j\omega)}, \quad (6.1)$$

gdzie: $Z(j\omega)$ - impedancja toru zaburzeń wspólnych, $Z_{LISN}(j\omega)$ - impedancja LISN.

Modelowanie z wykorzystaniem powyższej zależności wymaga znajomości impedancji toru zaburzeń w całym rozpatrywanym zakresie częstotliwości, a wnosi niewiele więcej informacji dotyczących wytwarzania i rozptywu zaburzeń, w stosunku do standardowego pomiaru zaburzeń za pomocą odbiornika pomiarowego. Widma napięcia zaburzeń różnicowych i wspólnych mogą być jednak z powodzeniem wykorzystane w analizach porównawczych. Analizy te mogą dotyczyć wpływu różnych rodzajów modulacji na widma prądów zaburzeń wspólnych i różnicowych, przy zachowaniu stałych warunków obciążenia dla źródeł napięć zaburzeń.

Korzystając ze znanej metody, zaadoptowanej przez Bowesa i Birda [16,56] do układów energoelektronicznych, można uzyskać analityczne rozwiązanie na wartość harmoniczných w wyjściowych napięciach fazowych przekształtnika, a następnie - w napięciach zaburzeń wspólnych i różnicowych. Poniżej przedstawiono przykład analizy harmoniczných napięć w przekształtniku DC/AC dla naturalnej sinusoidalnej modulacji PWM.

Napięcia fazowe względem punktu neutralnego w przełączanych fazach można wyrazić w postaci nieskończonych szeregów harmoniczných [56]:

$$\begin{aligned}
 u_{iN}(t) = & V_{DC} + V_{DC} M \cos(\omega_0 t + \theta_i) + \\
 & + \frac{4V_{DC}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m} J_0\left(m\frac{\pi}{2}M\right) \sin\left((m+n)\frac{\pi}{2}\right) \cos(m\omega_c t + n(\omega_0 t + \theta_i)) + \\
 & + \frac{4V_{DC}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} \frac{1}{m} J_n\left(m\frac{\pi}{2}M\right) \sin\left((m+n)\frac{\pi}{2}\right) \cos(\omega_0 t + \theta_i), \quad (6.2)
 \end{aligned}$$

gdzie: $i = a, b, c$, $\theta = \{0, \frac{2}{3}\pi, -\frac{2}{3}\pi\}$, J_n - funkcja Bessela n -tego rzędu, M - głębokość modulacji, V_{DC} - połowa napięcia obwodu DC, m - rząd harmoniczných częstotliwości nośnej, n - rząd harmoniczných częstotliwości wyjściowej falownika.

Iloczyn niezależnych od czasu wyrażeń pod symbolem szeregu, w trzecim składniku powyższej sumy określa harmoniczných częstotliwości przełączania, a w czwartym - harmoniczných wstęg bocznych, skupionych wokół tych częstotliwości.

W napięciach fazowych nie występują harmoniczných o parzystej kombinacji $m \pm n$, gdyż są one eliminowane przez czynnik $\sin((m+n)\pi/2)$. Harmoniczne te nie będą również obecne w napięciach międzyfazowych:

$$\begin{aligned}
 u_{ij}(t) = & u_{iN}(t) - u_{jN}(t) = \sqrt{3}V_{DC}M \cos\left(\omega_0 t + \frac{\pi}{6} + \theta_i\right) \\
 & + \frac{8V_{DC}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} \frac{1}{m} J_n\left(m\frac{\pi}{2}M\right) \sin\left((m+n)\frac{\pi}{2}\right) \sin\left(n\frac{\pi}{3}\right) \times \\
 & \times \cos\left(m\omega_c t + n\left(\omega_0 t - \frac{\pi}{3}\right) + \frac{\pi}{2} + \theta_i\right), \quad (6.3)
 \end{aligned}$$

gdzie: $ij = ab, bc, ca$.

Podstawowym sposobem pomiaru zaburzeń przewodzonych w układach trójfazowych jest pomiar przy wykorzystaniu sieci LISN typu V, która pozwala na pomiar wypadkowych zaburzeń w napięciu fazowym (napięcie niesymetryczne). Przy analizach EMC, również w zakresie CISPR A, nieraz korzystna jest pomiarowa [24,25,47,48,121,223] bądź analityczna dekompozycja tych zaburzeń na zaburzenia wspólne i różnicowe. O tym, który mod zaburzeń kształtowany jest przez określoną harmoniczną napięcia decyduje wartość sumy napięć fazowych dla tej harmoniczných:

$$\begin{aligned}
u_{aN, mn}(t) + u_{bN, mn}(t) + u_{cN, mn}(t) &= \\
& \frac{4V_{DC}}{\pi} \frac{1}{m} J_n \left(m \frac{\pi}{2} M \right) \sin \left((m+n) \frac{\pi}{2} \right) \cos(m\omega_c t + n(\omega_0 t + \theta_i)) \times \\
& \times \left[\begin{array}{l} \cos(m\omega_c t + n\omega_0 t) + \cos(m\omega_c t + n(\omega_0 t - \frac{2\pi}{3})) \\ \cos(m\omega_c t + n(\omega_0 t - \frac{2\pi}{3})) \end{array} \right] \\
&= \frac{4V_{DC}}{\pi} \frac{1}{m} J_n \left(m \frac{\pi}{2} M \right) \sin \left((m+n) \frac{\pi}{2} \right) \left(1 + 2 \cos \left(n \frac{2\pi}{3} \right) \right) \times \\
& \times \cos(m\omega_c t + n\omega_0 t). \tag{6.4}
\end{aligned}$$

Suma napięć fazowych dla harmoniczných napięcia fazowego zaburzeń różnicowych jest, z definicji, równa zeru. Te harmoniczne, które nie znoszą się w powyższej sumie, tworzą źródło napięcia zaburzeń wspólnych, dla układu trójfazowego definiowane jako:

$$u_{CM}(t) = \frac{u_{aN}(t) + u_{bN}(t) + u_{cN}(t)}{3} \tag{6.5}$$

Harmoniczne we wzorze (6.4) mogą być eliminowane z widma przez dwa czynniki: $\sin((m+n)\pi/2)$ oraz $\cos(1 + 2 \cos(2n\pi/3))$. Można stąd określić zawartość poszczególnych harmoniczných w napięciach zaburzeń różnicowych i wspólnych:

- w napięciach CM i DM nie występują harmoniczne o parzystej kombinacji $m+n$, gdyż już w napięciach fazowych są eliminowane przez czynnik $\sin((m+n)\pi/2)$;
- czynnik $1 + 2 \cos(2n\pi/3)$ pozostawia w sumie napięć fazowych zaburzeń te harmoniczne wstęg bocznych, które nie są harmonicznymi trzeciego rzędu. Czynniki $\sin(n\pi/3)$, widoczny również w wyrażeniach na napięcia międzyfazowe zapewnia, że warunki określające występowanie harmoniczných CM i DM wykluczają się wzajemnie. Z napięć zaburzeń eliminowane są harmoniczne rzędu $m+3n$, a widmo zaburzeń wspólnych tworzą harmoniczne rzędu $m+3n$, nie będące parzystą kombinacją $m+n$.
- z napięcia zaburzeń różnicowych eliminowane są wszystkie harmoniczne częstotliwości fali nośnej ($n=0$). W widmie zaburzeń wspólnych obecne są jedynie nieparzyste harmoniczne tej częstotliwości.

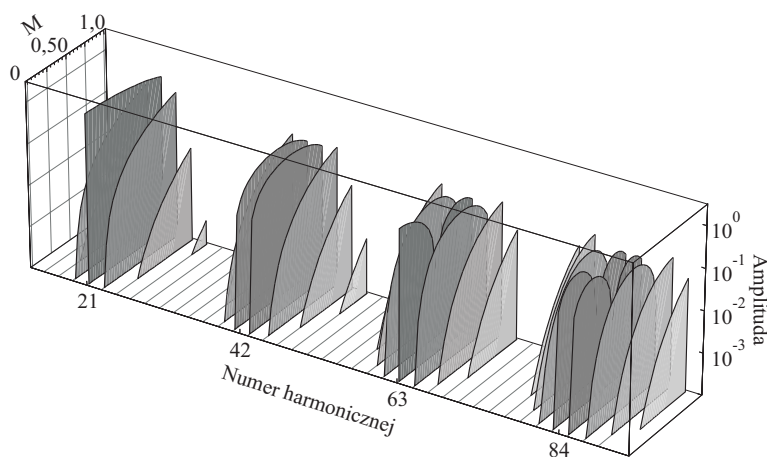
Biorąc pod uwagę symetrię układu trójfazowego dla poszczególnych harmoniczných, wyrażenie na fazowe napięcie zaburzeń wspólnych można uzyskać wprost ze wzorów na napięcia międzyfazowe:

$$\begin{aligned}
u_{DM_i} &= \frac{8V_{DC}}{\sqrt{3}\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{m} J_m \left(m \frac{\pi}{2} M \right) \sin \left((m+n) \frac{\pi}{2} \right) \times \\
& \times \sin \left(n \frac{\pi}{3} \right) \cos(m\omega_c t + n\omega_0 t) \tag{6.6}
\end{aligned}$$

natomiast przebieg napięcia zaburzeń wspólnych można opisać zależnością:

$$u_{CM_i} = \frac{4V_{DC}}{3\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} \frac{1}{m} J_n \left(m \frac{\pi}{2} M \right) \sin \left((m+n) \frac{\pi}{2} \right) \times \\ \times \left(1 + 2 \cos \left(n \frac{2\pi}{3} \right) \right) \cos (m\omega_c t + n\omega_0 t). \quad (6.7)$$

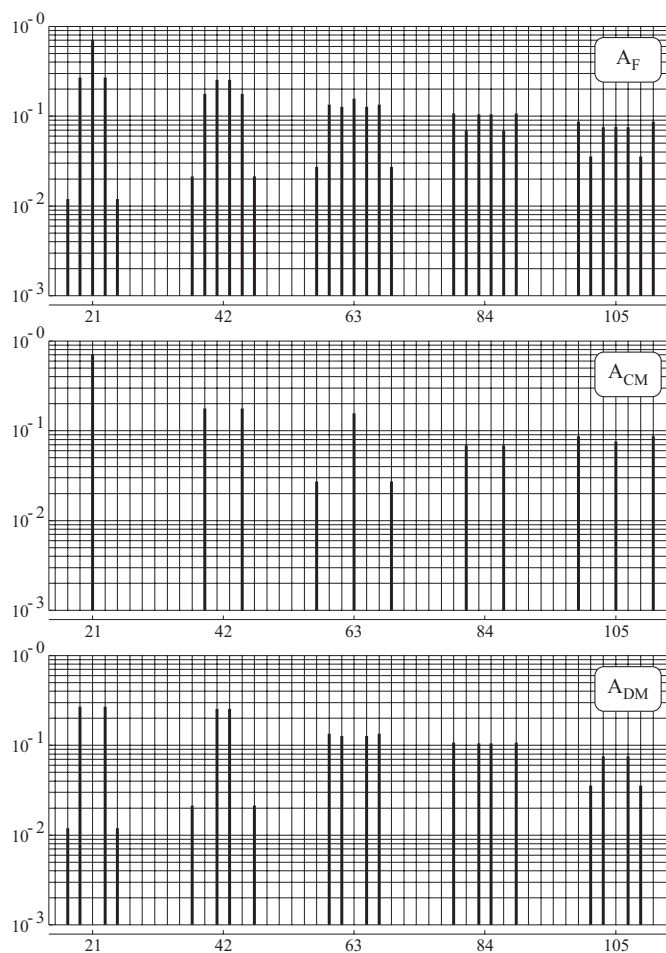
Na rys.6.2 przedstawiono widma harmoniczných zaburzeń całkowitych w napięciu fazowym w zależności od głębokości modulacji M , dla arbitralnie wybranych pozostałych parametrów modulacji ($f_{imp}/f_{wy} = 21$). Duża zmienność rozkładu harmoniczných, szczególnie dla grup bocznych wyższych harmoniczných częstotliwości przełączania, związana jest ze zmiennością funkcji Bessela wyższych rzędów, co powinno znaleźć swoje odbicie w wynikach eksperymentalnych.



Rys. 6.2. Rozkład harmoniczných zaburzeń w napięciu fazowym.

Na rys.6.3 przedstawiono widmo zaburzeń w napięciu fazowym dla głębokości modulacji 0,9 oraz jego dekompozycję na widma zaburzeń wspólnych $A_{CM}(m, n)$ i różnicowych $A_{DM}(m, n)$.

Widmo mierzone odbiornikiem pomiarowym nie jest prostym przekształceniem Fouriera prądów zaburzeń, ale musi spełniać znormalizowane wymagania dotyczące pomiaru sygnałów impulsowych, sinusoidalnych i szumowych, selektywności, ograniczania efektów intermodulacji tłumienia sygnałów o częstotliwości pośredniej oraz sygnałów lustrzanych, co szczegółowo zostało opisane w CISPR 16. W praktycznych rozwiązaniach, wymagana selektywność z odpowiednim pasmem na poziomie -6dB, można uzyskać za pomocą dwuobwodowego strojonego filtra pasmowego o transformatorowym sprzężeniu krytycznym. Obwiednię odpowiedzi



Rys. 6.3. Widmo zaburzeń w napięciu fazowym i jego dekompozycja na widmo zaburzeń wspólnych i różnicowych ($M = 0.9$).

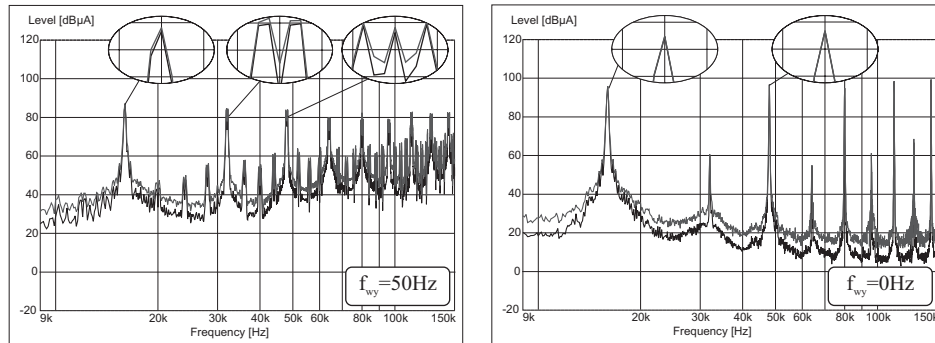
takiego filtra na impuls o powierzchni $\nu\tau$ można zapisać w postaci [1N]:

$$K(t) = \nu\tau\omega_0 G e^{-\omega_0 t} (\sin(\omega_0 t) - \omega_0 t \cos(\omega_0 t)), \quad (6.8)$$

gdzie: G - całkowite wzmocnienie przy częstotliwości dostrojenia, ω_0 - częstotliwość kątowna równa $\frac{\pi}{\sqrt{2}} B_6$.

W paśmie CISPR A zalecana szerokość pasma dla punktów -6dB wynosi 200Hz. W pracach [213,215], wykorzystujących model odbiornika do analizy widma zaburzeń wykorzystywano idealizowany filtr prostokątny dający taką samą wartość skuteczną odpowiedzi.

Na rys.6.4 przedstawiono widma prądów zaburzeń wspólnych w układzie napędowym ze sterowaniem skalarnym, dla dwóch prędkości: znamionowej ($\omega_0 \approx 314 \text{ rad/s}$; $M \approx 0,9$) oraz bliskiej zera ($\omega_0 \approx 0 \text{ rad/s}$; $M \approx 0$). Przy modulacji $U/f = \text{const}$, zmianie ulega zarówno pulsacja fali modulowanej ω_0 , która odpowiada za rozsuniecie w widmie harmonicznym wstęg bocznych, jak i głębokość modulacji M .



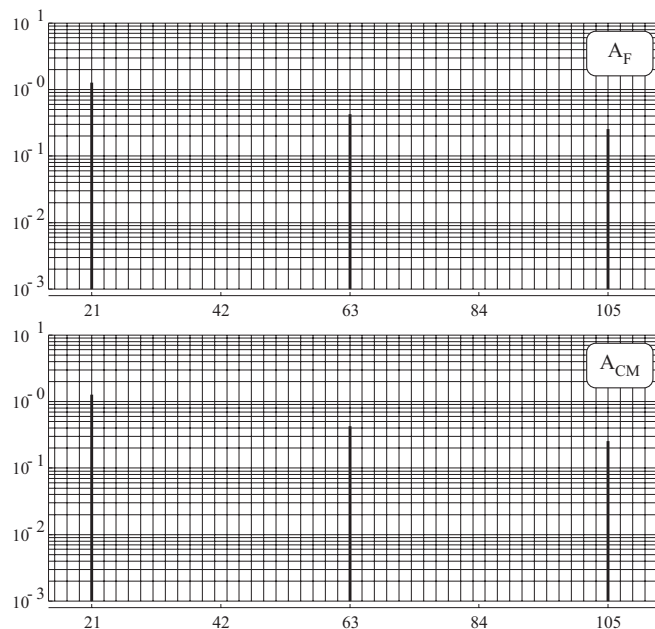
Rys. 6.4. Widmo prądu zaburzeń wspólnych dla różnych częstotliwości wyjściowych falownika ze sterowaniem skalarnym.

Analiza przedstawionych widm pozwala na następujące stwierdzenia:

- pomiarowo zostały wyodrębnione harmoniczne wstęg bocznych przy prędkości znamionowej,
- amplitudy harmonicznym wstęg bocznych są większe niż wynika to z teoretycznie uzyskanych amplitud napięcia zaburzeń. Spowodowane jest to uśrednianiem wyników w znormalizowanym paśmie B_6 (200 Hz) oraz ograniczeniami wynikającymi z budowy rzeczywistego pasmowego filtra IF BW o transformatorowym sprzężeniu krytycznym,
- wartości wskazywane przez detektory wartości szczytowej i wartości średniej przy prędkości znamionowej różnią się od siebie. Różnice te wynikają z amplitudowej modulacji wypadkowego przebiegu, spowodowanej oddziaływaniem harmonicznej fali nośnej z harmonicznymi wstęgami bocznej, zawartymi w oknie B_6 ,
- poziom zaburzeń przy prędkości bliskiej zera jest większy niż dla prędkości znamionowej. Zgodnie z teorią, zaburzenia koncentrują się przy nieparzystych harmonicznym fali nośnej. Zaburzenia przy harmonicznym parzystych są o kilkadziesiąt decybeli mniejsze,

- brak modulacji amplitudowej przebiegów mierzonych przy częstotliwościach nieparzystych harmonicznych fali nośnej powoduje, że przy prędkości bliskiej zero, obydwa detektory wskazują tą samą wartość.

Na rys.6.5 przedstawiono widmo zaburzeń w napięciu fazowym dla głębokości modulacji $M = 0$, które dla tej głębokości modulacji jest jednocześnie widmem zaburzeń wspólnych.



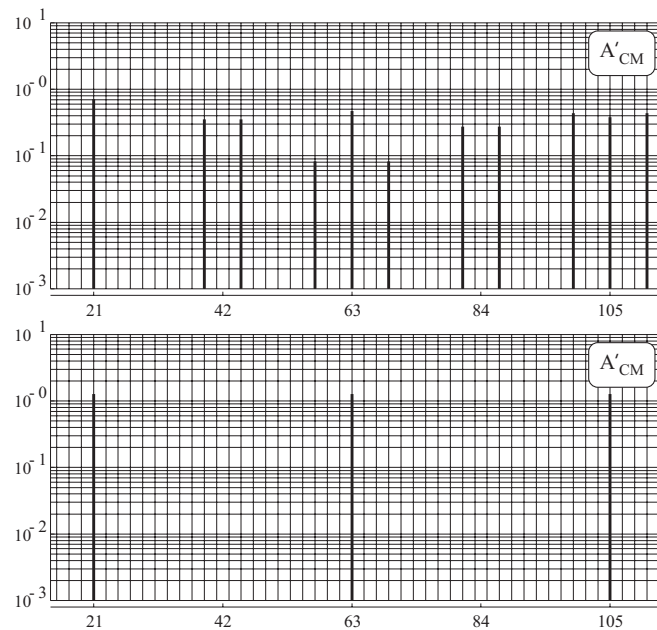
Rys. 6.5. Widmo zaburzeń w napięciu fazowym i jego dekompozycja na widmo zaburzeń wspólnych i różnicowych ($M = 0$).

Zaobserwowane efekty modulacyjne powinny być brane pod uwagę przy określaniu normatywnych warunków badań.

Jak już wspomniano, impedancja dla zaburzeń wspólnych w paśmie CISPR A ma z reguły czysto pojemnościowy charakter. Można to wykorzystać w uproszczonych analizach, do lepszego powiązania właściwości widmowych prądów zaburzeń wspólnych z widmem napięcia zaburzeń wspólnych. Przyjmując liniową zależność susceptancji toru zaburzeń wspólnych od częstotliwości, można zaproponować wprowadzenie rozkładu widmowego napięcia, ważonego rzędem harmonicznej fali nośnej:

$$A'_{CM}(m, n) = A_{CM}(m, n)m. \quad (6.9)$$

Ważony rozkład widmowy CM dla $M = 0,9$ i $M = 0$ przedstawiono na rys.6.6.



Rys. 6.6. Rozkłady widmowe ważone rzędem harmonicznym przełączenia dla $M = 0,9$ i $M = 0$.

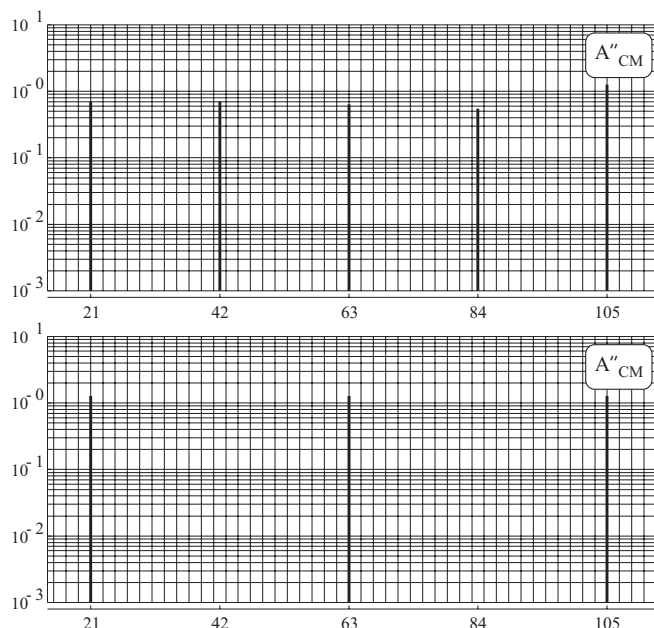
Dodatkowo, z uwagi na pomiarowe uśrednianie wyniku w obrębie pasma B_6 , proponuje się wprowadzenie zagregowanej harmonicznej fali nośnej, obejmującej wszystkie ważone harmoniczne wstęgi bocznej (przy spełnieniu warunków idealnej selektywności odbiornika pomiarowego należałoby sumować jedynie harmoniczne w paśmie odpowiadającym IF BW wokół punktu pomiarowego):

$$A''_{CM}(m, n) = \sum_{n=-\infty}^{n=\infty} A_{CM}(m, n)m. \quad (6.10)$$

Na rys.6.7 przedstawiono tak skonstruowane widma. Porównanie z rys.6.4 pokazuje, że taki rozkład w o wiele lepszym stopniu niż widmo napięcia zaburzeń odpowiada eksperymentalnemu widmu prądu.

Przedstawiony sposób analizy nakierowany jest na badanie - zalecanego w dyrektywach Nowego Podejścia - stanu pracy urządzenia, dla których spełnienie wymagań norm zharmonizowanych jest najtrudniejsze.

Zastosowanie podobnej procedury dla zaburzeń różnicowych jest możliwe, lecz trudniejsze. Trudności wynikają z bardziej złożonej zależności admitancji toru zaburzeń wspólnych od częstotliwości, co stawia pod znakiem zapytania sens takiego



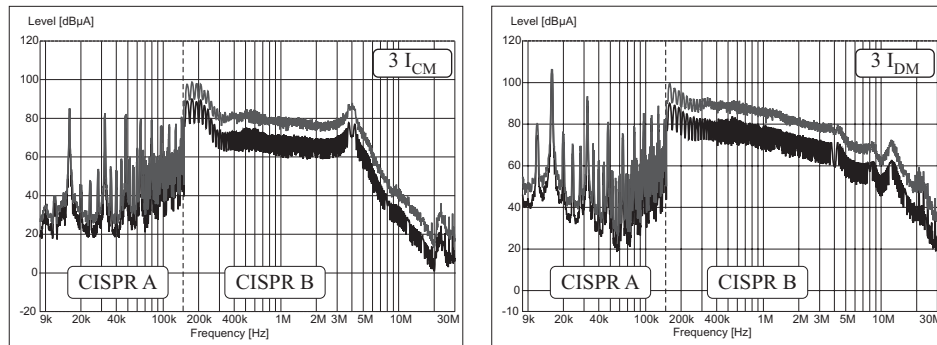
Rys. 6.7. Rozkład widmowy zagregowany przy harmonicznym przełączaniu dla $M = 0,9$ i $M = 0$.

zabiegu. Poza tym głównym problemem kompatybilności układów przekształtnikowych są zazwyczaj zaburzenia typu wspólnego.

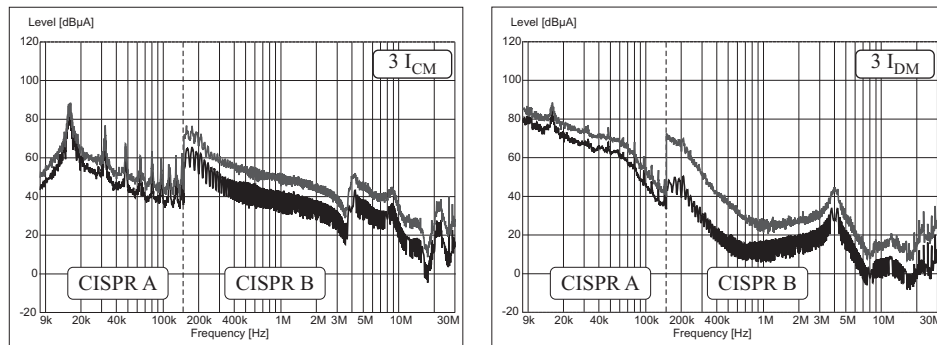
Na rys.6.8 przedstawiono widma zaburzeń wspólnych w układzie, którego tłumienności wtrąceniowe przedstawiono na rys.6.1. W widmie w zakresie CISPR A, zarówno dla zaburzeń wspólnych jak i różnicowych, zauważalny jest wpływ charakteru impedancji torów zaburzeń. Poziom zaburzeń wspólnych w paśmie CISPR A nieznacznie maleje w funkcji częstotliwości, zgodnie z przedstawionym powyżej opisem. Dla zaburzeń różnicowych ich poziom w funkcji częstotliwości najpierw maleje, a następnie zaczyna wzrastać.

Rys.6.9 przedstawia widma zaburzeń CM i DM w układzie po stronie sieci. W przeciwieństwie do widma prądu zaburzeń CM mierzonego w paśmie CISPR A po stronie silnikowej, poziom zaburzeń CM po stronie sieci zmniejsza się wyraźnie ze wzrostem częstotliwości. Spowodowane jest to nieliniową, w tym paśmie częstotliwości, impedancją LISN i przepływem przez nią prądu zaburzeń CM w czasie przewodzenia diod prostownika, co zostało opisane w rozdziale 5 (rys.5.14).

Widma zaburzeń DM po stronie sieci, w paśmie CISPR A kształtowane są przez przebiegi prądu związane z pracą niesterowanego prostownika sześciopulsowego. Prawie niewidoczne są zaburzenia o częstotliwościach harmonicznymi fali nośnej falownika napięcia, co oznacza, że pojemność kondensatora w obwodzie



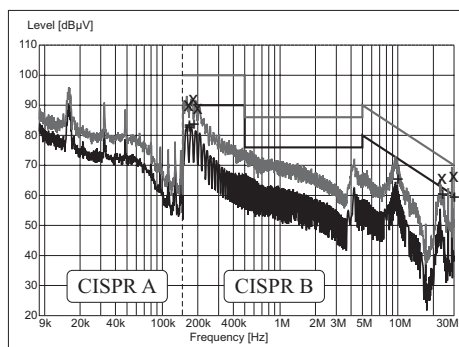
Rys. 6.8. Widma zaburzeń przewodzonych po stronie silnikowej układu napędowego.



Rys. 6.9. Widma zaburzeń przewodzonych po stronie sieciowej układu napędowego.

pośredniczącym DC dobrze separuje obwody dla zaburzeń różnicowych w falownikowej i prostownikowej części przekształtnika. Poziom zaburzeń wspólnych po stronie sieci jest wyraźnie mniejszy niż po stronie silnikowej dzięki temu, że również w tym paśmie częstotliwości, pojemność pomiędzy radiatora a obwodem pośredniczącym prądu stałego stanowi niskoimpedancyjną drogę przepływu zaburzeń CM.

Wypadkowe widmo zaburzeń, będące złożeniem zaburzeń CM i DM, zmierzony w znormalizowanym układzie pomiaru zaburzeń przewodzonych pokazano na rys.6.10.



Rys. 6.10. Widmo zaburzeń przewodzonych w paśmie CISPR A i CISPR B.

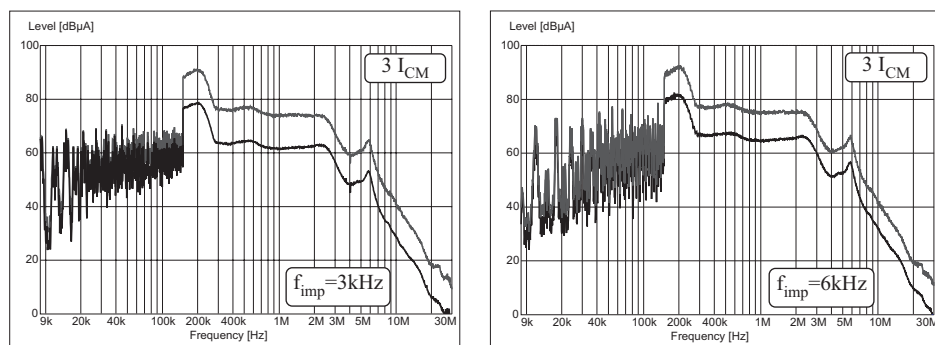
6.2. Wpływ algorytmów sterowania na widmo zaburzeń wspólnych

Podany powyżej sposób analizy widm pozwala na oszacowanie wpływu algorytmów sterowania na rozkład harmonicznych zaburzeń pod warunkiem, że dysponuje się analitycznym wyrażeniem na składowe harmoniczne widma w napięciu fazowym. Z rys.6.4 do rys.6.7 wynika, że przy ustalonej częstotliwości impulsowania i najczęściej pojemnościowym charakterze obwodów zaburzeń, wpływ algorytmów sterowania na poziom emitowanych zaburzeń nie będzie zbyt duży.

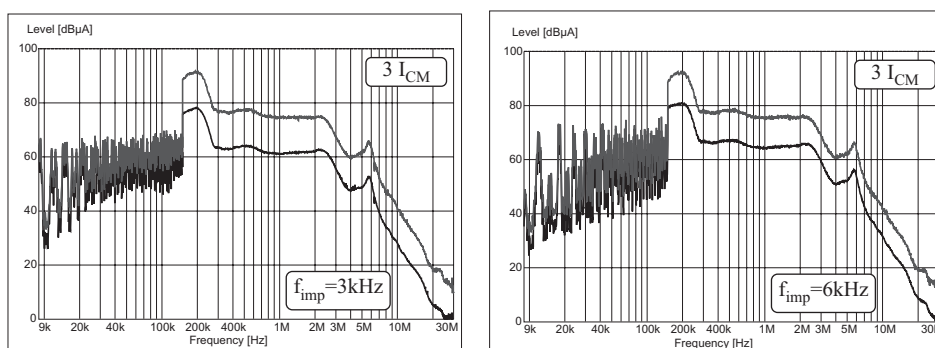
Wzrastająca rola właściwości EMC w ocenie jakości układów spowodowała, że pojawiły się propozycje algorytmów sterowania o „zmniejszonej emisji zaburzeń elektromagnetycznych”. Można tu wyróżnić dwie główne grupy takich algorytmów: algorytmy o zmniejszonej liczbie łączeń w okresie lub przesunięciu w czasie wektorów aktywnych w okresie sterowania [22,114] oraz algorytmy pseudolosowe [2,70,101,131,169,190,202]. Przed omówieniem możliwości faktycznego ograniczania poziomu zaburzeń przedstawione zostaną wyniki eksperymentalne dla dwóch układów, w których możliwe było użycie różnych algorytmów sterowania: układu napędowego z przemiennikiem częstotliwości zawierającym prostownik niesterowany oraz układu napędowego z przekształtnikiem matrycowym.

Na rys.6.11–6.14 przedstawiono widma zaburzeń zmierzonych po stronie silnikowej, dla różnych algorytmów sterowania, dostępnych dla napędu z fabrycznym przemiennikiem częstotliwości P1. Mierzono widmo zaburzeń dla dwóch różnych częstotliwości nośnych oraz różnych typów modulacji: sinusoidalnej PWM, z modulatorem wektorowym oraz z modulatorem pseudolosowym (random).

Wpływ częstotliwości fali nośnej (3kHz, 6kHz) na poziom zaburzeń, dla wszystkich badanych algorytmów sterowania jest niewielki (w granicach kilku dB). Jest on bardziej widoczny w paśmie CISPR A (9kHz-150kHz), gdzie stosuje się filtr IF BW o szerokości $B_6=200\text{Hz}$. Dla modulacji sinusoidalnej i modulacji z mo-



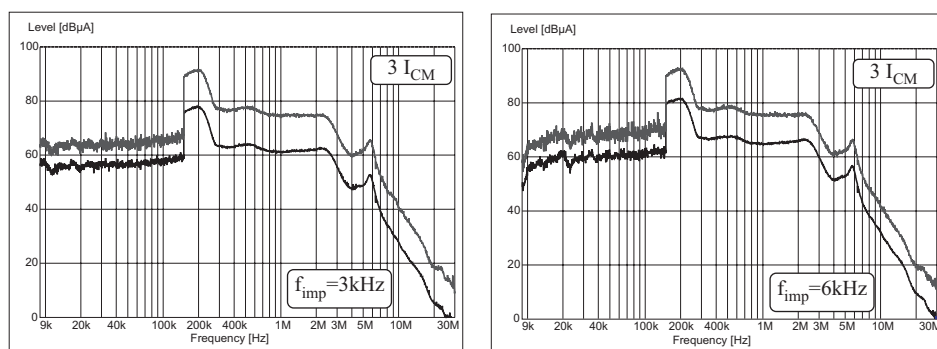
Rys. 6.11. Widma zaburzeń mierzonych po stronie silnikowej (modulacja sinusoidalna PWM 3kHz i 6kHz).



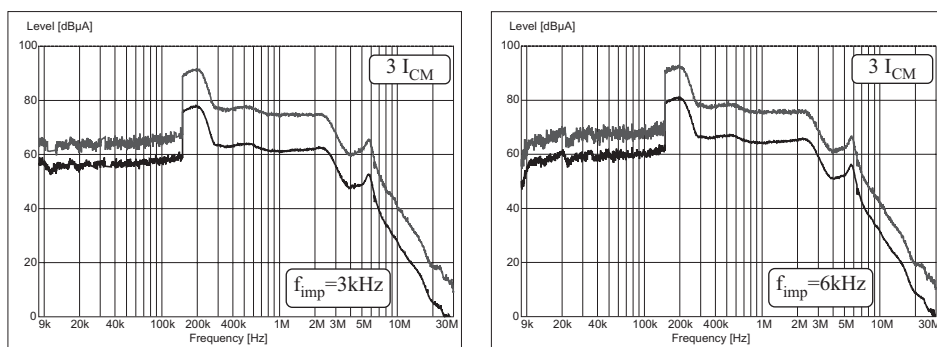
Rys. 6.12. Widma zaburzeń mierzonych po stronie silnikowej (modulator wektorowy 3kHz i 6kHz).

modulatorem wektorowym obserwuje się, co oczywiste, koncentrację zaburzeń przy częstotliwościach, które są harmonicznymi częstotliwości nośnej. Zastosowanie modulatora pseudolosowego powoduje rozmycie widma, co wpływa na niewielkie obniżenie maksymalnych poziomów (o kilka decybeli), zarówno dla wartości szczytowej, jak i wartości średniej (rys.6.11 i 6.12 w porównaniu z rys.6.13 i 6.14).

Dla wszystkich zastosowanych rodzajów modulacji, częstotliwość impulsowania nie ma praktycznie wpływu na poziom zaburzeń mierzonych detektorem wartości szczytowej, w wysokoczęstotliwościowej części widma CISPR B (150kHz-30MHz, IF BW=9kHz). Poziom zaburzeń mierzonych detektorem wartości średniej jest dla wyższej częstotliwości impulsowania o kilka decybeli wyższy. Wynik taki staje się oczywisty, jeśli zważy się, iż w danym zakresie częstotliwości, detektor wartości szczytowej mierzy maksymalne wartości prądu, zaś wskazania detektora wartości



Rys. 6.13. Widma zaburzeń mierzonych po stronie silnikowej (modulacja sinusoidalna 3kHz i 6kHz z modulatorem random PWM).

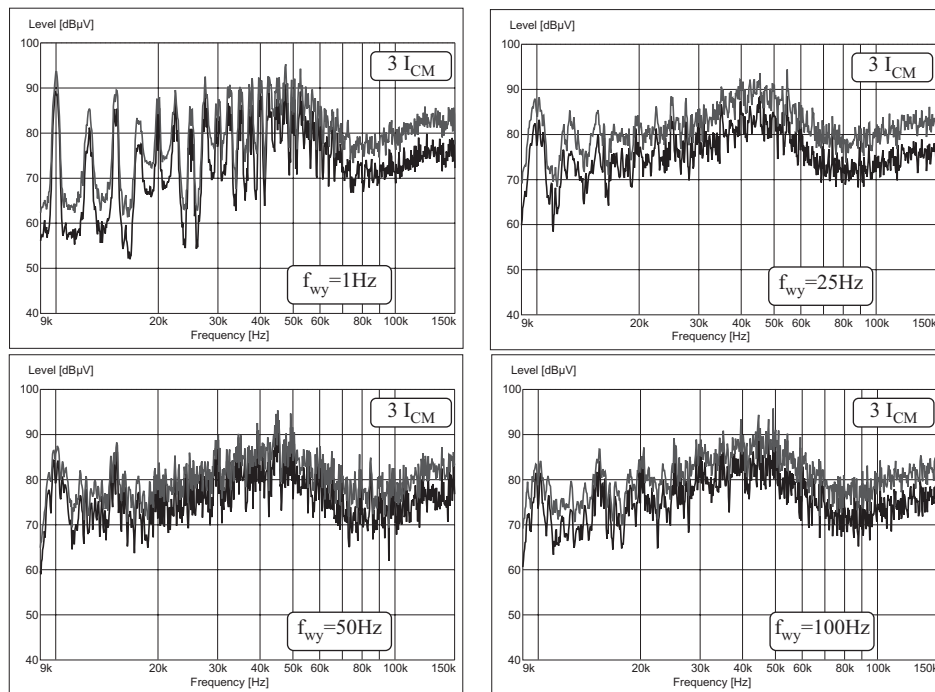


Rys. 6.14. Widma zaburzeń mierzonych po stronie silnikowej (modulator wektorowy 3kHz i 6kHz z modulatorem random PWM).

średniej dla powtarzanych impulsów, bez nabiegania, są wprost proporcjonalne do częstości ich powtarzania [210]. Wskazania te, są więc w przybliżeniu, proporcjonalne do częstotliwości fali nośnej.

Na rys.6.15 przedstawiono wyniki pomiarów zaburzeń przewodzonych układu napędowego o mocy 7,5kW z przekształtnikiem matrycowym z algorytmem sterowania, pozwalającym uzyskać jednostkowy współczynnik mocy na wejściu [9]*. Zaburzenia mierzono za pomocą odbiornika i sieci LISN w paśmie CISPR A, przy częstotliwości nośnej 2,5kHz oraz różnych częstotliwości wyjściowych przekształtnika.

*Autor dziękuje dr. Tomaszowi Bajdeckiemu za umożliwienie wykonania pomiarów zaburzeń w układzie przekształtnika matrycowego.

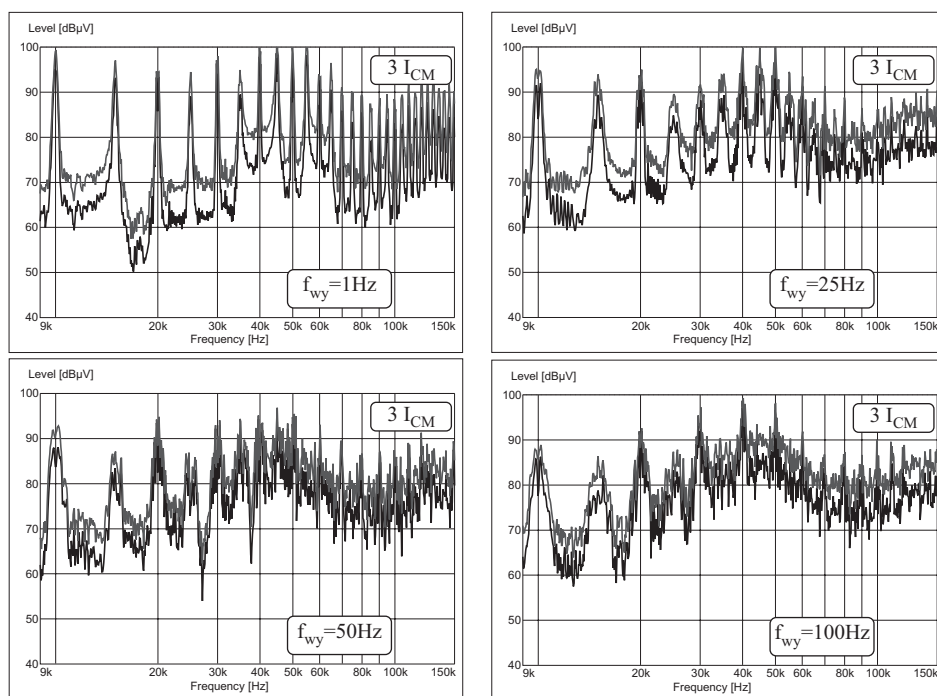


Rys. 6.15. Zaburzenia przewodzone przekształtnika matrycowego (częstotliwość nośna 2,5kHz, częstotliwości wyjściowe: 1Hz, 25Hz, 50Hz, 100Hz).

Dla niskich częstotliwości wyjściowych, widmo w dolnej części pasma CISPR A ma kształt wyraźnie zarysowanych pików, powtarzających się przy częstotliwościach odpowiadających wielokrotności częstotliwości fali nośnej. Zwiększanie częstotliwości wyjściowej falownika powoduje rozmywanie tych pików, spowodowane zastosowaniem w przekształtniku algorytmem sterowania, zapewniającym stały stosunek U/f . Powoduje to zmiany współczynnika wypełnienia impulsów. Poziom zaburzeń rejestrowanych w górnej części pasma CISPR A jest praktycznie taki sam dla wszystkich częstotliwości.

Na rys.6.16 przedstawiono widma zaburzeń przewodzonych przekształtnika matrycowego dla częstotliwości impulsowania 5 kHz. Z porównania rys.6.12 i 6.13 wynika, że zwiększenie częstotliwości impulsowania powoduje zwiększenie poziomu zaburzeń w dolnej części pasma CISPR A oraz większą koncentrację mierzonych składowych widma przy kolejnych harmonicznym częstotliwości nośnej.

Zastosowanie w algorytmach sterowania modulacji pseudolosowej powoduje rozmycie widma zaburzeń jak pokazano na rys.6.17. Dla różnych częstotliwości wyjściowych przekształtnika można zaobserwować niewielkie różnice w rejestrowa-



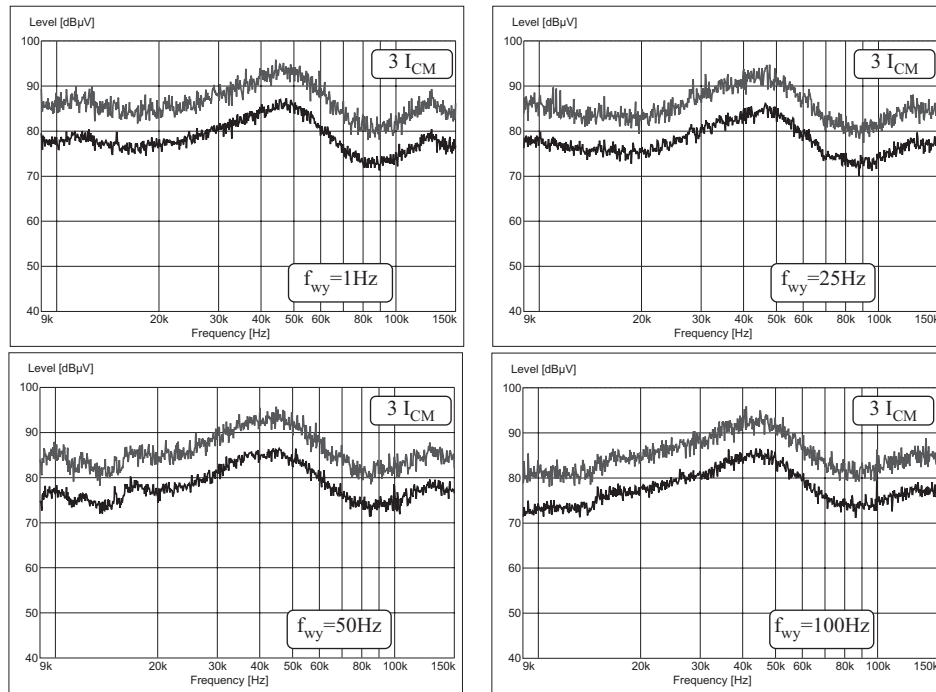
Rys. 6.16. Zaburzenia przewodzone przekształtnika matrycowego (częstotliwość nośna 5kHz, częstotliwości wyjściowe: 1Hz, 25Hz, 50Hz, 100Hz).

nym poziomie zaburzeń w dolnym zakresie pasma CISPR A. W górnym zakresie tego pasma poziom zaburzeń jest praktycznie taki sam.

Wpływ algorytmów sterowania na poziom zaburzeń w paśmie CISPR B przedstawiono na rys.6.18. Rodzaj i częstotliwość modulacji ma niewielki wpływ na poziom zaburzeń w tym paśmie. Z uwagi na charakter odpowiedzi detektorów, wpływ ten jest bardziej widoczny dla pomiarów z detektorem wartości średniej.

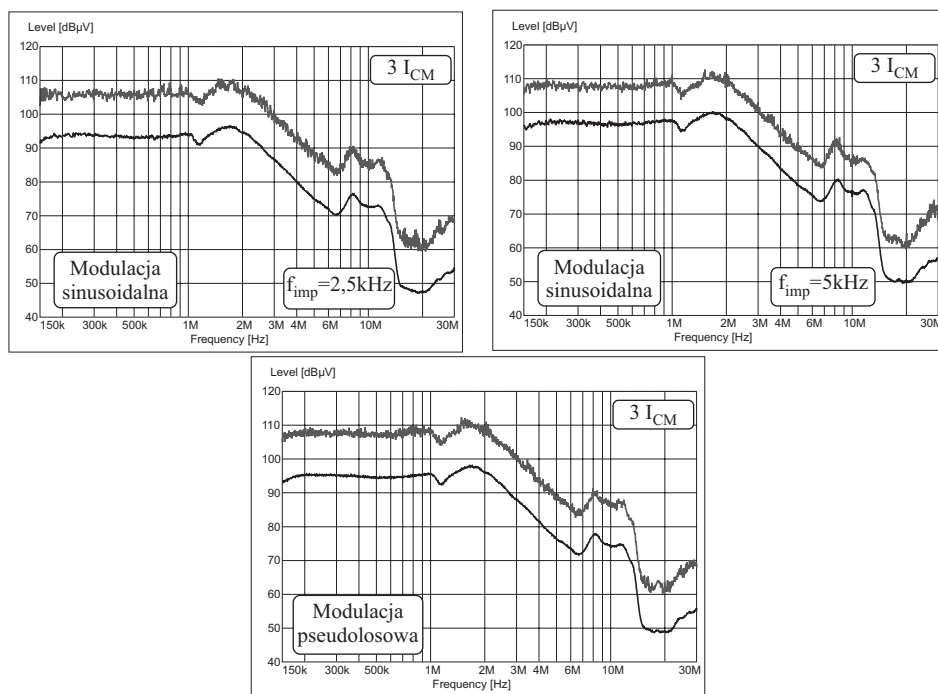
Przedstawione wyniki potwierdzają wstępny wniosek, że możliwości zmniejszania poziomów zaburzeń (mierzonych odbiornikiem zaburzeń spełniającym wymagania PN-CISPR 16-1) poprzez zmianę algorytmów sterowania są ograniczone. Zastosowanie najbardziej rozpowszechnionych algorytmów sterowania przekształtników (modulacja sinusoidalna PWM, modulator wektorowy, modulator pseudolosowy (random)), przy danej częstotliwości impulsowania, nie wpływa w sposób znaczący na poziom zaburzeń przewodzonych w wysokoczęstotliwościowej części pasma tych zaburzeń (CISPR B).

W niskoczęstotliwościowej części pasma zaburzeń przewodzonych (CISPR A), gdzie wyraźnie widoczne są harmoniczne częstotliwości impulsowania, wpływ ten



Rys. 6.17. Zaburzenia przewodzone przekształtnika matrycowego (modulacja random PWM, częstotliwości wyjściowe: 1Hz, 25Hz, 50Hz, 100Hz).

jest nieco większy, w szczególności dla modulacji pseudolosowej. W tym przypadku, następuje rozmycie widma i zmniejszenie poziomów zaburzeń, które dla modulacji deterministycznych skupione są przy harmonicznym częstotliwości impulsowania. Jednak za pomocą modulacji pseudolosowej można jedynie złagodzić (o kilka dB) pasożytnicze efekty przetwarzania energii w przekształtnikach energoelektronicznych. Można to traktować jako korzystny, uboczny skutek stosowania modulacji pseudolosowych do ograniczania uciążliwych efektów akustycznych [43,74,111,224], towarzyszących pracy układów z zastosowaniem przekształtników. Wniosek taki potwierdziły to również analizy symulacyjne i wyniki eksperymentalne badań wpływu modulacji deterministycznych i pseudolosowych na widmo zaburzeń generowanych przez impulsowe sterowniki prądu przemiennego, które zostały wykonane przy współdziałaniu autora i zamieszczone w pracach [72,92] oraz wyniki pracy [203]. Badania wykazały ponadto, że przy pracy równoległej impulsowych sterowników prądu przemiennego, następuje rozmycie wypadkowego widma (nawet w przypadku modulacji deterministycznej), ze względu na losowy rozkład momentów załączeń łączników. Oznacza to, że przy pracy równoległej wielu ste-



Rys. 6.18. Zaburzenia przewodzone przekształtnika matrycowego (częstotliwość nośna 2,5kHz, częstotliwość nośna 5kHz, modulacja random PWM).

rowników algorytmy modulacji pseudolosowych nie wykazują dużej przewagi nad algorytmami deterministycznymi, przy ograniczaniu poziomów prądów zaburzeń. Wyniki tych prac mogą znaleźć zastosowanie w ocenie sumarycznego oddziaływania układów przekształtnikowych na sieć zasilającą [93].

Można również przewidzieć, że algorytmy ze zmniejszoną liczbą łączy, tylko w niewielkim stopniu będą wpływały na poziomy zaburzeń (o ile nie będzie się to wiązało z całkowitą eliminacją napięcia zaburzeń wspólnych). Zastosowanie takich algorytmów prowadzi zwykle do zwiększenia udziału wyższych harmonicznych częstotliwości wyjściowej w widmie napięcia i uzasadnienia ich stosowania należy raczej szukać w ograniczeniu strat przełączania w układach przekształtnikowych.

Rozdział 7

Metody kształtowania widma przewodzonych zaburzeń elektromagnetycznych

7.1. Wstęp

Jakkolwiek zapewnienie kompatybilności elektromagnetycznej zaczyna być postrzegane jako jeden z głównych czynników mogących hamować rozwój zastosowań układów energoelektronicznych [97], to zaburzenia elektromagnetyczne są jedynie niepożądanym efektem ubocznym realizacji przez układy przekształtnikowe głównych procesów przekształcania energii elektrycznej. Wyznacza to czas, miejsce i sposoby rozwiązywania problemów EMC.

Dostrzeżenie problemów EMC na możliwie wczesnym etapie wytwarzania układów (najlepiej na etapie projektowania), pozwala zazwyczaj na rozsądne - z punktu widzenia technicznego i ekonomicznego - zastosowanie środków ograniczających emisję elektromagnetyczną. Względy ekonomiczne powodują, że podstawą ingerencji projektanta i użytkownika w celu zapewnienia EMC układów powinno być - w pierwszej kolejności - stosowanie najprostszycch środków takich, jak odpowiednie prowadzenie i segregacja przewodów, stosowanie ekranów i właściwej instalacji uziemienia ochronnego [37,183,185,211]. Odpowiednia prowadzenie i segregacja przewodów zapewniająca odseparowanie od nich obwodów sygnałowych jest w układach przekształtnikowych szczególnie ważna ze względu na znaczne moce zaburzeń generowanych w obwodach silnoprądowych. Istotne jest również stosowanie zaleceń dotyczących niskoimpedancyjnych, w zakresie w.cz., połączeń obwodów uziemienia i ekranowania. Można to uzyskać poprzez zastosowanie możliwie krótkich połączeń o małej indukcyjności (taśmy, plecionki) oraz zapewnienie dużej powierzchni kontaktu połączeń (m.in. zastosowanie tulei zapewniających

kontakt ekranu kabla pełnym obwodem z uziemionymi obudowami przekształtnika i silnika).

Po wykorzystaniu tych najprostszych środków, pozostaje stosowanie różnego rodzaju filtrów (pasywnych i aktywnych) oraz ingerencja w charakterystykę źródeł zaburzeń i algorytmy sterowania. Warunkiem osiągnięcia pożądanej skuteczności filtracji jest stosowanie zasad dobrej praktyki instalacyjnej EMC [27,211] w zakresie konstrukcji i sposobu przyłączenia filtrów. Ze względu na istotność wpływu wielu czynników trudno jest tutaj formułować wnioski o generalnym charakterze. W przypadku omawianych w pracy filtrów do układów napędowych najistotniejsze jest niedopuszczenie do nasycania rdzeni ferromagnetycznych, oraz minimalizacja pojemności międzyuzwojeniowych dławików. Zapewnienie krótkich połączeń pomiędzy elementami filtru oraz pomiędzy filtrem a przekształtnikiem zapobiega pojawieniu się na tych elementach niepożądanych napięć zaburzeń, co może prowadzić do niekontrolowanego rozprzestrzeniania się prądów zaburzeń.

Trudno podać jedną uniwersalną metodę ograniczania zaburzeń. Wszystkie zaproponowane dotychczas metody mają swoje ograniczenia, wynikające bądź z tego, że oddziałują one na niektóre tylko aspekty zjawisk, bądź też z trudności realizacyjnych.

Ogólnie, można wyróżnić trzy sposoby oddziaływania na widmo zaburzeń:

- bezpośrednio oddziaływanie na źródło zaburzeń, w celu zmniejszenia potencjalnej możliwości wystąpienia prądów zaburzeń;
- oddziaływanie na prądy zaburzeń poprzez jak najszybsze odprowadzenie ich z powrotem do źródła;
- oddziaływanie na prądy zaburzeń poprzez utrudnienie ich przepływu niepożądanymi drogami.

Metody osiągnięcia tak postawionych celów mogą być różne, co schematycznie zostało przedstawione na rys.7.1.

Kompleksowe podejście do problemów EMC wymaga wzięcia pod uwagę nie tylko formalnych wymagań norm, w których określone są dopuszczalne poziomy zaburzeń, lecz również konsekwencji działań podejmowanych w celu ograniczenia poziomów zaburzeń, dla innych aspektów kompatybilności elektromagnetycznej systemu.

7.2. Metody ograniczania szybkości narostu i amplitudy napięcia zaburzeń

7.2.1. Sterowanie bramkowe

Duże częstotliwości przełączania nowoczesnych, w pełni wyłączalnych półprzewodnikowych przyrządów mocy powodują, że dominującym rodzajem strat w przekształtnikach są straty łączeniowe, które w procesach twardego przełączania są



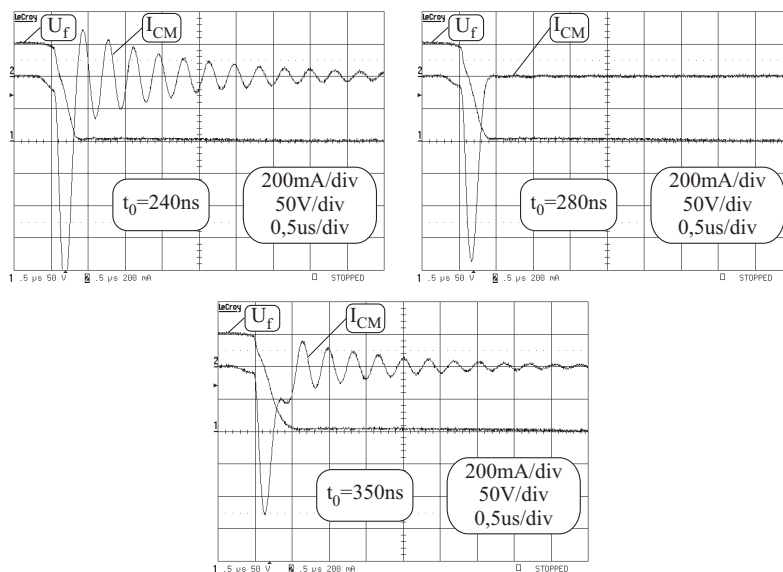
Rys. 7.1. Metody kształtowania widma zaburzeń.

silnie zależne od szybkości zmian napięcia kolektor-emiter i prądu kolektora. Te same czynniki, choć w inny sposób, wpływają na poziom emisji zaburzeń wytwarzanych w procesach przełączania. Wymagania dotyczące czasów przełączania w celu minimalizacji strat i wymagania związane z EMC są w tym przypadku rozbieżne i dlatego, w celu określenia częstotliwości pracy i czasów przełączania łączników, należy poszukiwać zoptymalizowanego kompromisu między nimi [34].

Ograniczenie szybkości zmian napięcia wyjściowego łączników można uzyskać poprzez zmianę impedancji obwodu sterowania bramki. W pracy [225] wykorzystano w tym celu wielkość pojemności w obwodzie wejściowym bramki. W konwencjonalnych układach ustala się wartość rezystora bramkowego, niekiedy oddzielnie dla procesów załączania i wyłączania tranzystora [55]. Zwiększenie tych rezystancji powoduje zmniejszenie szybkości zmian napięcia kolektor-emiter na skutek wydłużenia czasu ładowania pojemności wyjściowej, w skład której wchodzi millerowsko multiplikowana pojemność bramka-kolektor. Wadą takiego rozwiązania jest brak oddzielnego oddziaływania na szybkość narostu napięcia kolektor-emiter i prądu kolektora, wydłużenie czasów przełączania i opóźnienia, zwiększenie strat przełączania oraz konieczność stosowania dodatkowych środków w przypadku szeregowej pracy tranzystorów IGBT [55].

Problemy tych można częściowo uniknąć poprzez zastosowanie aktywnych obwodów sterowania bramkowego (sterowanych źródeł prądowych w obwodzie bramki), które pozwalają na dynamiczne kształtowanie pojemności Millera. Układy proponowane w literaturze umożliwiają oddzielne sterowanie szybkością narostu napięcia i prądu, a prace rozwojowe prowadzone są w kierunku ich zintegrowania w modułowej strukturze IPM [55,64,115,151].

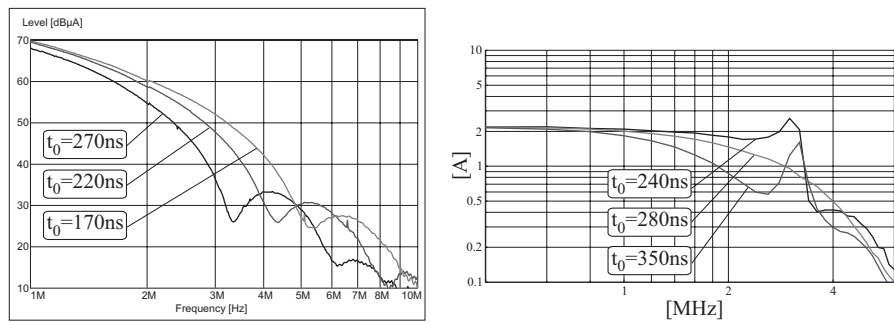
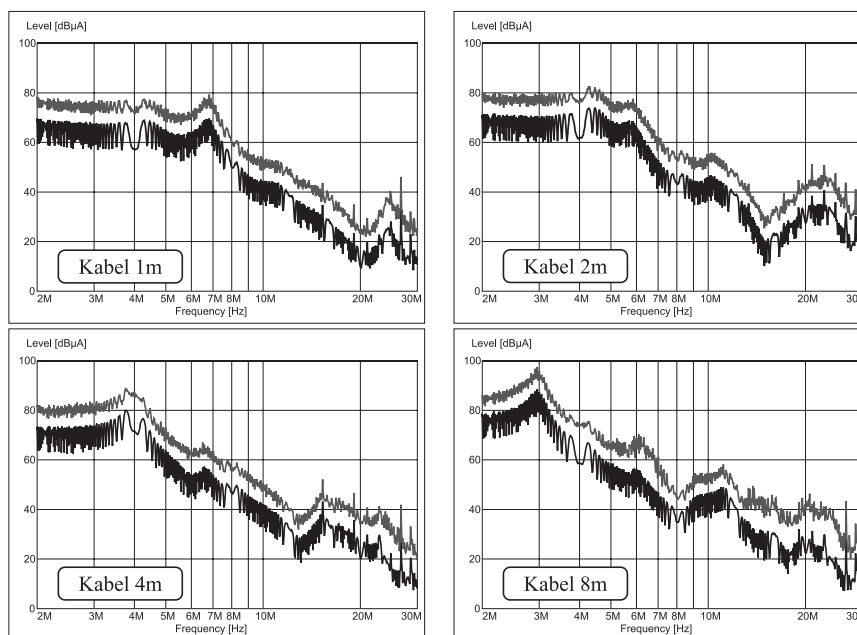
W obwodach o małym współczynniku tłumienia i okresie drgań własnych zbliżonym do czasu narostu napięcia wyjściowego przekształtnika, można dodatkowo wykorzystać, opisany w rozdz. 3, efekt naturalnego tłumienia prądów zaburzeń. Na rys.7.2 przedstawiono przebiegi prądów zaburzeń CM w jednofazowym układzie modelującym przepływ prądu zaburzeń CM, wywołanych skokami napięcia U_f o różnych czasach narostu. Czasy narostu zmieniano dobierając odpowiednie wartości rezystora bramkowego. Na rys.7.3 przedstawiono widma napięcia U_f i prądu I_{CM} .



Rys. 7.2. Przebiegi prądów CM w zależności od czasu opadania napięcia U_f .

Dzięki niewielkiej zmianie szybkości narostu napięcia uzyskano niemal całkowite stłumienie oscylacji prądu zaburzeń. Przedstawione wyniki są eksperymentalnym potwierdzeniem przedstawionych w rozdziale 3 analiz dotyczących możliwości kształtowania widma zaburzeń za pomocą zmiany szybkości narostu napięcia zaburzającego.

Na rys.7.4 pokazano widma prądów zaburzeń CM po stronie silnika, w napędzie przekształtnikowym (P1, S1), dla różnych długości kabla silnikowego. Potwierdzają one potencjalną możliwość kształtowania widma zaburzeń z wykorzystaniem wzajemnej relacji pomiędzy czasem narostu napięcia wyjściowego falownika a częstotliwością rezonansową pasożytniczego obwodu CM. Obserwowany efekt tłumienia przy długości kabla równej 2 metry pokazuje, że nawet w praktycznych układach, za pomocą bardzo prostych środków można doprowadzić do zmniejszenia poziomu zaburzeń przy częstotliwości rezonansowej obwodu.

Rys. 7.3. Widmo napięcia i prądu zaburzeń CM dla różnych czasów narostu U_f .

Rys. 7.4. Wpływ długości kabla silnikowego na widmo prądów zaburzeń wspólnych w paśmie CISPR B.

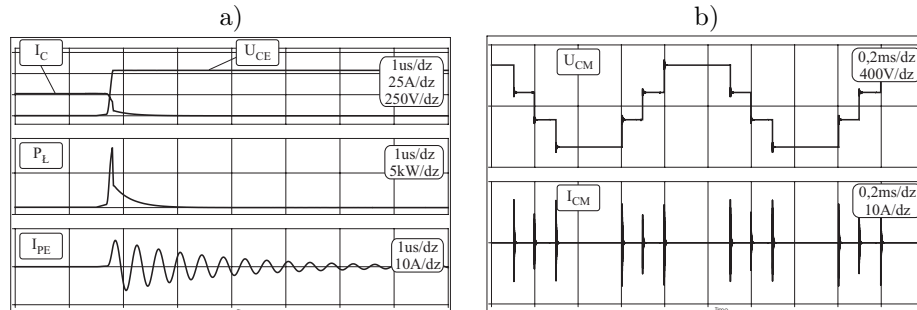
7.2.2. Układy miękkiego przełączenia

Jednym ze sposobów ograniczenia szybkości zmiany napięcia na tranzystorze są układy odciążające typu RC, RCD, RDCL, włączane równolegle do elementu półprzewodnikowego, które często pełnią zarazem rolę ochrony przepięciowej [71,133,

160,177,195]. Zmniejszenie szybkości narostu napięcia do wartości zapewniających znaczące ograniczenie zaburzeń przewodzonych powodowałoby znaczne zwiększenie strat w układach odciążających i konieczność ich przewymiarowania.

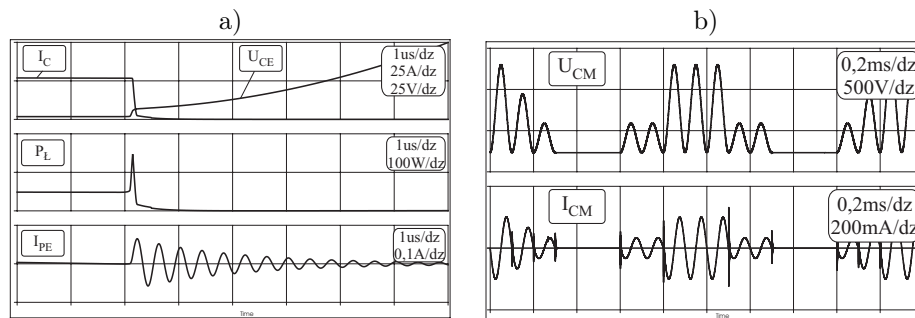
Zmniejszenie szybkości narostu napięcia, z jednoczesnym ograniczeniem strat łączeniowych, jest możliwe dzięki zastosowaniu technik rezonansowych miękkiego przełączania. W literaturze prezentowanych jest wiele topologii obwodów rezonansowych realizujących miękkie przełączanie [1,10,32,38,74,109,181,216]. Z punktu widzenia EMC, zaletą przełączania w zerze napięcia (ZVS) jest mniejsza szybkość narostu napięcia wyjściowego. Pomimo tej ewidentnej zalety, ze względu na sposób działania układu rezonansowego, mogą jednak pojawić się dodatkowe problemy związane z zapewnieniem kompatybilności elektromagnetycznej tych układów. Pokazano to na przykładzie badań modeli symulacyjnych dwóch podstawowych topologii przekształtnika z rezonansowym obwodem pośredniczącym, opisywanych w literaturze jako: falownik z obwodem rezonansowym typu RDCL (Resonant DC Link) i ACRDCL (Active Clamped Resonant DC Link) [74]. Badania symulacyjne wykonano przy założeniu typowego obciążenia indukcyjnego, z uwzględnieniem pojemnościowych sprzężeń doziemnych [170]. Elementy aktywne (tranzystory IGBT, diody mocy) zamodelowano korzystając z bibliotek modeli rzeczywistych przyrządów półprzewodnikowych.

Na rys.7.5a) przedstawiono przebieg prądu kolektora i napięcia kolektor-emiter oraz mocy traconej na łączniku podczas przełączania twardego, a na rys.7.5b) przebieg napięcia zaburzeń wspólnych oraz prąd zaburzeń w przewodzie PE. Pomimo braku bezpośredniego połączenia przewodów zasilających obciążenie z przewodem ochronnym, pojawiają się w nim prądy zaburzeń o dużej amplitudzie, płynący poprzez doziemne pojemności pasozytne.



Rys. 7.5. a) Przebieg prądu i napięcia podczas przełączania, moc tracona na łączniku, oraz prąd zaburzeń w przewodzie PE, b) Przebieg napięcia zaburzeń wspólnych i prądu w przewodzie PE w falowniku z twardą komutacją.

Na rys.7.6 a) przedstawiono przebieg prądu kolektora i napięcia kolektor-emiter oraz mocy traconej na łączniku, a na rys.7.6 b) przebieg napięcia zaburzeń wspólnych oraz prąd zaburzeń w przewodzie PE, dla falownika RDCL. Niemal zerowa wartość napięcia w trakcie przełączania spowodowała, że straty podczas przełączania zostały znacznie ograniczone w porównaniu z układem z przełączaniem twardym. Zmniejszona stromość narostu napięcia daje zdecydowanie mniejszą wartość prądu zaburzeń przewodzonych wysokiej częstotliwości.

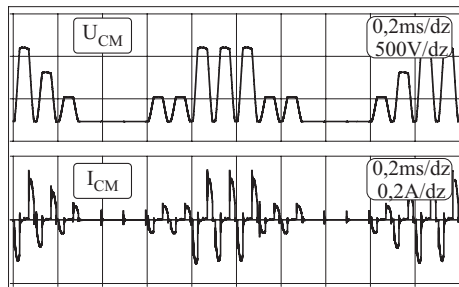


Rys. 7.6. a) Przebieg prądu i napięcia podczas przełączania, moc tracona na łączniku, oraz prąd zaburzeń w przewodzie PE, b) Przebieg napięcia zaburzeń wspólnych i prądu w przewodzie PE w falowniku RDCL.

Zmniejszenie szybkości narostu napięcia powoduje znaczne ograniczenie wysokoczęstotliwościowej składowej prądu zaburzeń wspólnych. Pojawia się natomiast dodatkowa składowa niższej częstotliwości, będąca wynikiem oddziaływania obwodu rezonansowego przekształtnika. Amplituda tego prądu będzie wzrastała wraz ze wzrostem częstotliwości rezonansowej obwodu DC, co może w części niwelować korzyści z zastosowania metod miękkiego przełączania, szczególnie w układach o dużej częstotliwości przełączania łączników. Eliminacja tego prądu wymaga zmiany drogi powrotnej przepływu zaburzeń, gdyż obecność obwodu rezonansowego DC wyklucza stosowanie, tak jak przy przełączaniu twardym, dodatkowej pojemności pomiędzy radiatorem a odwodem DC. Uniemożliwienie przepływu tego prądu przez impedancję sieci wymagać będzie zastosowania filtra CM po sieciowej stronie przekształtnika. W falowniku RDCL napięcie w obwodzie pośredniczącym oscyluje od zera do dwukrotnej wartości napięcia U_{DC} . W odniesieniu do układów napędowych należy zwrócić uwagę na to, że wzrost amplitudy napięcia w obwodzie pośredniczącym powoduje proporcjonalny wzrost napięcia zaburzeń wspólnych i napięcia na wale. Ponieważ badania ilościowe prądów łożyskowych wskazują na silną zależność amplitud i częstości występowania prądów łożyskowych od poziomu napięcia na wale, co może to zwiększać ryzyko uszkodzenia łożysk.

Na rys.7.7 przedstawiono przebiegi napięcia i prądu CM w układzie z falownikiem ACRDCL. Zastosowanie aktywnego poziomowania napięcia pozwala ograni-

czyć amplitudę napięcia zaburzeń wspólnych (właściwości innych struktur falowników rezonansowych pod tym względem porównano w pracy [127]) oraz napięcia na wale, jednak problem eliminacji prądów zaburzeń wspólnych niskiej częstotliwości jest analogiczny do występującego w falowniku RDCL.



Rys. 7.7. Przebieg napięcia zaburzeń wspólnych i prądu w przewodzie PE.

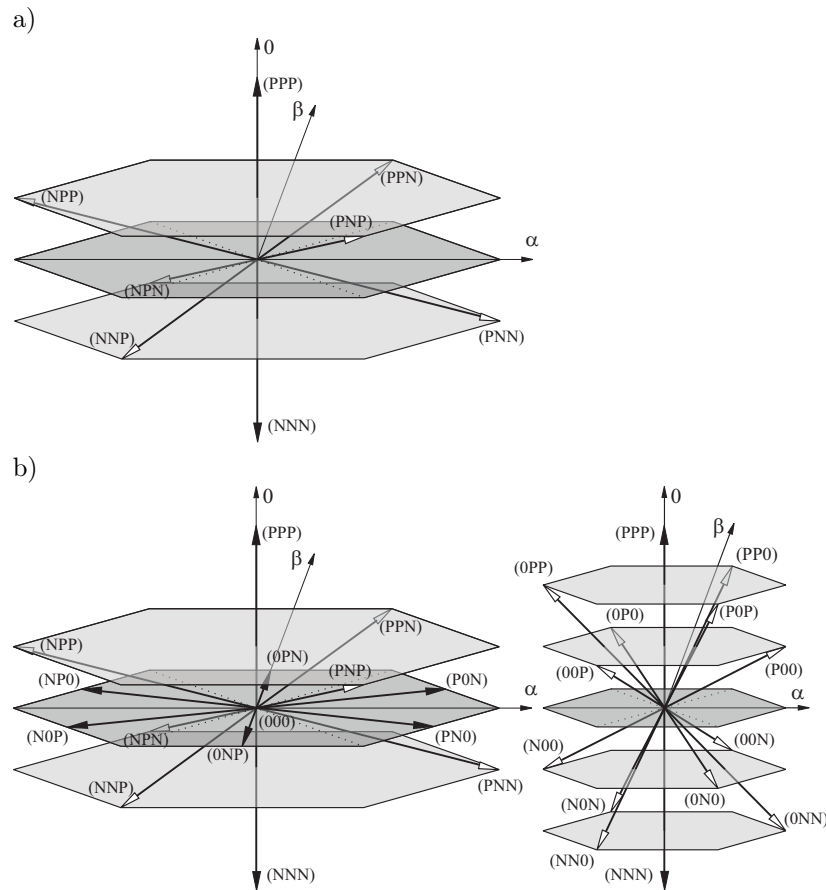
Nie ulega wątpliwości, że z punktu widzenia EMC układy miękkiego przełączania mają naturalne, korzystne właściwości, lecz podane powyżej przykłady wskazują, że ich stosowanie również musi być poprzedzone analizą właściwości torów zaburzeń i oddziaływania na inne aspekty kompatybilności elektromagnetycznej.

7.2.3. Falowniki wielopoziomowe

Topologia falowników wielopoziomowych umożliwia kształtowanie wyjściowych napięć fazowych z wykorzystaniem dodatkowych stanów wyjściowych napięć fazowych, tzw. poziomów. Większy stopień swobody w doborze stanów łączników pozwala na realizację algorytmów ze zmniejszonym poziomem napięcia zaburzeń wspólnych.

Na rys.7.8 pokazano układ wektorów bazowych dla wektora przestrzennego dla falownika dwu- i trójpoziomowego w układzie współrzędnych $\alpha - \beta - 0$.

W falowniku dwupoziomowym istnieją cztery poziomy napięcia zaburzeń wspólnych ($\pm 1/3 V_{DC}$, $\pm V_{DC}$). Realizacja modulacji sinusoidalnej PWM wymaga użycia wszystkich możliwych wektorów, a więc i wektorów zerowych (PPP) i (NNN), które wprowadzają maksymalną wartość napięcia CM ($\pm V_{dc}$). Przy modulacji SVM istnieje możliwość eliminacji wektorów zerowych, poprzez zastąpienie ich przeciwnymi wektorami aktywnymi. Można w ten sposób ograniczyć amplitudę napięcia CM do jednej trzeciej wartości napięcia obwodu pośredniczącego. Zastąpienie wektorów zerowych wektorami aktywnymi prowadzi jednak do zwiększenia zawartości wyższych harmonicznych napięć i prądów, zwiększenia amplitudy pulsacji prądu, zwiększenia tętnień momentu oraz liczby łączeń w okresie. Dodatkowym utrudnieniem w realizacji takich algorytmów jest konieczność uwzględnienia czasów martwych przy załączaniu wektorów spoza sektora, w którym realizowany jest wek-



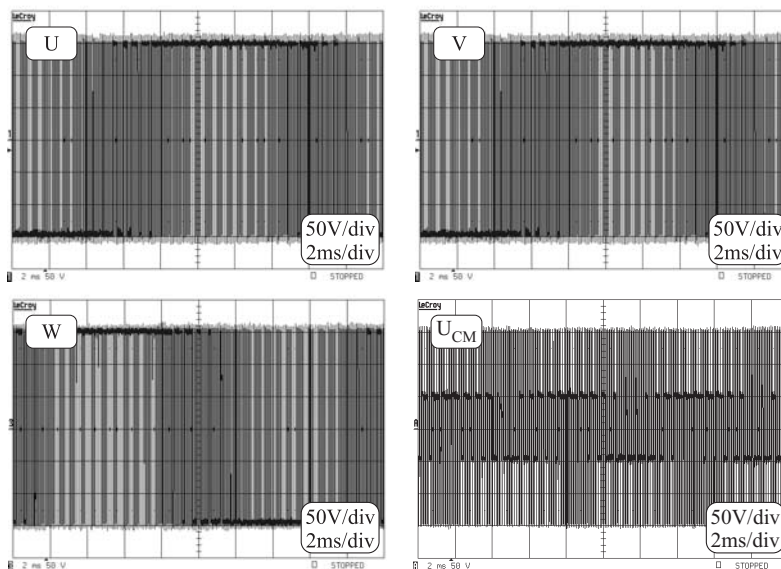
Rys. 7.8. Układ wektorów bazowych dla wektora przestrzennego w przestrzeni $\alpha - \beta - 0$ a) dla falownika dwupoziomowego, b) dla falownika trójpoziomowego.

tor przestrzenny. Próbę optymalizacji algorytmu sterowania redukującego napięcie CM zaprezentowano w pracy [112]. W eksperymentalnym układzie laboratoryjnym uzyskano pożądane zmniejszenia amplitudy napięcia CM, jednak wyniki zamieszczone w pracy nie pozwalają na pełną ocenę wpływu zastosowanego algorytmu sterowania na pogorszenie parametrów elektromechanicznych napędu. W pracy [218], dla układu prostownik sterowany-falownik, zaproponowano algorytm modulacji napięcia wg wektora przestrzennego (SVM), w którym dzięki odpowiedniej synchronizacji przełączeń prostownika i falownika, ograniczono amplitudę składowej zerowej napięcia do jednej trzeciej napięcia obwodu pośredniczącego. W falowniku trójpoziomowym istnieje siedem poziomów napięcia zaburzeń wspólnych ($0, 1/3 \pm V_{DC}, \pm 2/3V_{DC}, \pm V_{DC}$). Wektor zerowy napięcia na płaszczyźnie $\alpha - \beta$

tworzą trzy stany redundancyjne (000), (PPP), (NNN), a wektory wewnętrzne sześciokąta na tej płaszczyźnie wyznaczone są przez dwa stany, różniące się składową zerową (rys.7.8b).

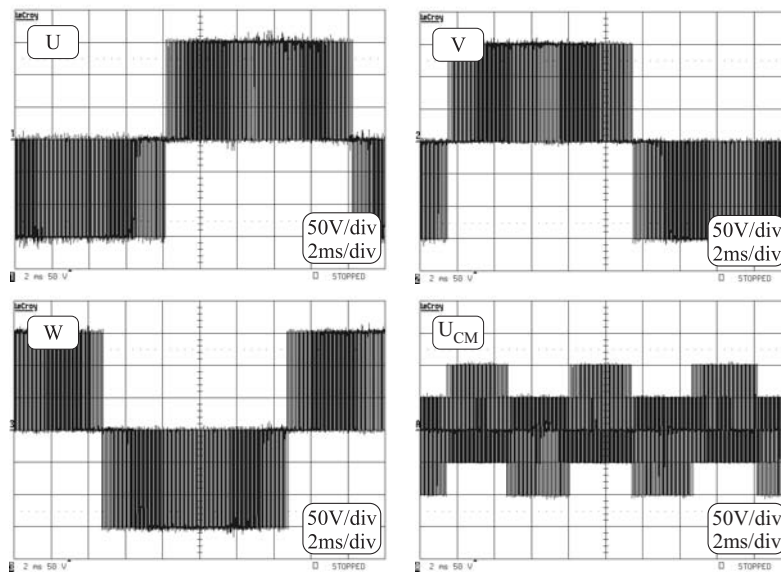
Badania eksperymentalne wykonano dla topologii falowników z izolowanymi mostkami, składającymi się z modułów zbudowanych z trójfazowych mostków IPM, realizujących struktury falownika dwu-, trzy-, i czteropoziomowego [94]. Na rys.7.9–7.11 przedstawiono przebiegi napięć zaburzeń wspólnych dla tych struktur, na rys.7.12 napięcia CM przy mniejszej podstawie czasu, a ich widma - na rys.7.13.

Przy modulacji sinusoidalnej, amplituda napięcia zaburzeń wspólnych zmniejsza się w stosunku odwrotnej proporcjonalności do liczby poziomów, dzięki temu, że nie wykorzystuje się wektorów napięcia o największej składowej zerowej. Fakt ten nie był dotychczas dostrzegany w literaturze przedmiotu, a właśnie on, a nie wielkość skoku napięcia zaburzeń wspólnych, w sposób istotny ułatwia projektowanie układów kompensacji napięcia CM, co zostanie dodatkowo wyjaśnione przy omawianiu tych układów w rozdz. 7.4. Dużo mniejsza amplituda napięcia zaburzeń wspólnych, a tym samym napięcia na wale, powoduje również znaczne ograniczenie ryzyka wystąpienia prądów łożyskowych w napędzanych silnikach.

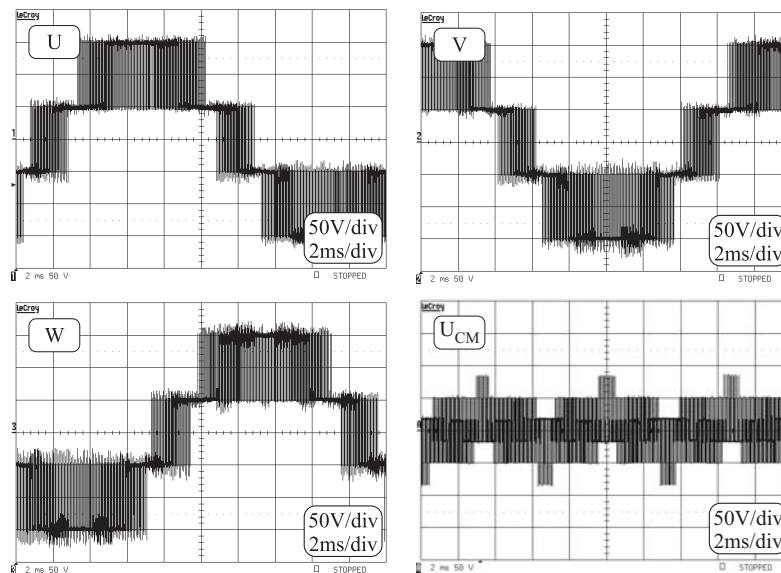


Rys. 7.9. Wyjściowe napięcia fazowe i napięcie zaburzeń wspólnych falownika dwupoziomowego.

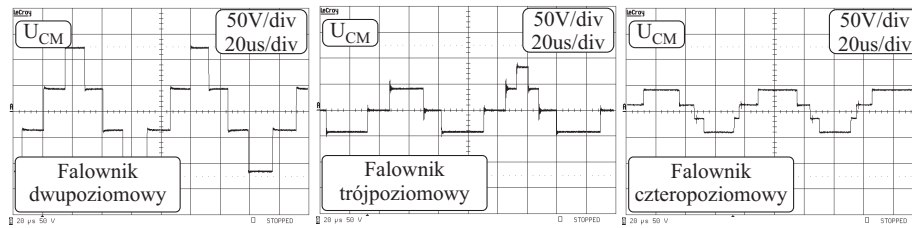
Efektom zwiększenia liczby poziomów falownika jest zmniejszenie amplitudy i wartości skutecznej prądów zaburzeń, na skutek zmniejszenia amplitudy i szybkości narostu skoków napięcia CM (Rys.7.14) [174]. Jest to bezpośrednią przyczyną obniżonych poziomów zaburzeń w falownikach wielopoziomowych



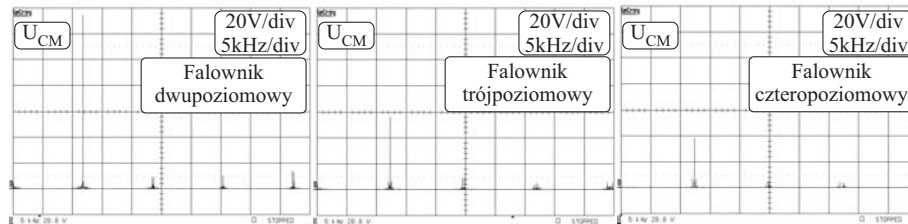
Rys. 7.10. Wyjściowe napięcia fazowe i napięcie zaburzeń wspólnych falownika trójpoziomowego.



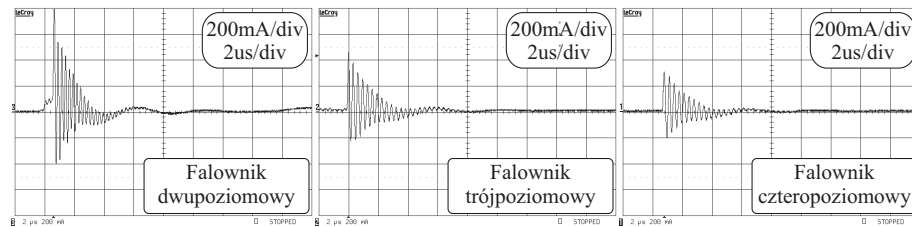
Rys. 7.11. Wyjściowe napięcia fazowe i napięcie zaburzeń wspólnych falownika czteropoziomowego.



Rys. 7.12. Przebiegi napięć zaburzeń wspólnych dla falownika dwu-, trój- i czteropoziomowego.



Rys. 7.13. Widma napięć zaburzeń wspólnych dla falownika dwu-, trój- i czteropoziomowego.

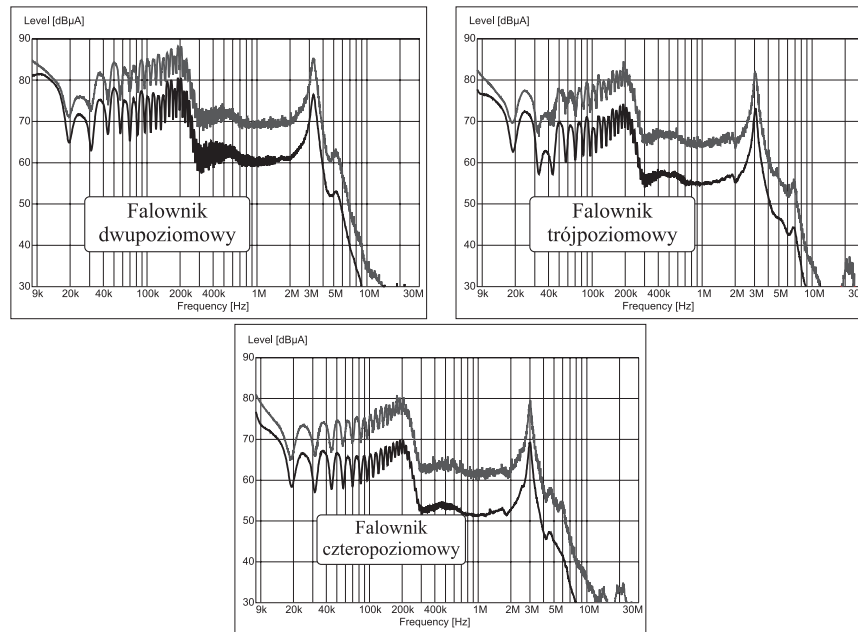


Rys. 7.14. Prądy zaburzeń wspólnych dla falownika dwu-, trój- i czteropoziomowego.

Na rys.7.15 przedstawiono widma prądów zaburzeń wspólnych zmierzonych sondą prądową po stronie obciążenia, w układach napędowych z falownikiem dwu-, trój- i czteropoziomowym. We wszystkich trzech przypadkach, w widmie występują dwie podstawowe częstotliwości tłumionych oscylacji przebiegów prądowych, których pochodzenie wyjaśniono w rozdz.5. Poziom rejestrowanych zaburzeń maleje wraz z liczbą poziomów w wyjściowych napięciach fazowych falowników.

W falowniku trójpoziomowym możliwe jest dalsze zmniejszenie poziomu napięcia CM, przy ograniczeniu do 19-tu liczby dostępnych stanów, tworzących wektory bazowe o zmniejszonej składowej zerowej [99]. Rozszerzenie tej procedury na falowniki wielopoziomowe podano w pracy [122].

Topologie falowników o nieparzystej liczbie poziomów pozwalają również na re-

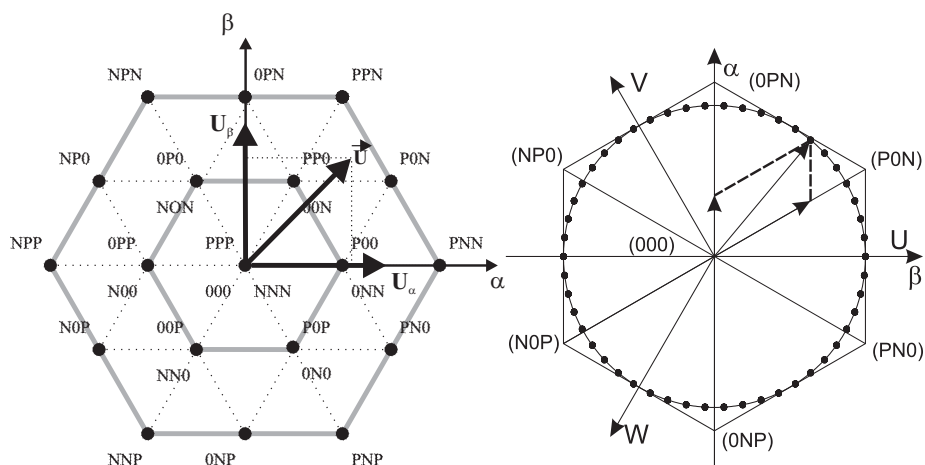


Rys. 7.15. Widma prądów zaburzeń wspólnych w układach napędowych z falownikiem dwu-, trój- i czteropoziomowym.

analizację algorytmów z zerowym napięciem zaburzeń wspólnych [26,218]. Algorytmy takie polegają na wykorzystaniu w sterowaniu tylko tych wektorów, dla których suma napięć fazowych jest równa zero (wektory leżące na płaszczyźnie $\alpha - \beta$ - rys.7.8 b)). W falowniku trójpoziomowym są to wektory odpowiadające stanom napięć fazowych (000, 0PN, NP0, N0P, 0NP, PN0, P0N). Na rys.7.16 przedstawiono diagram opisujący kształtowanie napięć wyjściowych metodą modulacji wektorowej z zerowym napięciem zaburzeń wspólnych (inna propozycję eliminacji napięcia CM w układach napędowych średniego napięcia, polegającą na przesunięciu fazowym funkcji modulowanych i modulujących przedstawiono w pracach [37,163]).

Wektory możliwe do wykorzystania przy sterowaniu z zerowym napięciem zaburzeń wspólnych tworzą układ wektorów bazowych w płaszczyźnie $\alpha - \beta$, który pozwala na kształtowanie napięć z wykorzystaniem modulatora wektorowego, realizującego trajektorię okręgu [37,163]. W celu sterowania takiego układu wykorzystuje się klasyczny algorytm sterowania falownika dwupoziomowego z modulatorem wektorowym (SVM), korzystając z wektorów bazowych falownika trójpoziomowego leżących w płaszczyźnie $\alpha - \beta$ i przesuniętych o kąt $\pi/6$ względem wektorów falownika dwupoziomowego.

Ograniczenie liczby dostępnych wektorów (7 z 27 w przypadku falowników trójpoziomowych) powoduje, że efekt eliminacji napięcia zaburzeń wspólnych w falownikach o nieparzystej liczbie poziomów wiąże się ze znacznym zwiększeniem



Rys. 7.16. Dostępne wektory sterujące falownika trójpoziomowego, dostępne wektory sterujące falownika trójpoziomowego przy sterowaniu z zerowym napięciem zaburzeń wspólnych.

zawartości wyższych harmonicznnych w napięciach wyjściowych. Z uwagi na nieuniknione różnice w dynamicznych przebiegach napięć wyjściowych łączników oraz konieczność stosowania czasów martwych, w układach rzeczywistych pojawia się niewielkie napięcie zaburzeń wspólnych o charakterze impulsowym [218]. Ostatnio, zaproponowano algorytm sterowania z kompensacją tych czasów [123]. Wydaje się jednak, że przynajmniej w układach niskiego napięcia, do kompensacji impulsowego napięcia zaburzeń wspólnych, o wiele prostsze byłoby zastosowanie pasywnego kompensatora napięcia zaburzeń wspólnych, który będzie opisany w p. 7.4.

7.3. Pasywne metody kształtowania widma zaburzeń

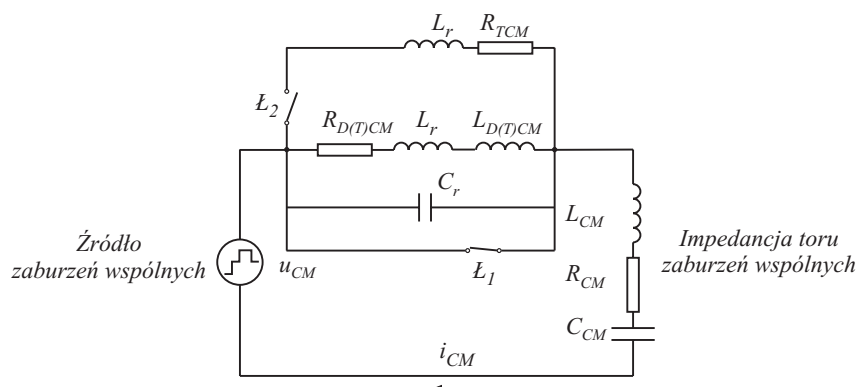
Topologie i właściwości komercyjnie dostępnych filtrów, od najprostszych elementów L i C , po układy filtrów wielostopniowych, są ogólnie znane [26,199,209,211]. Racjonalne, z punktu widzenia technicznego i ekonomicznego, zasady ich stosowania muszą jednak brać pod uwagę zarówno rodzaj zaburzeń (CM, DM), jak i możliwość oddziaływania elementów składowych filtru - szczególnie indukcyjnych - z pasożytniczymi parametrami dróg rozprzysku zaburzeń.

Poniżej, na przykładzie napędu dwukwadrantowego z silnikiem indukcyjnym klatkowym, przedstawiono analizę oddziaływania indukcyjnych pasywnych elementów tłumiących, na kształt i amplitudę prądów zaburzeń wspólnych, ich widmo oraz, dodatkowo, na poziom napięcia na wale silnika. Badano wpływ dławików silnikowych, dławika CM i transformatora CM.

Analizę oddziaływania filtrów indukcyjnych na parametry toru zaburzeń wspólnych przeprowadzono w pracach [77,81,86,87,91,143]. Dławiki silnikowe stanowią opcjonalne wyposażenie napędu lub dobierane są wg zaleceń producenta (w badanym układzie zastosowano dławiki silnikowe o indukcyjnościach $L_{DDM} = 1.1mH$). Poprzez dodatkową indukcyjność oddziałują one zarówno na prądy różnicowe, jak i wspólne. Istotnym ograniczeniem stosowania tych filtrów są spadki napięć w torze zaburzeń różnicowych wynikające z przepływu prądów roboczych.

Wady tej nie posiadają dławiki CM (dławik skompensowany), w których z definicji strumień magnetyczny w rdzeniu wywołwany jest przepływem prądu zaburzeń wspólnych. Umożliwia to znaczne zwiększenie dodatkowej indukcyjności toru zaburzeń CM, lecz ograniczeniu amplitudy prądu CM towarzyszy zmniejszenie współczynnika tłumienia toru CM. Zwiększenie tłumienia można uzyskać przy zastosowaniu transformatora CM. Powstaje on poprzez dodanie do dławika CM, dodatkowego uzwojenia tłumiącego. Energia prądu CM, transformowana do uzwojenia wtórnego, jest rozpraszana w rezystorze tłumiącym, zawierającym uzwojenie wtórne transformatora.

Wpływ dodatkowej szeregowej indukcyjności na przebiegi prądu CM można określić na podstawie, przedstawionego na rys.7.17, jednofazowego schematu zastępczego obwodu CM. Analiza dotyczy jednooczkowego obwodu zaburzeń opisanego w rozdziale 3. Przedstawiony obwód umożliwia realizację układu bez filtra (zamknięty łącznik L_1 , otwarty łącznik L_2), z dławikami szeregowymi i dławikiem CM (otwarte łączniki L_1 i L_2), oraz transformatorem CM (otwarty łącznik L_1 , zamknięty łącznik L_2). Parametry L_r i C_r reprezentują indukcyjności i pojemności rozproszenia dławików (transformatora).



Rys. 7.17. Jednofazowy schemat obwodu zastępczego obwodu CM z indukcyjnymi elementami tłumiącymi.

W układzie bez filtrów, po wprowadzeniu współczynnika tłumienia i impedancji charakterystycznej toru zaburzeń oraz pominięciu parametrów rozproszenia,

równanie odpowiedzi prądowej na skok jednostkowy napięcia ($E = 1/3U_{DC}$) ma postać:

$$i_{CM}(t) = \frac{E}{\sqrt{1 - \varsigma^2} \omega_n t},$$

gdzie:

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{L_{CM} C_{CM}}} - \text{częstotliwość własna obwodu bezstratnego, } \varsigma = \frac{R_{CM}}{2} \sqrt{\frac{C_{CM}}{L_{CM}}}$$

- współczynnik tłumienia toru, $Z_0 = \sqrt{\frac{L_{CM}}{C_{CM}}}$ - impedancja charakterystyczna toru.

Dla układów z dławikami szeregowymi i z dławikiem CM, zwiększa się reaktancja indukcyjna i zmniejsza się amplituda, częstotliwość drgań własnych oraz współczynnik tłumienia toru [143]:

$$i_{CM}(t) = \frac{E}{\sqrt{n - (m\varsigma)^2} Z_0} e^{-(w\varsigma\omega_n/n)t} \sin \sqrt{n - (m\varsigma)^2} \frac{\omega_n}{n} t \quad (7.1)$$

gdzie: $n = \frac{L_{DCM} + L_{CM}}{L_{CM}}$, $m = \frac{R_{DCM} + R_{CM}}{R_{CM}}$ (zazwyczaj $n \gg m$). Uwzględnienie w obwodzie zastępczym pojemności rozproszenia C_r prowadzi do pojawienia się w odpowiedzi prądowej niewielkiej oscylacji o dużej częstotliwości.

Zaletą układu z transformatorem CM jest możliwość uzyskania aperiodycznej odpowiedzi na wymuszenie skokiem jednostkowym, poprzez odpowiedni dobór rezystora tłumiącego. Oznacza to poszukiwanie pierwiastków rzeczywistych równania charakterystycznego trzeciego rzędu:

$$I_{CM}(s) = \frac{C_{CM} (s L_{TCM} + R_{TCM}) E}{s^3 L_{TCM} L_{CM} C_{CM} + s^2 (T_{TCM} + L_{CM}) C_{CM} R_{TCM} + s L_{TCM} + R_{TCM}} \quad (7.2)$$

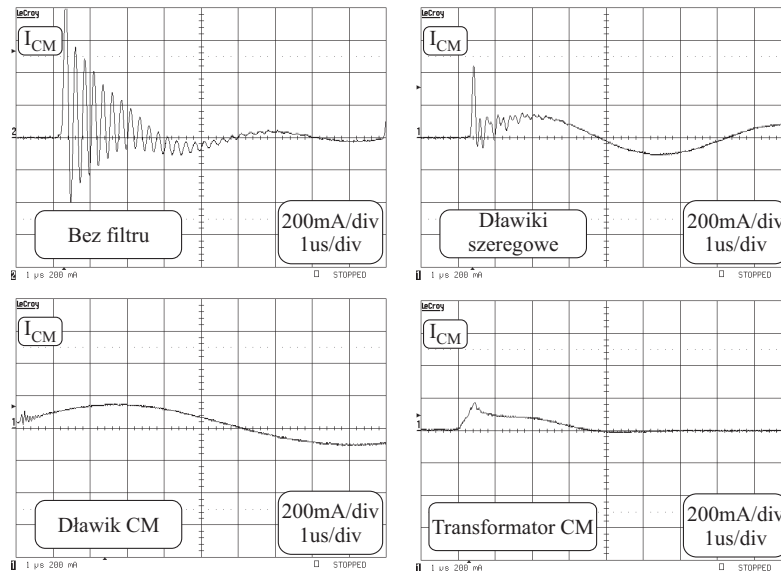
Zakres wartości rezystancji, zapewniających aperiodyczny kształt prądu CM, określa warunek:

$$2\sqrt{\frac{L_{CM}}{C_{CM}}} \frac{L_{TCM}}{L_{TCM} + L_{CM}} \leq R_{TCM} \leq \frac{1}{2} \sqrt{\frac{L_{TCM}}{C_{CM}}} \frac{\sqrt{L_{TCM}} (L_{TCM})}{\sqrt{(L_{TCM} + L_{CM})^3}} \quad (7.3)$$

Graniczne wartości uzyskane dla tego warunku pokrywają się z uproszczonym rozwiązaniem zamieszczonym w [143].

Na rys.7.18 przedstawiono wyniki pomiarów prądów zaburzeń wspólnych w układzie napędowym z przemiennikiem częstotliwości P1 i silnikiem S1 w konfiguracji: bez wyjściowych filtrów pasywnych, z dławikami szeregowymi, z dławikiem zaburzeń wspólnych oraz transformatorem zaburzeń wspólnych. Odpowiadające im widma zaburzeń pokazano na rys.7.19. W trakcie wykonywania pomiarów zachowano niezmienną konfigurację okablowania i uziemień. W celu zapewnienia możliwości dokonywania porównań wyników uzyskanych w układach z dławikiem zaburzeń wspólnych i transformatorem zaburzeń wspólnych, pomiar w układzie

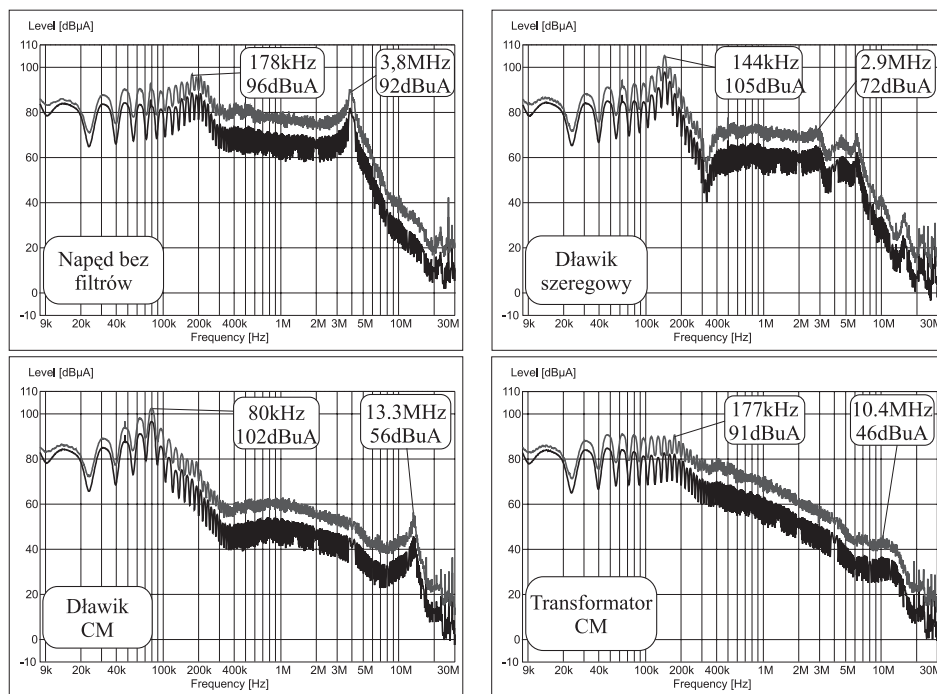
z dławikiem CM wykonano przy użyciu transformatora CM z rozwartym uzwojeniem wtórnym ($L_{TCM} = 22\text{mH}$ przy częstotliwości 10 kHz, $R_{TCM} = 500\Omega$). Taki sposób wykonywania pomiarów umożliwił bezpośrednią obserwację wpływu dodatkowego tłumienia na kształt prądów zaburzeń.



Rys. 7.18. Oddziaływanie filtrów pasywnych na prąd zaburzeń wspólnych.

Oscylogramy i widma prądów pokazują, że zarówno dławiki szeregowe, jak i dławik zaburzeń wspólnych powodują silne tłumienie wysokoczęstotliwościowej składowej prądów zaburzeń, występującej w obwodzie bez filtrów przy częstotliwości ok. 3,8 MHz. W obydwu przypadkach, wskutek zwiększenia indukcyjności toru i zmniejszenia współczynnika tłumienia, nastąpiło przesunięcie częstotliwości rezonansowej obwodu prądu zaburzeń w stronę niskich częstotliwości leżących w paśmie CISPR A. Jest to zjawisko niekorzystne dla efektywności działania kondensatora pomiędzy radiatorem a szynami obwodu DC, jako elementu odcinającego przepływ zaburzeń do sieci zasilającej. Obserwowany w układzie z dławikami szeregowymi, przepływ niewielkiej składowej prądu wysokiej częstotliwości (ok. 2,9 MHz), spowodowany jest pojemnościami międzyzwojowymi dławików szeregowych. Pojemności te są dużo mniejsze w dławiku zaburzeń wspólnych, stąd składowe widma od tych prądów mają dużo większą częstotliwość i znacznie mniejsze poziomy. W obydwu przypadkach poziom zaburzeń jest jednak niewielki.

Analizując widmo w paśmie jedynie CISPR B, można byłoby dojść do wniosku, że najlepszym rozwiązaniem jest zastosowanie dławika CM. Jednak w paśmie CISPR A, poziom zaburzeń przy częstotliwości ok. 80 kHz jest nawet większy od

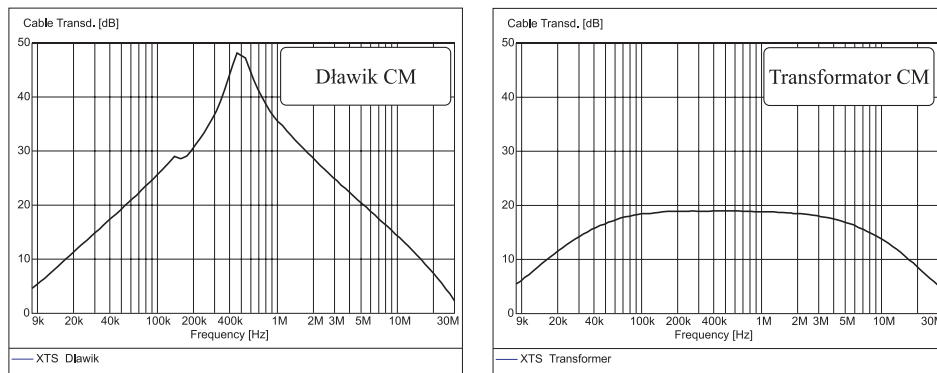


Rys. 7.19. Oddziaływanie pasywnych filtrów indukcyjnych na widmo prądów zaburzeń wspólnych.

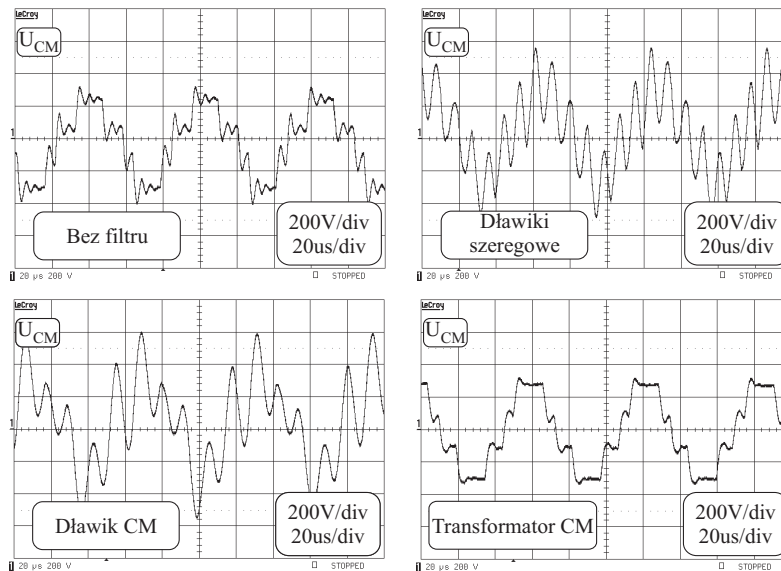
maksymalnego poziom w układzie bez filtrów. Przy zastosowaniu transformatora CM, dzięki zwiększonemu tłumieniu całego toru CM, można uzyskać „wygładzenie” widma prądu zaburzeń wspólnych, pomimo to, że sam transformator CM ma mniejsze tłumienności wtrąceniowe w paśmie CISPR A niż dławik CM (rys.7.20). Efektem działania transformatora CM jest także znaczne zmniejszenie wartości skutecznej prądu. Mod zaburzeń o częstotliwości 178 kHz, ze względu na zmianę charakteru przebiegu prądu - z tłumionego oscylacyjnego na wykładniczy- ma poziom o kilka decybeli niższy niż w układzie bez filtrów.

Na rys.7.21 przedstawiono przebiegi napięcia zaburzeń wspólnych w punkcie neutralnym uzwojeń silnika dla wszystkich czterech przypadków, a przebiegi napięcia na wale na rys.7.22.

Zmniejszony współczynnik tłumienia toru zaburzeń CM w układach z dławikami szeregowymi i dławikiem CM powoduje zwiększenie amplitudy oscylacji napięcia zaburzeń wspólnych. Zwiększona wartość tego napięcia przenosi się na wał, poprzez dzielnik pojemnościowy złożony z pojemności pasożytniczych wewnątrz silnika.



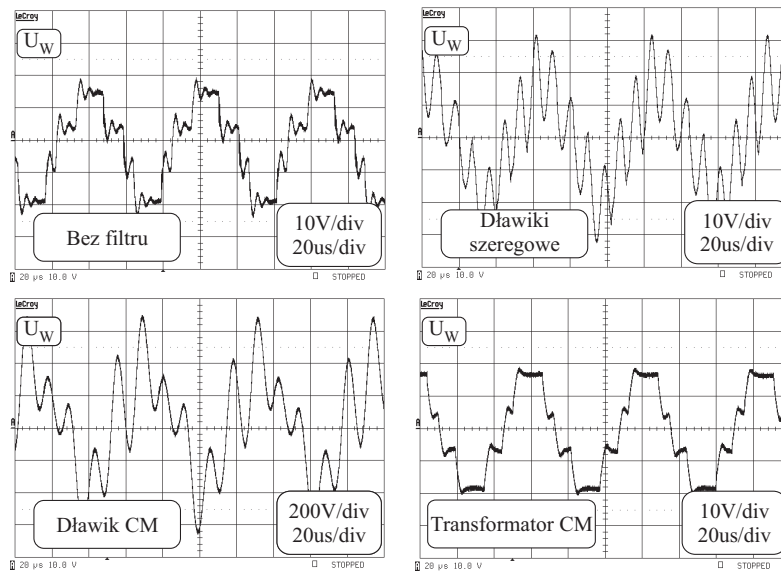
Rys. 7.20. Tłumienności wręceniowe dławika CM i transformatora CM.



Rys. 7.21. Oddziaływanie filtrów pasywnych na napięcie w punkcie neutralnym uzwojeń silnika.

W układach z dodatkową szeregową indukcyjnością należy się liczyć z wystąpieniem prądów łożyskowych o dużych amplitudach. Ponieważ energia wyładowania EDM jest proporcjonalna do kwadratu prądu wyładowania, więc znaczna amplituda napięcia na wale stanowi poważne zagrożenie zniszczeniem łożyska.

W układzie z transformatorem zaburzeń wspólnych, dzięki tłumiącym właściwościom uzwojenia wtórnego, następuje zanik oscylacji napięcia CM i tym samym,



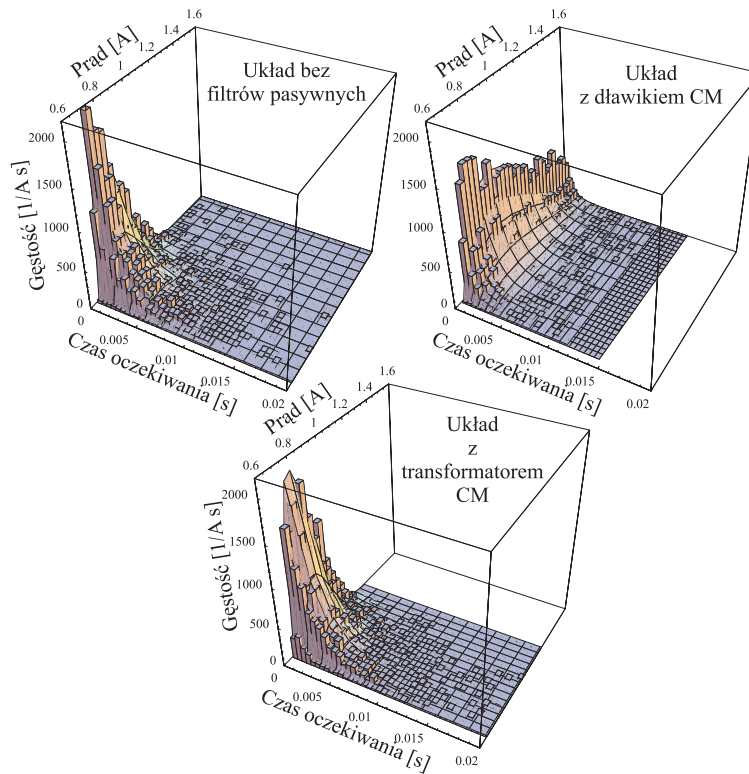
Rys. 7.22. Oddziaływanie filtrów pasywnych na napięcie na wale.

napięcia na wale. Zastosowanie transformatora zaburzeń wspólnych umożliwia więc jednocześnie zmniejszenie amplitudy i wartości skutecznej prądów zaburzeń wspólnych oraz amplitudy oscylacji w napięciu na wale, a tym samym zmniejsza ryzyko wystąpienia prądów EDM.

Na rys.7.23 przedstawiono histogramy oraz rozkłady analityczne amplitud prądów łożyskowych i czasów oczekiwania na przebicie w układzie napędowym: bez filtrów pasywnych, z dławikiem zaburzeń wspólnych oraz z transformatorem zaburzeń wspólnych.

Przedstawione histogramy potwierdzają wnioski jakościowe, które można było wyciągnąć z przebiegów napięć na wale, oraz przydatność proponowanej metody statystycznej do ilościowej oceny tego aspektu kompatybilności elektromagnetycznej przekształtnikowych układów napędowych

Oprócz filtrów zmniejszających narost napięcia du/dt (w szczególności napięcia CM), stosowane są filtry zapewniające sinusoidalny kształt napięć wyjściowych falownika, tzw. filtry sinusoidalne [4,172,173,212]. Działanie filtru sinusoidalnego, zaproponowanego przez Duomoto i Akagi powoduje wytworzenie na elementach indukcyjnych napięcia CM, które kompensuje napięcie CM falownika. Z uwagi na wiele podobieństw do układu aktywnej kompensacji tego napięcia, właściwości tego filtru zostały omówione w rozdziale 7.4, dotyczącym metod kompensacji źródła napięcia CM.



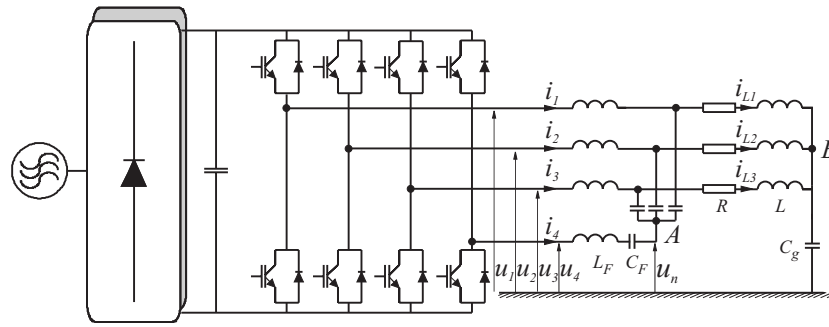
Rys. 7.23. Rozkłady prądów łożyskowych w napędach: bez filtrów pasywnych, z dławikiem zaburzeń wspólnych i transformatorem zaburzeń wspólnych.

7.4. Kompensacja źródła zaburzeń wspólnych

Wydzielenie i lokalizacja w układzie źródeł zaburzeń różnicowych i wspólnych pozwala na efektywną eliminację tych zaburzeń, bez pogorszenia właściwości energetycznych przekształtnika, poprzez oddzielną bądź łączną kompensację tych źródeł. Kompensację taką można uzyskać z wykorzystaniem równoległych i szeregowych filtrów aktywnych [37,49] a podobny efekt uzyskuje się przy użyciu pasywnych filtrów sinusoidalnych z zerowym napięciem zaburzeń wspólnych.

W połowie lat dziewięćdziesiątych zaproponowano aktywny sposób eliminacji napięcia zaburzeń wspólnych w układzie napięciowego, trójfazowego falownika czterogłęziowego (analizę pracy i sposoby modulacji falownika czterogłęziowego można znaleźć w [56,100,118,157,167,219,220]). Falownik taki, wyposażony w czterofazowy filtr LC, może być rozważany jako klasyczny falownik trójgłęziowy z aktywnym filtrem równoległym (rys.7.24).

Kompensujące działanie układu polega na takim przełączaniu dodatkowej ga-



Rys. 7.24. Równoległy filtr napięcia zaburzeń wspólnych.

łęzi, by wypadkowe napięcie CM czterech faz, a tym samym napięcie względem ziemi w punkcie A było równe zero:

$$u_1(t) + u_2(t) + u_3(t) + u_4(t) = 0 \quad (7.4)$$

Równanie (7.4) nakłada ograniczenia na dostępne stany przełączeń falownika trójfazowego. W stanie załączenia zawsze muszą być dwa górne i dwa dolne łączniki, co oznacza, że niedostępne są stany zerowe (NNN, PPP). Ogranicza to zakres głębokości modulacji - do $M = 0,66$ dla modulacji sinusoidalnej, i $M = 0,75$ przy algorytmie modulacji wg wektora przestrzennego, zaproponowanym przez autorów koncepcji. Przy założeniu symetrycznego obciążenia, napięcie w punkcie A można wyrazić jako funkcję napięcia u_4 :

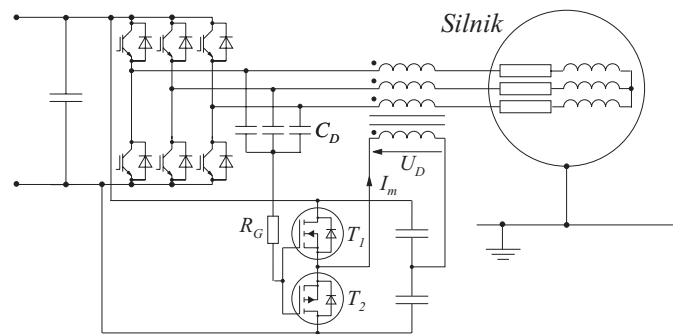
$$\frac{u_n}{u_4} = \frac{s^2 L_F + s R_F}{s^4 b_4 + s^3 b_3 + s^2 b_2 + s b_1 + b_0}, \quad (7.5)$$

gdzie współczynniki tego równania charakterystycznego są funkcjami parametrów obwodu. Równanie to przewiduje zjawiska rezonansowe w czwartej fazie falownika, i takie zostały zauważone w badaniach laboratoryjnych autorów koncepcji [69].

Do wad proponowanego rozwiązania zaliczyć można: konieczność stosowania układów realizujących bardziej skomplikowany algorytm sterowania, brak możliwości pełnej kompensacji napięcia zaburzeń wspólnych w punkcie B [75] oraz niesymetrii filtru dla składowej CM [69].

Bardziej obiecujące, choć również nie pozbawione wad są układy szeregowej kompensacji napięcia zaburzeń wspólnych. Na rys.7.25 przedstawiono schemat szeregowego aktywnego kompensatora napięcia CM zaproponowanego w pracy [145]. Parametry filtru zastosowanego w układzie z przemiennikiem częstotliwości P1 i silnikiem S2 przedstawiono w Dodatku C.

Kompensacja polega na detekcji napięcia zaburzeń wspólnych za pomocą układu kondensatorów (C_D), wytworzeniu napięcia dodatkowego U_D w układzie wtórni-



Rys. 7.25. Szeregowy filtr aktywny składowej napięcia CM.

ka (T_1, T_2) oraz dodaniu go, z przeciwną polaryzacją, do napięć fazowych za pomocą wysokoczęstotliwościowego transformatora dodatkowego CM. Dokładną analizę pracy układu i wymagań dotyczących jego elementów przedstawiono w pracach [86,94,145,187,192].

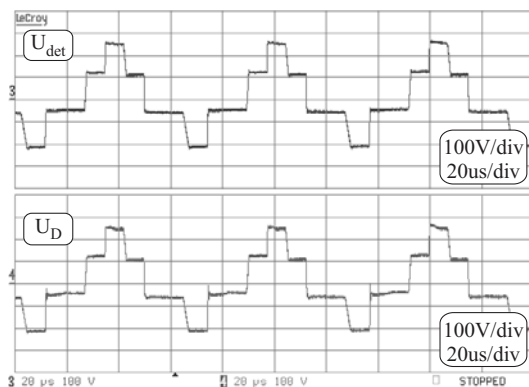
Oryginalny układ aktywnego filtra szeregowego napięcia CM zrealizowano z zastosowaniem komplementarnej pary tranzystorów bipolarnych o napięciach przebicia 400 V, co jak na razie, ogranicza obszar zastosowań takiego układu do sieci o standardzie zasilania 3×110 V. W pracach [86,94,192] z udziałem autora, rozszerzono jego możliwości aplikacyjne na sieć niskiego napięcia o standardzie 3×230 V, dzięki zastosowaniu, w miejsce tranzystorów bipolarnych, tranzystorów MOSFET o napięciach przebicia 600 V. Warunkiem poprawnej pracy filtra jest bardzo dokładne, bez przesunięć fazowych, odwzorowanie przebiegu napięcia zaburzeń wspólnych (z uwzględnieniem zbroczy) na wyjściu wtórnika. Rezultat otrzymany w badanym układzie przedstawiono na rys.7.26.

Dla zbroczy o czasie narostu powyżej 200 ns, napięcie na wyjściu wtórnika, niemal idealnie odwzorowuje kształt napięcia zaburzeń wspólnych. Dla krótszych czasów powstaje niewielka oscylacja wysokiej częstotliwości, spowodowana procesami odprowadzenia ładunku z bramki tranzystora. Eksperymentalnie sprawdzono, że nie powodowało to znaczącego pogorszenia jakości kompensacji.

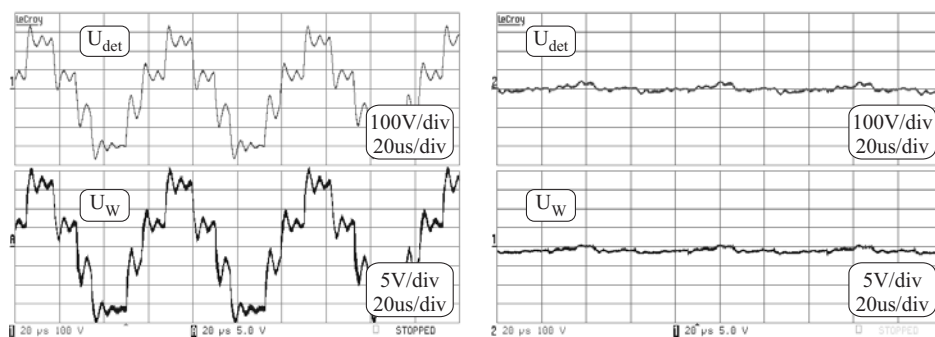
Na rys.7.27 przedstawiono efekt oddziaływania kompensatora na napięcie zaburzeń wspólnych w punkcie neutralnym uzwojeń silnika i napięcie na wale.

Kompensacja obydwu napięć jest niemal całkowita. Resztkowa wartość napięcia na wale nie jest w stanie wywołać wyładowczych prądów łożyskowych. Znaczemu ograniczeniu ulegają również prądy zaburzeń wspólnych (rys.7.28).

Z przedstawionego na rys.7.29 jednofazowego schematu zastępczego układu z aktywnym kompensatorem szeregowym wynika, że obwód prądu magnesującego transformatora dodatkowego zamyka się całkowicie w układzie kompensatora, omijając obwód obciążenia. Straty mocy w układzie wtórnika są niezależne od mocy



Rys. 7.26. Napięcie z układu detekcji U_{det} oraz napięcie dodatkowe U_D .

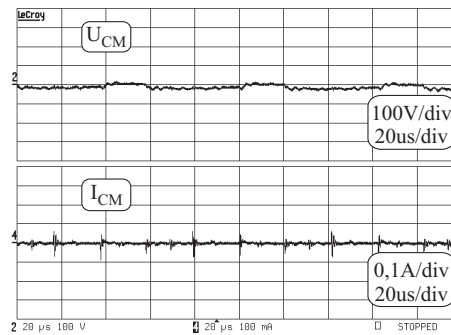


Rys. 7.27. Napięcie w punkcie neutralnym i napięcie na wale w układzie bez filtrów i z filtrem aktywnym.

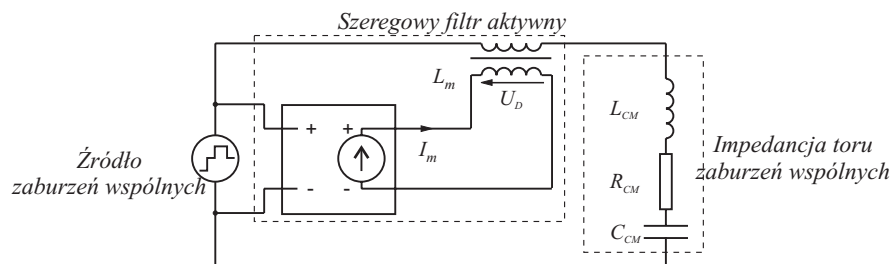
obciążenia [187,192], a przy projektowaniu transformatora dodatkowego należy jedynie uwzględnić wielkość prądów roboczych.

Analiza strat mocy w układzie wtórnika wykonana w pracach [192] pokazuje, że stanowią one jedynie niewielką część mocy znamionowej układu. Są one jednak silnie zależne od częstotliwości nośnej, co pokazano na rys.7.30. Straty powodowane są przepływem prądu magnesującego w obwodzie transformatora dodatkowego, który w przypadku małej częstotliwości przełączeń może ulegać nasyceniu. Ogranicza to obszar zastosowań tego kompensatora do układów o wyższych częstotliwościach przełączeń.

Zerowe napięcie CM na zaciskach obciążenia można również uzyskać w układzie z filtrem sinusoidalnym zaproponowanym w pracy [113]. Schemat układu napędo-



Rys. 7.28. Napięcie zaburzeń wspólnych i prąd zaburzeń wspólnych w przewodzie uziemiającym silnika w układzie z filtrem aktywnym.



Rys. 7.29. Schemat szeregowego filtra aktywnego napięcia CM.

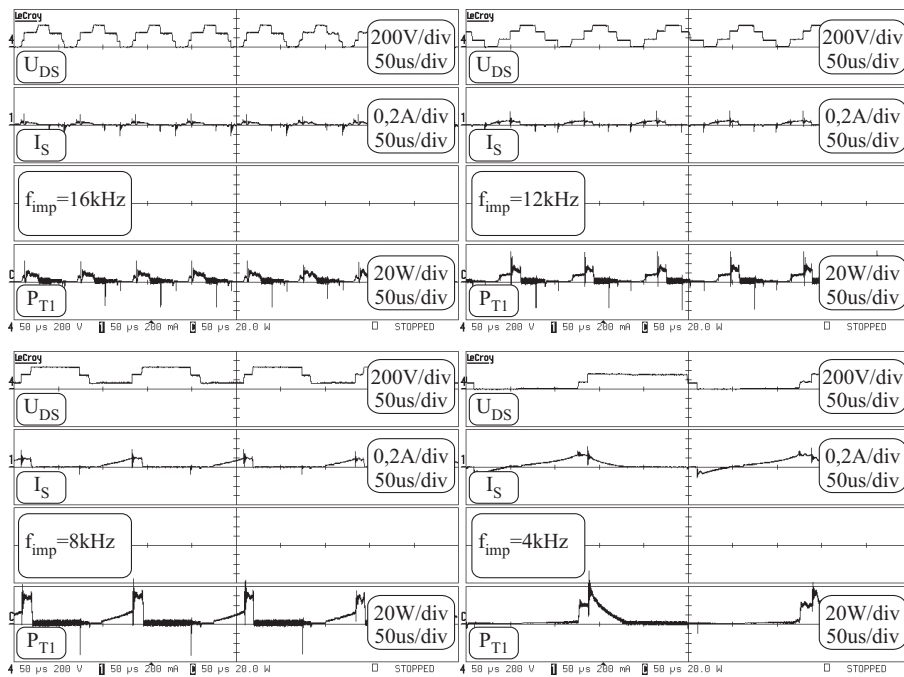
wego z takim filtrem, stanowiącym kombinację filtrów CM i DM typu gamma, przedstawiono na rys.7.31. Parametry filtra podano w Dodatku C.

Prąd CM płynący przez szeregowy indukcyjności układu filtra wytwarza na nich spadki napięć (rys.7.32), które kompensują napięcie CM na wyjściu falownika (dzięki dużej wartości indukcyjności dławika CM), przez co na wyjściu układu filtra uzyskuje się zerowe napięcie CM. Jednocześnie, filtr zaburzeń różnicowych zapewnia sinusoidalny kształt napięć międzyfazowych na zaciskach obciążenia (rys.7.33).

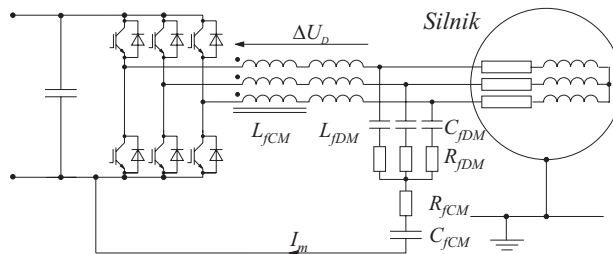
Jednofazowy schemat zastępczy układu kompensatora pokazano na rys.7.34. Porównanie tego modelu z modelem przedstawionym na rys.7.27 pokazuje, że układy te różnią się przede wszystkim sposobem wytwarzania napięcia kompensującego. Oznacza to m.in., że wspólny dla tych układów będzie problem nasycania się elementów indukcyjnych. Jest to czynnik krytyczny, warunkujący poprawną pracę obydwu układów. Szczegółowej analizy tego problemu dokonano w pracy [179].

Na rys.7.35 przedstawiono napięcie kompensujące oraz prąd magnesujący dla różnych częstotliwości wyjściowych falownika.

Dla liniowej części charakterystyki pracy dławika CM, prąd magnesujący jest proporcjonalny do całki z napięcia kompensującego. Początek nieliniowej części



Rys. 7.30. Napięcie dren źródła (U_{DS}), prąd źródła (I_S) oraz moc rozpraszana w jednym z tranzystorów wtórniaka (P_{T1}) w zależności od częstotliwości impulsowania.

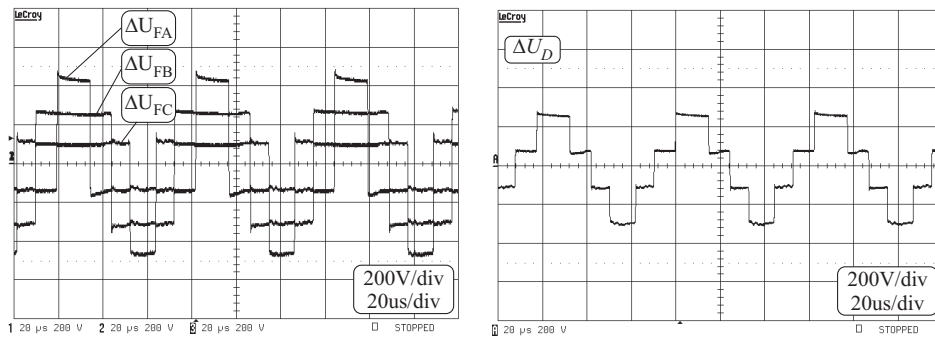


Rys. 7.31. Filtr sinusoidalny z zerowym napięciem zaburzeń wspólnych.

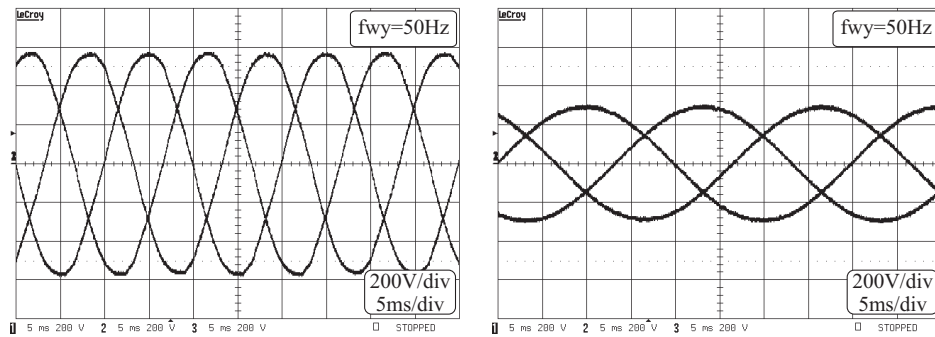
pracy określa indukcja nasycenia, podawana jako parametr rdzenia. Korzystając z prawa Faradaya, wartość indukcji można zapisać jako:

$$B = \frac{\Phi}{S} = \frac{1}{SN} \int u_{CM} dt, \quad (7.6)$$

gdzie: N - ilość zwojów jednej fazy dławika, S - pole przekroju poprzecznego rdzenia.



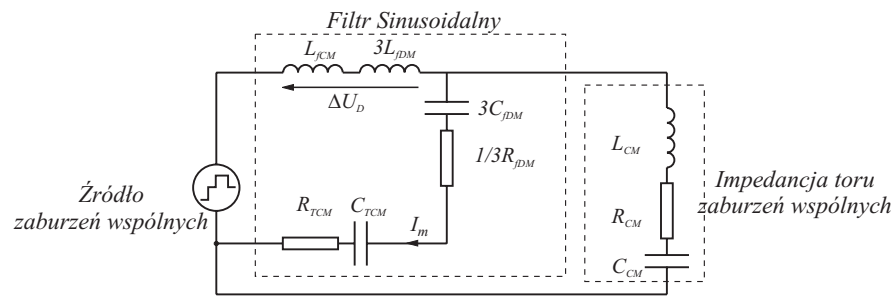
Rys. 7.32. Spadki napięć na szeregowo połączonych dławikach filtra oraz napięcie dodawcze U_D .



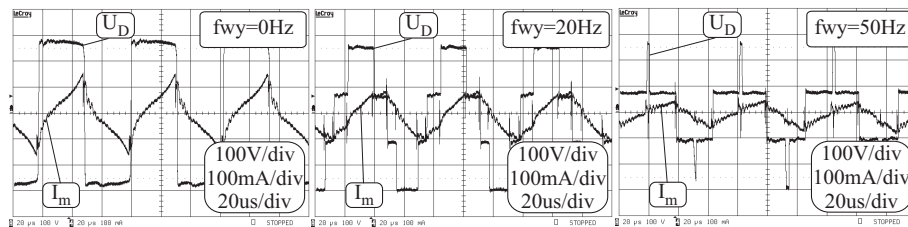
Rys. 7.33. Napięcia międzyfazowe na zaciskach silnika w układzie z filtrem sinusoidalnym o zerowym napięciu CM.

Oznacza to, że wartość prądu kompensującego rośnie liniowo z czasem trwania „półki” napięcia kompensującego. Przy modulacji sinusoidalnej PWM, wielkość prądu magnesującego zależy zatem od częstotliwości fali nośnej i głębokości modulacji. Zwiększenie czasu trwania i/lub wartości napięcia może powodować nasycenie się rdzenia dławika CM (0 Hz na rys.7.35).

W falownikach wielopoziomowych, o tym samym napięciu DC, gdzie jak pokazano na rys.7.9–7.11, amplituda napięcia zaburzeń wspólnych jest mniejsza, kompensacja tego CM - ze względu na mniejsze problemy z nasyceniem rdzeni - jest łatwiejsza i rozmiary filtra mogą być mniejsze.

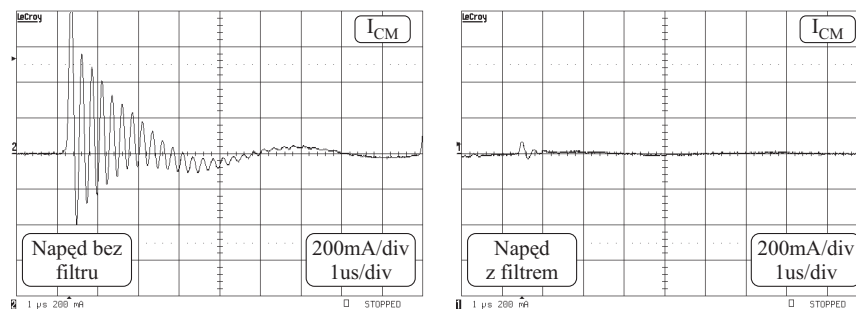


Rys. 7.34. Jednofazowy model zastępczy napędu z filtrem sinusoidalnym o zerowym napięciu CM.

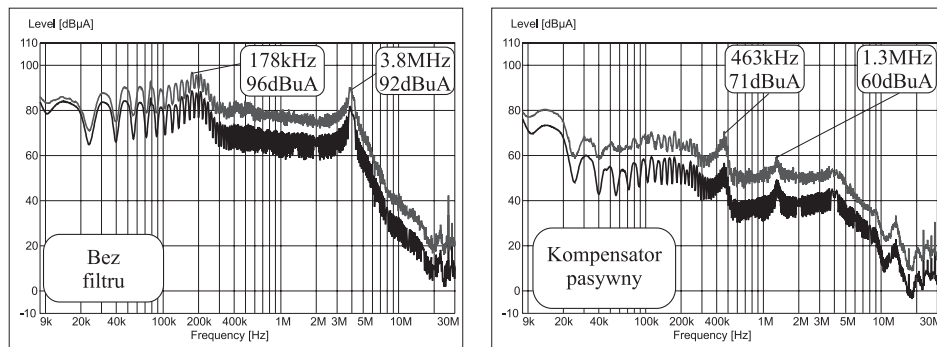


Rys. 7.35. Napięcie dodatkowe oraz prąd magnesujący dla różnych częstotliwości wyjściowych falownika.

Na rys.7.36 przedstawiono prąd zaburzeń wspólnych, przed i po kompensacji, mierzony w przewodzie uziemiającym silnika S1 zasilanego z przemiennika częstotliwości P1 (Dodatek C). Widma, odpowiadające tym prądom przedstawiono na rys.7.37.



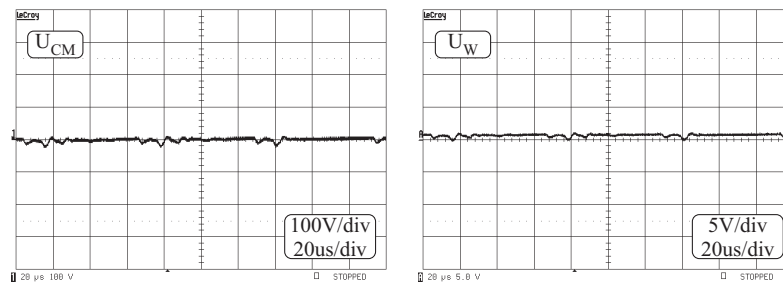
Rys. 7.36. Prąd zaburzeń wspólnych w układzie przed i po kompensacji.



Rys. 7.37. Widma prądu zaburzeń wspólnych po stronie silnika przed i po kompensacji.

Zastosowanie układu z filtrem sinusoidalnym o zerowym napięciu CM spowodowało znaczne ograniczenie obydwu głównych komponentów częstotliwościowych prądu zaburzeń wspólnych w całym paśmie CISPR B oraz w większej części pasma CISPR A.

Kompensując napięcie zaburzeń wspólnych na zaciskach silnika eliminuje się również napięcie na wale oraz prądy łożyskowe. Na rys.7.38 przedstawiono napięcie w punkcie neutralnym uzwojeń silnika oraz napięcie na wale w układzie z filtrem sinusoidalnym [86,94].



Rys. 7.38. Napięcie zaburzeń wspólnych U_N , napięcie na wale U_W w układzie z filtrem sinusoidalnym.

Rozdział 8

Przykład zastosowania analiz EMC do ograniczania widma zaburzeń do poziomów określonych w standardach

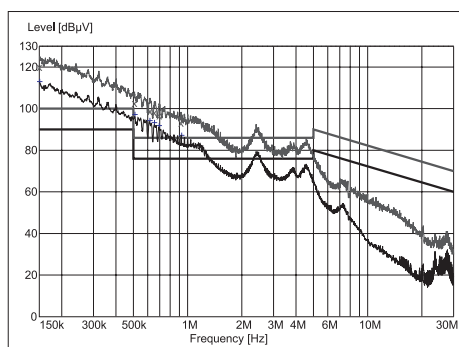
Przyjęte zasady postępowania przy kształtowaniu widma zaburzeń, przedstawiono na przykładzie przemysłowego układu napędu czterokwadrantowego z aktywnym kształtowaniem prądu wejściowego oraz jednostkowym współczynnikiem mocy. Poziom zaburzeń generowanych w układzie napędowym z takim przekształtnikiem, w typowej wersji dostarczanej przez producenta, znacznie przekraczał wartości dopuszczalne, określone w normie przedmiotowej PN-EN 61800-3.

Na rys.8.1 przedstawiono wyjściowy poziom zaburzeń układu napędowego (przeмиennik P2, silnik S3 - Dodatek C), zestawionego zgodnie z zaleceniami producenta, w typowej dla niego aplikacji.

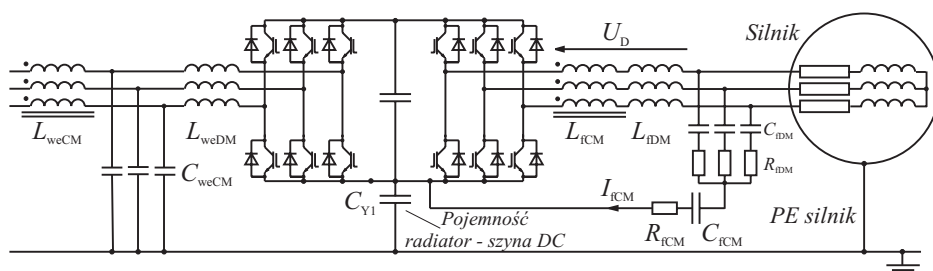
Po rozpoznaniu dróg rozptywu zaburzeń i lokalizacji dwóch ich źródeł, jednego po stronie zasilania i drugiego po stronie obciążenia (rozdział 5.2), zdecydowano się na oddzielną filtrację zaburzeń po obu stronach przekształtnika.

Rys.8.2 przedstawia schemat układu z szeregowym pasywnym kompensatorem napięcia zaburzeń wspólnych i filtrem wejściowym w napędzie czterokwadrantowym. Parametry filtrów przedstawiono w Dodatku C.

Prąd zaburzeń wspólnych po stronie silnikowej przekształtnika jest formowany w pętli zawierającej pojemność pomiędzy radiatorem a obwodem pośredniczącym prądu stałego, impedancję dławików szeregowych przekształtnika oraz impedancję sztucznej sieci stabilizującej impedancję. Prąd płynący przez LISN (a więc i mierzone napięcie zaburzeń) można ograniczyć na dwa sposoby: poprzez zwiększenie szeregowej indukcyjności w torze zaburzeń wspólnych (np. dławik zaburzeń wspól-



Rys. 8.1. Zaburzenia przewodzone napędu czterokwadrantowego zmierzone zgodnie z PN-EN-61800-3.

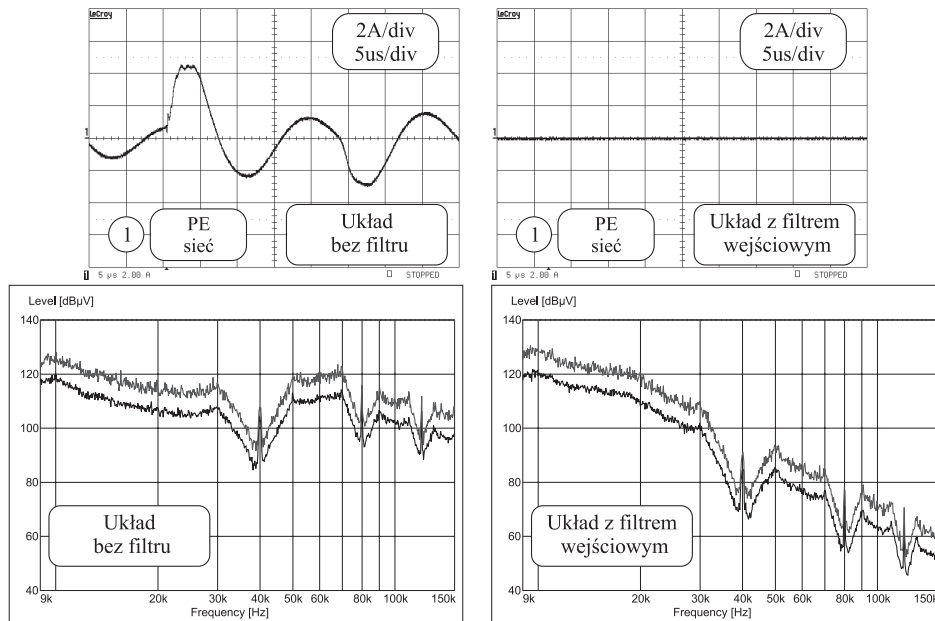


Rys. 8.2. Schemat układu z szeregowym pasywnym kompensatorem napięcia zaburzeń wspólnych i filtrem wejściowym w napędzie czterokwadrantowym.

nych) lub poprzez stworzenie alternatywnej drogi przepływu prądu zaburzeń do jego źródła, w kontrolowanej pętli, omijającej sieć sztuczną. Jednakże, bardzo duża wartość prądu zaburzeń powoduje, że rdzeń dławika łatwo się nasyci, co prowadzi do trudności przy próbie ograniczenia, tym sposobem, zaburzeń do akceptowalnych poziomów.

Alternatywną drogę dla przepływu prądu CM po stronie sieci, utworzono za pomocą połączonych w gwiazdę kondensatorów Y (C_{weCM}). W obwodzie zaburzeń wspólnych są one przyłączone do dławika (L_{weCM}) w sposób efektywnie równoległy. Na podstawie pomiarów prądów w dziedzinie czasu, wartość pojemności kondensatorów dobrano tak, by spadek napięcia na nich nie prowadził do nasycenia dławika. Resztkowa wartość prądu CM płynąca w kierunku sieci może być skutecznie ograniczona dławikiem CM o niewielkich rozmiarach. W ten sposób filtr wejściowy przekształtnika (wraz z wbudowanymi dławikami szeregowymi przekształtnika) przybrał postać klasycznego filtra typu T.

Na rys.8.3 przedstawiono prąd zaburzeń wspólnych przepływający przez sieć sztuczną, w układzie wyjściowym (bez filtra) i w układzie z wejściowym filtrem pasywnym oraz widma tych prądów mierzone sondą prądową.

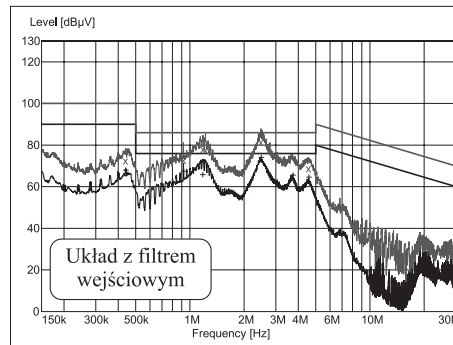


Rys. 8.3. Prąd zaburzeń wspólnych przepływający przez sieć sztuczną w układzie wyjściowym (bez filtra) i w układzie z wejściowym filtrem pasywnym oraz ich widma.

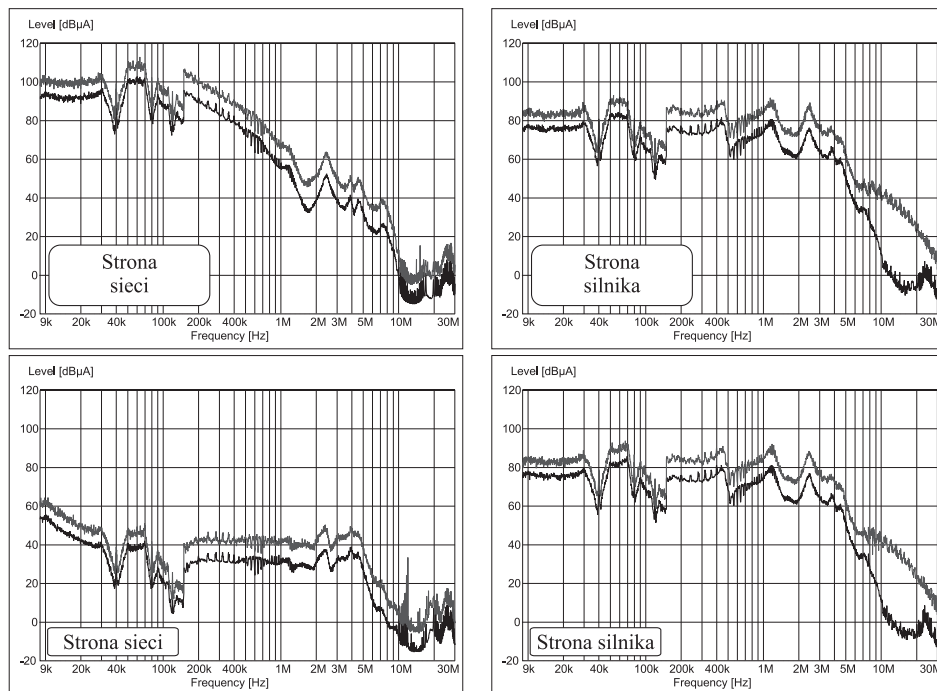
Zastosowany filtr wejściowy pozwolił na stłumienie (o 40dB) podstawowej składowej widma zaburzeń wspólnych - tłumionego przebiegu oscylacyjnego o częstotliwości 70kHz. Spowodowało to zarazem obniżenie poziomu zaburzeń przewodzonych, mierzonych w paśmie CISPR B, do wartości akceptowalnych, zgodnych z normą PN-EN 61800-3, (rys.8.4).

W środkowej części tego pasma zapas jest jednak niewielki. Częstotliwości obecnych w widmie oscylacyjnych zaburzeń tłumionych sugerują, że zaburzenia te powodowane są głównie zjawiskami elektromagnetycznymi po stronie silnikowej przekształtnika (rozdział 5), na które filtr wejściowy oddziałuje w niewielkim tylko stopniu. Potwierdzają to przedstawione na rys.8.5 widma prądu zaburzeń wspólnych, zmierzone po stronie sieciowej i silnikowej przekształtnika, w pasmach CISPR A i CISPR B.

Poziom widma prądu zaburzeń generowanego po stronie sieci został silnie obniżony, podczas gdy po stronie silnika widmo pozostało praktycznie niezmienione.



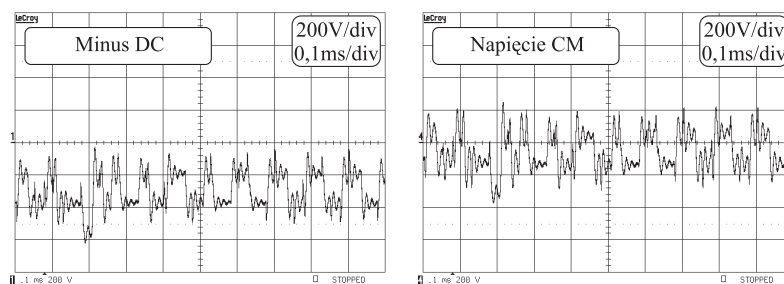
Rys. 8.4. Zaburzenia przewodzone napędu czterokwadrantowego z filtrem wejściowym zmierzone zgodnie z PN-EN-61800-3.



Rys. 8.5. Widma prądów zaburzeń wspólnych po stronie sieciowej i silnikowej przekształtnika w pasmach CISPR A i CISPR B napędu czterokwadrantowego bez filtru (góra) i z filtrem wejściowym (dół).

Dla zmniejszenia poziomu zaburzeń po stronie silnikowej przetestowano możliwość wykorzystania układu do szeregowej kompensacji napięcia zaburzeń wspólnych, które wcześniej z powodzeniem stosowano w napędzie dwukwadrantowym. Jak wykazano w rozdz. 7.4, zaletą tego układu jest to, że dzięki praktycznie sinusoidalnym napięciom międzyfazowym oraz kompensacji napięcia zaburzeń wspólnych unika się przepięć na zaciskach silnika i eliminuje prądy łożyskowe.

Przewidywaną trudnością, przy zastosowaniu szeregowego kompensatora pasywnego w tym układzie, jest tętnienie w.cz. napięć szyn obwodu pośredniczącego prądu stałego względem „ziemi”. Tętnienie to spowodowane jest przepływem prądu zaburzeń wspólnych przez pojemności pomiędzy radiatorem a obwodem pośredniczącym, w pętli zamykającej się po stronie sieciowej. Po zastosowaniu filtra wejściowego, napięcie na szynach DC nie ulega zmianie, jak pokazano na rys.8.6. Drugim przebiegiem na tym samym rysunku jest napięcie zaburzeń wspólnych, mierzone w punkcie neutralnym uzwojeń stojana.

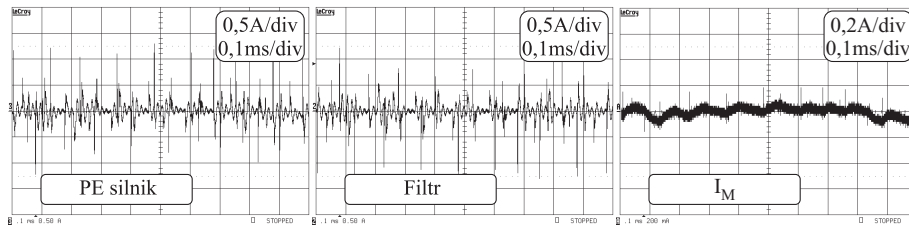


Rys. 8.6. Napięcie doziemne ujemnej szyny DC, oraz napięcie zaburzeń wspólnych w punkcie neutralnym uzwojeń stojana.

Jak można zauważyć, napięcie zaburzeń wspólnych w punkcie neutralnym uzwojeń stojana jest równe tętnieniom napięcia obwodu pośredniczącego DC względem ziemi. Oznacza to, że przy zastosowanie kompensatora szeregowego, napięcia zaburzeń wspólnych nie jest kompensowane w stosunku do ziemi, a jedynie względem ujemnego bieguna DC, który stanowi punkt odniesienia dla układu kompensacji. Pod wpływem tętnień napięcia DC, w przewodzie PE silnika płynie prąd pokazany na rys.8.7, zaś prąd płynący w gałęzi poprzecznej kompensatora (na rys.8.7 oznaczonym jako „filtr”) jest sumą tego prądu i prądu magnesującego I_m .

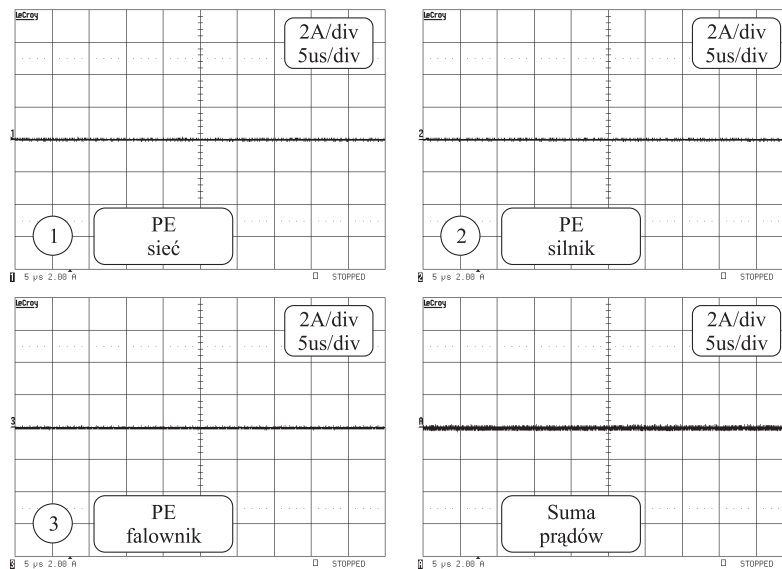
Przedstawiony przykład pokazuje, jak istotna jest indywidualna analiza „sytuacji kompatybilnościowej”. Rozwiązanie, które z powodzeniem zastosowano w układzie napędu dwukwadrantowego, okazało się nietrafione - w podobnym przecieź - układzie czterokwadrantowym.

Drogę przepływu prądu zaburzeń, których źródłem jest spadek napięcia na pojemności pomiędzy radiatorem a obwodem DC, można przerwać poprzez usunięcie gałęzi poprzecznej filtru. Uzyskuje się w ten sposób konfigurację szeregowo



Rys. 8.7. Rozpływ prądów w układzie napędowym z filtrem.

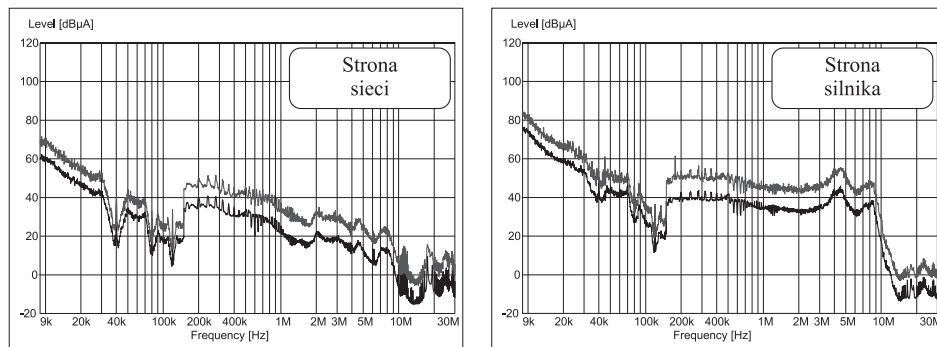
połączonych dławików zaburzeń różnicowych i wspólnych. Na rys.8.8 przedstawiono rozpływ prądów w węzle uziemień w napędzie czterokwadrantowym z filtrem wejściowym i dławikami wyjściowymi. Na rysunkach tych celowo użyto skali identycznej jak na rys.8.2, co umożliwia ocenę skuteczności zastosowanych środków tłumiących zaburzenia.



Rys. 8.8. Rozpływ prądów w węzle uziemień w napędzie czterokwadrantowym z filtrami wejściowym i wyjściowym.

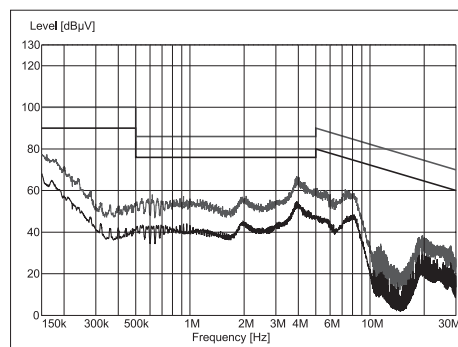
Na rys.8.9 przedstawiono widma prądów zaburzeń wspólnych po obydwu stronach przekształtnika.

Brak prądu magnesującego płynącego w gałęzi poprzecznej powoduje, że napię-



Rys. 8.9. Widma prądów zaburzeń wspólnych po obu stronach przekształtnika.

cie zaburzeń wspólnych nie jest kompensowane. Natomiast odpowiednie kształtowanie parametrów dróg przepływu prądów zaburzeń powoduje, że poziomy zaburzeń, mierzone zgodnie z normą PN-EN 61800-3 są znacznie niższe od wymaganych poziomów granicznych (rys.8.10).



Rys. 8.10. Zaburzenia przewodzone napędu czterokwadrantowego z filtrem wejściowym i wyjściowym zmierzone zgodnie z PN-EN-61800-3.

Rozdział 9

Podsumowanie i charakterystyka dalszych badań

Praca dotyczy dziedziny kompatybilności elektromagnetycznej układów zawierających przekształtniki energoelektroniczne, ze szczególnym uwzględnieniem przekształtnikowych układów napędowych. Zostały w niej zawarte analizy głównych mechanizmów wytwarzania i rozprzestrzeniania się zaburzeń oraz krytyczna ocena efektywności metod ich ograniczania. Podstawą analiz były wyniki własnych badań eksperymentalnych, które stanowiły punkt wyjścia do rozważań teoretycznych oraz badań symulacyjnych.

Podstawą wyboru środków do łagodzenia zjawisk związanych z przepływem zaburzeń w układach przekształtnikowych powinna być analiza „sytuacji EMC”, polegająca na identyfikacji i charakterystyce źródeł zaburzeń w układzie oraz określeniu obwodów rozprzestrzeniania się zaburzeń, ze szczególnym uwzględnieniem dróg powrotnych prądów zaburzeń do swoich źródeł. Analizy takie znacznie ułatwia podział prądów zaburzeń na zaburzenia różnicowe (DM) i wspólne (CM).

W pracy, w ramach analiz teoretycznych EMC:

- wydzielono obwody zaburzeń prądów CM i DM dla topologicznie symetrycznych układów trójfazowych oraz przedstawiono charakterystykę parametrów (głównie pasożytniczych) tych obwodów,
- zbadano wpływ czasu narastania napięcia na widmo prądu zaburzeń i określono warunki naturalnego wygaszania oscylacji tego prądu,
- stwierdzono falowy charakter prądów zaburzeń w długich kablach zasilających i zjawisko odbicia fali prądowej w warunkach narastającego napięcia na końcu linii długiej, oraz wpływ czasu narastania napięcia na proces wygaszania fali prądowej,

- zaproponowano porównawczą metodę badania wpływu algorytmów sterowania na widmo zaburzeń w paśmie CISPR A, przy wykorzystaniu analitycznej dekompozycji widma zaburzeń na harmoniczne zaburzeń różnicowych i wspólnych, oraz uwzględnieniu pojemnościowego charakteru obwodów rozprzysywu zaburzeń wspólnych.

W zakresie badań symulacyjno-eksperymentalnych:

- sformułowano ogólne zasady dotyczące tworzenia obwodowego modelu symulacyjnego elektromagnetycznych zjawisk pasożytniczych w zakresie emisji przewodzonej. Zdaniem autora powinny być one następujące:
 - analiza EMC powinna obejmować identyfikację, lokalizację i charakterystykę źródła zaburzeń oraz określenie mechanizmów i dróg rozprzysywniania się zaburzeń. Z uwagi na zależność widma emisji od konfiguracji systemu, preferowana powinna być metoda badań w miejscu zainstalowania urządzeń (*in situ*),
 - model powinien z jednej strony uwzględniać złożoność układu rzeczywistego, z drugiej zaś powinien być możliwie prosty, co pozwala na skoncentrowanie analizy na podstawowych zjawiskach. Dzięki wydzieleniu obwodów zaburzeń wspólnych i różnicowych, znacznym ułatwieniem dla takich analiz jest możliwość zastosowania jednofazowych obwodów zastępczych zaburzeń,
 - przy budowie modelu należy wykorzystać wyniki pomiarów w dziedzinie częstotliwości, których zakres wykracza poza wymagania norm oraz jednoczesnych pomiarów przebiegów prądów i napięć w wielu punktach obwodów zaburzeń. Pozwala to na ograniczenie stopni swobody i wewnętrznej (w ramach zaproponowanego modelu) weryfikację uzyskiwanych rozwiązań w warunkach, w których nie wszystkie parametry konieczne do skonstruowania modelu symulacyjnego będą możliwe do bezpośredniego wyznaczenia,
 - analizy EMC, które poprzedzają wybór środka poprawy kompatybilności elektromagnetycznej, należy wykonać ponownie po jego zastosowaniu, badając wpływ zastosowanego rozwiązania na wszystkie aspekty kompatybilności wewnętrznej i zewnętrznej układu;
- wyniki badań oraz analiz teoretycznych pokazały, że w badanych układach zastosowanie metod ograniczających zaburzenia wspólne pozwala na zapewnienie zewnętrznej i wewnętrznej kompatybilności elektromagnetycznej napędów przekształtnikowych w zakresie zaburzeń przewodzonych. Dodatkową zaletą takiego sposobu ograniczenia zaburzeń wypadkowych jest to, że nie powoduje on ograniczenia użytecznych sygnałów typu różnicowego;
- w oparciu o powyższe zasady opracowano modele zastępcze obwodów rozprysywu zaburzeń wspólnych w układach napędowych VSI PWM. Dobra zgodność

wyników badań symulacyjnych i eksperymentalnych pozwoliła na określenie mechanizmów tworzenia i rozplywu zaburzeń przewodzonych w tych układach oraz roli, jaką odgrywają w tych mechanizmach pasożytnicze parametry przekształtnika, kabli i silnika. Określono strategiczne znaczenie pojemności pomiędzy uziemionym radiatorem a układem pośredniczącym obwodu prądu stałego. Wyjaśniono również mechanizm rozplywu prądów łożyskowych (EDM).

Wnioski w zakresie oceny skuteczności metod ograniczania zaburzeń przewodzonych.

- Pasywne metody kształtowania widma zaburzeń takie, jak dławiki silnikowe, dławiki zaburzeń wspólnych, transformatory zaburzeń wspólnych nie są zazwyczaj w pełni skuteczne. Przykładowe wyniki badań wykonanych w przekształtnikowym napędzie z silnikiem indukcyjnym pokazały, że dodatkowe elementy indukcyjne w torze zaburzeń wspólnych, powodują zmniejszenie współczynnika tłumienia i częstotliwości drgań własnych tego toru. Może to powodować zwiększenie emisji elektromagnetycznej do sieci, z uwagi na pojemnościową drogę powrotną prądów zaburzeń do swego źródła wewnątrz systemu. Zwiększenie amplitud oscylacji w przebiegach napięcia zaburzeń wspólnych powoduje także zwiększenie częstości występowania i amplitud prądów łożyskowych.
- Moc sygnałów zaburzeń i poziom napięcia, przy którym następuje ich generacja powodują, że poszukuje się nowych, niekonwencjonalnych metod kształtowania ich widma. Wszystkie zaproponowane dotychczas metody, które analizowano w pracy, mają swoje ograniczenia, wynikające bądź z tego, że oddziałują one na niektóre tylko aspekty zjawisk, bądź też z trudności realizacyjnych. W niskonapięciowych, przekształtnikowych układach napędowych małej i średniej mocy, można rekomendować stosowanie - po stronie silnikowej - transformatorów zaburzeń wspólnych lub filtrów sinusoidalnych z zerowym napięciem CM. Ponieważ, w obydwu przypadkach, wymaga to nawinięcia dławika zaburzeń wspólnych, to przy obecnej rozwoju technologii materiałów magnetycznych, raczej wyklucza to stosowanie takich rozwiązań w układach o dużej mocy. Z podobnych względów, z uwagi na zjawisko nasycania rdzeni magnetycznych, rozwiązania te nie mogą być obecnie wprost stosowane w układach średniego napięcia.
- Specyfiką przekształtnikowych układów napędowych jest występowanie prądów łożyskowych (EDM) w łożyskach zasilanych przez nie silników. Ponieważ występowanie tych prądów uwarunkowane jest raczej poziomem napięcia zaburzeń CM, a nie szybkością narostu tego napięcia, to nieskuteczne w tym względzie są metody, które poprzez ograniczenie du/dt napięcia CM (sterowanie bramkowe, układy miękkiego przełączania) mogą zmniejszać poziomy zaburzeń przewodzonych. W pracy wskazano również na dodatkowe proble-

my, które mogą pojawić się przy stosowaniu układów miękkiego przełączania w napędach przekształtnikowych.

- Jak wykazano w pracy, topologia falowników wielopoziomowych może prowadzić nie tylko do zmniejszenia poziomu zaburzeń przewodzonych wskutek zmniejszenia szybkości narostu napięcia zaburzeń, lecz również do zmniejszenia amplitudy tego napięcia. W falownikach wielopoziomowych o nieparzystej liczbie poziomów możliwa jest realizacja algorytmów sterowania o zerowym napięciu CM, co jest bardzo efektywnym sposobem ograniczania poziomów zaburzeń. Ponieważ przy realizacji takich algorytmów wykorzystywane mogą być jedynie wybrane wektory, to w układzie takim rosną straty łączeniowe i zmniejsza się dokładność odwzorowania zadanej trajektorii wektora skojarzonego. Inne metody aktywnej eliminacji zaburzeń polegają na kompensacji napięcia zaburzeń wspólnych w pobliżu ich źródła, za pomocą filtrów aktywnych. Bardziej efektywna i prosta jest konfiguracja filtra szeregowego. Badania eksperymentalne wykonane w układzie napędu dwukwadrantowego z falownikiem napięcia pokazały, że możliwa jest niemal całkowita kompensacja napięcia zaburzeń wspólnych, w wyniku czego uzyskano znaczne ograniczenie prądów zaburzeń wspólnych oraz całkowitą eliminację prądów łożyskowych.

Proponowane kierunki kontynuacji prac.

- W związku z ciągłym rozszerzaniem zakresu zastosowań układów energoelektronicznych, a w szczególności zwiększaniem napięć i mocy znamionowych tych układów, kontynuacji wymagać będą prace nad dostosowaniem metod ograniczania zaburzeń do tych nowych warunków. Prace, zdaniem autora powinny rozwijać się w następujących kierunkach:
 - optymalizacji algorytmów sterowania ograniczających poziomy zaburzeń, przy minimalizacji strat łączeniowych i współczynników zniekształceń napięć i prądów,
 - wykorzystania nowych materiałów ferromagnetycznych o dużych wartościach indukcji nasycenia, umożliwiających kompensację napięcia zaburzeń na wyjściu przekształtnika,
 - zastosowania metod hybrydowych ograniczania zaburzeń.
- W zakresie analiz teoretycznych autor dostrzega konieczność prac nad definicjami zaburzeń, w szczególności w układach energoelektronicznych z prostownikami diodowymi. Jak stwierdzono w pracy, prąd CM przepływający drogą powrotną przez diody prostownika rozkłada się nierównomiernie na trzy fazy. Podobny efekt zauważono równoległe dla przekształtników jednofazowych.
- Kontynuacji wymagają, rozpoczęte przez autora, prace dotyczące rozprzestrzenienia się zaburzeń w napędach grupowych i ich łącznego oddziaływania na sieć zasilającą.

Dodatki

Dodatek A

Wybór norm

- 1N PN-CISPR 16-1:1997
Kompatybilność elektromagnetyczna (EMC). Wymagania dotyczące urządzeń i metod pomiarów zaburzeń radioelektrycznych i odporności na zaburzenia radioelektryczne. Urządzenia do pomiarów zaburzeń radioelektrycznych i odporności na zaburzenia radioelektryczne.
- 2N PN-CISPR 16-1:1997/A1:2000
Kompatybilność elektromagnetyczna (EMC). Wymagania dotyczące urządzeń i metod pomiarów zaburzeń radioelektrycznych i odporności na zaburzenia radioelektryczne. Urządzenia do pomiarów zaburzeń radioelektrycznych i odporności na zaburzenia radioelektryczne. (Zmiana A1).
- 3N PN-CISPR 16-2:1999
Kompatybilność elektromagnetyczna (EMC). Wymagania dotyczące urządzeń i metod pomiarów zaburzeń radioelektrycznych i odporności na zaburzenia radioelektryczne. Metody pomiarów zaburzeń radioelektrycznych i odporności na zaburzenia radioelektryczne.
- 4N PN-EN 61000-4-1:2003
Kompatybilność elektromagnetyczna (EMC). Część 4-1: Metody badań i pomiarów. Przegląd serii norm IEC 61000-4.
- 5N PN-EN 61000-4-3:2003 (U)
Kompatybilność elektromagnetyczna (EMC). Część 4-3: Metody badań i pomiarów. Badania odporności na pole elektromagnetyczne o częstotliwości radiowej.
- 6N PN-EN 61000-4-3:2003/A1:2004 (U)
Kompatybilność elektromagnetyczna (EMC). Część 4-3: Metody badań i pomiarów. Badania odporności na pole elektromagnetyczne o częstotliwości radiowej (Zmiana A1).
- 7N PN-EN 61000-4-4:1999
Kompatybilność elektromagnetyczna (EMC). Metody badań i pomiarów. Badanie odporności na serie szybkich elektrycznych stanów przejściowych. Podstawowa publikacja EMC.

-
- 8N PN-EN 61000-4-4:1999/A2:2003
Kompatybilność elektromagnetyczna (EMC). Metody badań i pomiarów. Badanie odporności na serie szybkich elektrycznych stanów przejściowych. Podstawowa publikacja EMC. (Zmiana A2).
- 9N PN-EN 61000-4-6:1999
Kompatybilność elektromagnetyczna (EMC). Metody badań i pomiarów. Odporność na zaburzenia przewodzone, indukowane przez pola o częstotliwości radiowej.
- 10N PN-EN 61000-4-6:1999/A1:2003
Kompatybilność elektromagnetyczna (EMC). Metody badań i pomiarów. Odporność na zaburzenia przewodzone, indukowane przez pola o częstotliwości radiowej. (Zmiana A1).
- 11N PN-EN 61000-4-7:2004 (U)
Kompatybilność elektromagnetyczna (EMC). Część 4-7: Metody badań i pomiarów. Ogólny przewodnik dotyczący pomiarów harmonicznych i interharmonicznych oraz stosowanych do tego celu przyrządów pomiarowych dla sieci zasilających i przyłączonych do nich urządzeń
- 12N PN-EN 61000-4-7:2004/AC1:2004 (U)
Kompatybilność elektromagnetyczna (EMC). Część 4-7: Metody badań i pomiarów. Ogólny przewodnik dotyczący pomiarów harmonicznych i interharmonicznych oraz stosowanych do tego celu przyrządów pomiarowych dla sieci zasilających i przyłączonych do nich urządzeń.
- 13N PN-EN 61000-4-9:1998
Kompatybilność elektromagnetyczna (EMC). Metody badań i pomiarów. Badanie odporności na impulsowe pole magnetyczne.
- 14N PN-EN 61000-4-9:1998/A1:2003
Kompatybilność elektromagnetyczna (EMC). Metody badań i pomiarów. Badanie odporności na impulsowe pole magnetyczne. (Zmiana A1).
- 15N PN-EN 55022:2000
Kompatybilność elektromagnetyczna (EMC). Urządzenia informatyczne. Charakterystyki zaburzeń radioelektrycznych. Poziomy dopuszczalne i metody pomiaru.
- 16N PN-EN 55022:2000/A2:2004
Kompatybilność elektromagnetyczna (EMC). Urządzenia informatyczne. Charakterystyki zaburzeń radioelektrycznych. Poziomy dopuszczalne i metody pomiaru. (Zmiana A2).

- 17N PN-EN 55014-1:2004
Kompatybilność elektromagnetyczna. Wymagania dotyczące przyrządów powszechnego użytku, narzędzi elektrycznych i podobnych urządzeń. Część 1: Emisja.
- 18N PN-EN 55014-2:1999
Kompatybilność elektromagnetyczna (EMC). Wymagania dotyczące przyrządów powszechnego użytku, narzędzi elektrycznych i podobnych urządzeń. Odporność na zaburzenia elektromagnetyczne. Norma grupy wyrobów.
- 19N PN-EN 55014-2:1999/A1:2004
Kompatybilność elektromagnetyczna (EMC). Wymagania dotyczące przyrządów powszechnego użytku, narzędzi elektrycznych i podobnych urządzeń. Odporność na zaburzenia elektromagnetyczne. Norma grupy wyrobów. (Zmiana A1).
- 20N PN-EN 61800-3:1999
Elektryczne układy napędowe mocy o regulowanej prędkości. Kompatybilność elektromagnetyczna (EMC) z uwzględnieniem specjalnych metod badań
- 21N PN-EN 61800-3:1999/A11:2002
Elektryczne układy napędowe mocy o regulowanej prędkości. Kompatybilność elektromagnetyczna (EMC) z uwzględnieniem specjalnych metod badań. (Zmiana A11).
- 22N PN-EN 50091-2:2002 (U)
Systemy bezprzerwowego zasilania (UPS). Część 2: Wymagania dotyczące kompatybilności elektromagnetycznej (EMC).
- 23N PN-T-01030:1996
Kompatybilność elektromagnetyczna. Terminologia

Dodatek B

Obliczenia rozptyłu zaburzeń w układzie trójfazowym

Przy uwzględnieniu symetrii obwodu ($i_a = i_c$ dla przełączenia w fazie "b"), obwód przedstawiony na rys.3.1 można sprowadzić do schematu o sześciu oczkach niezależnych:

Przy wykorzystaniu przekształcenia Laplace'a i metody równań oczkowych, równanie macierzowe dla tego obwodu ma postać:

$$\mathbf{Z}(s)\mathbf{I}(s) = \mathbf{U}(s),$$

gdzie: $\mathbf{U}(s) = (\mathcal{L}[u(t)], 0, 0, 0, 0, 0)^T$ - macierz wymuszeń, $\mathbf{I}(s) = [I_1(s), \dots, I_6(s)]^T$ - macierz prądów oczkowych, $\mathbf{Z}(s)$ - macierz operatorowych impedancji oczkowych (postać macierzy $\mathbf{Z}(s)$ przedstawiono na następnej stronie).

Prądy oczkowe $I_4(s)$, $I_5(s)$ są równe prądom w gałęziach odpowiadającym przewodom uziemienia ochronnego $I_{g1}(s)$, $I_{g2}(s)$:

$$\begin{aligned} I_{g1}(s) &= 3I_{CM1}(s) = \frac{b_3 s^2 + b_2 s + b_1}{a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + 1} \mathcal{L}[u(t)] \\ I_{g1}(s) &= 3I_{CM2}(s) = \frac{d}{a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + 1} \mathcal{L}[u(t)] \end{aligned} \quad (1)$$

gdzie:

$$\begin{aligned} a_1 &= C_1(R_1 + 3R_{g1}) + C_2(R_1 + R_2 + 3R_{g1} + 3R_{g2}), \\ a_2 &= C_1(L_1 + 3L_{g1}) + C_2(L_1 + L_2 + 3L_{g1} + 3L_{g2} + C_1(R_1 + 3R_{g1})(R_2 + 3R_{g2})), \\ a_3 &= C_1 C_2 (L_2 + 3L_{g2})(R_1 + 3R_{g1}) + (L_1 + 3L_{g1})(R_2 + 3R_{g2}), \\ b_4 &= C_1 C_2 (L_1 + 3L_{g1})(L_2 + 3L_{g2}), \\ b_1 &= C_1 + C_2, \\ b_2 &= C_1 C_2 (R_2 + 3R_{g2}), \\ b_3 &= C_1 C_2 (L_2 + 3L_{g2}), \\ d &= C_2. \end{aligned}$$

Współczynniki a_i , b_i wyrażeń operatorowych na prądy zaburzeń CM nie zależą pojemnościowych sprzężeń międzyfazowych (C_3 , C_4).

Prąd zaburzeń różnicowych jest równy różnicy prądu zaburzeń płynącego w fazie i prądu zaburzeń wspólnych:

$$I_{DM1b}(s) = I_{b1}(s) - I_{CM1}(s) = \frac{2}{3} \frac{b_{D3}s^2 + b_{D2}s + b_{D1}}{a_{D4}s^4 + a_{D3}s^3 + a_{D2}s^2 + a_{D1}s + 1} \mathcal{L}[u(t)],$$

gdzie:

$$\begin{aligned} a_{D1} &= C_1 R_1 + 3C_3 R_1 + C_2(R_1 + R_2) + 3C_4(R_1 + R_2), \\ a_{D2} &= C_1 L_1 + 3C_4(L_1 + L_2 + C_1 R_1 R_2) \\ &\quad + C_2(L_1 + L_2 + (C_1 + C_3)R_1 R_2) + 3C_3(L_1 + 3C_4 R_1 R_2), \\ a_{D3} &= (C_1 + 3C_3)(C_2 + 3C_4)(L_2 R_1 + L_1 R_2), \\ a_{D4} &= L_1 L_2 (C_1 + 3C_3)(C_2 + 3C_4), \\ b_{D1} &= C_1 + C_2 + 3(C_3 + C_4), \\ b_{D2} &= (C_1 + 3C_3)(C_2 + 3C_4)R_2, \\ b_{D3} &= (C_1 + 3C_3)(C_2 + 3C_4)L_2. \end{aligned}$$

We współczynnikach wyrażenia na prąd zaburzeń różnicowych nie występują impedancje przewodów uziemienia. Należy jednak zwrócić uwagę, że drogę dla prądów DM stanowią również pasożytnicze pojemności doziemne C_1 i C_2 .

Dodatek C

Parametry badanych układów

Tablica C.1. Parametry silnika S1-typ SZJe 22.

Nazwa parametru	Wartość
Moc znamionowa	1,5kW
Klasa izolacji	E
Stojan	220/380V 5,8/3,4A
$\cos \varphi$	0,85
Prędkość obr.	2870 obr/min
Ciężar	22kg

Tablica C.2. Parametry silnika S2-typ Sg 132MGA.

Nazwa parametru	Wartość
Moc znamionowa	4kW
Klasa izolacji	B
Stojan	22V 16,5A
$\cos \varphi$	0,76
Prędkość obr.	965 obr/min
Ciężar	65kg

Tablica C.3. Parametry silnika S3-typ SZJe 645.

Nazwa parametru	Wartość
Moc znamionowa	10kW
Klasa izolacji	E
Stojan	220/380V 20,1/34,8
$\cos \varphi$	0,86
Prędkość obr.	1450 obr/min
Ciężar	104kg

Tablica C.4. Parametry silnika S4-typ SZJe 44b.

Nazwa parametru	Wartość
Moc znamionowa	7,5kW
Klasa izolacji	E
Stojan	380V 15,2A
$\cos \varphi$	0,86
Prędkość obr.	1445 obr/min
Ciężar	78kg

Tablica C.5. Parametry przekształtnika P1.

Nazwa parametru	Wartość
Moc znamionowa silnika	7,5 kW
Moc wyjściowa	11,4 kVA
Częstotliwość wyjściowa	0,1-480 Hz
Częstotliwość nośna	4 kHz, 8kHz, 12kHz, 16kHz
Prąd znamionowy sieci	32 A
L_{fCM}	2x800 mH
C_{Y1}	44 nF
C_{Y2}	66 nF
C_{X2}	50 nF
C_{DC}	68 nF
Masa	5,5 kg

Tablica C.6. Parametry przekształtnika P2.

Nazwa parametru	Wartość
Moc znamionowa silnika	18,5 kW
Moc wyjściowa	25 kVA
Częstotliwość wyjściowa	0-300 Hz
Rodzaje sterowania	skalarne, DTC
Częstotliwość impulsów synchronizujących	40 kHz
Prąd znamionowy falownika	34 A
C_{Y1}	15 nF
Masa	25 kg

Tablica C.7. Parametry szeregowego filtra aktywnego składowej napięcia CM.

Nazwa parametru	Wartość
T_1	IXFH26N60
T_2	IXTH10P60
R_G	80 Ω
C_1, C_2	1 mF
L_{TCM}	28 mH
C_D	100 pF

Tablica C.8. Parametry filtra sinusoidalnego z zerowym napięciem zaburzeń wspólnych.

Nazwa parametru	Wartość
L_{fCM}	28 mH
L_{fDM}	0,5 mH
C_{fDM}	8 mF
C_{fCM}	100 nF
R_{fDM}	1 Ω
R_{fCM}	22 Ω

Tablica C.9. Parametry filtra wejściowego CM w układzie napędu czterokwadrantowego.

Nazwa parametru	Wartość
L_{weCM}	12 mH
C_{weDM}	88 nF

Tablica C.10. Parametry filtra wyjściowego CM w układzie napędu czterokwadrantowego.

Nazwa parametru	Wartość
L_{fCM}	38 mH
L_{fDM}	0,5 mH
C_{fDM}	8 mF
C_{fCM}	100 nF
R_{fDM}	1 Ω
R_{fCM}	22 Ω

Bibliografia

- [1] Abu-Quahouq J., Batarseh I.: Generalized Analysis of soft switching DC-DC converters. Proc. IEE International Symposium on Circuits and Systems ISCAS 2000, Genewa, May 2000, pp. III-507-III-510.
- [2] Acero J., Burdio J.M, Barragan L.A., Navarro D., Llorente S.: EMI improvements using switching frequency modulation in a resonant inverter for domestic induction heating appliances. Proc. 35th IEEE Power Electronics Specialist Conference PESC'04, Aachen, pp. 3108-3112.
- [3] Agbossou A. Rosoanarivo I., Davat B.: A comparative study of high power IGBT model behaviour in voltage source inverter. Proc. 27th IEEE Power Electronics Specialist Conference PESC'96, Baveno, Italy, Vol. 1, pp. 56-61.
- [4] Akagi H., Hasegawa H., Doumoto T.: Design and performance of a passive EMI filter for use with voltage source PWM inverter having sinusoidal output voltage and zero common-mode voltage. Proc. 33rd IEEE Power Electronics Specialist Conference, PESC'02, Cairns, Australia, on CD.
- [5] Akagi H., Shunsuke T.: A passive EMI filter for an adjustable-speed motor driven by 400-V three-level diode-clamped inverter. Proc. 35th IEEE Power Electronics Specialist Conference PESC'04, Aachen, pp. 86-93.
- [6] Alger P.L., Samson H.W.: Shaft Currents in Electric Machines, A.I.R.E. Conference, Philadelphia, Feb. 1924.
- [7] Andersen M.A.E.: Fast prediction of differential mode noise input filter requirements for flyback and boost unity power factor converters. Proc. 7th European Conference on Power Electronics and Applications EPE'97, Trondheim, Vol. 2, pp. 806-809.
- [8] Baiju M.R., Kanchan K.K, Gopakumar K.: A dual two-level scheme with common mode elimination for an induction motor drive. IEEE Trans. on Power Electronics, 2004, Vol. 19, No. 3, pp.794-805.
- [9] Bajdecki T.: Metoda sterowania przekształtnikiem matrycowym z jednostkowym współczynnikiem mocy na wejściu, Mat. Konf. IV Konferencja Naukowa: Sterowanie w Energoelektronice i Napędzie Elektrycznym, Łódź, 1999, s. 27-32.

-
- [10] Bellar M.D. et al.: A review of soft switched DC-AC converters. IEEE Trans. on Industry Application, 1998, Vol. 34, No. 4, pp.847-859.
- [11] Benysek G., Kempski A., Kurowski T., Smoleński R., O czynnikach właściwej współpracy maszyn elektrycznych i przekształtników statycznych, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej (Studia i Materiały 20), 2000, Vol. 48, s. 326-334.
- [12] Berth M., Kung M., Limbeck E.F.D.E.: Switching overvoltages in motor circuits. IEEE Trans. on Industry Applications, 2003, Vol. 37, No. 6, pp.1582-1589.
- [13] Bhattacharya S., Resta L., Divan D.M., Novotny D.W.: Experimental comparison of motor bearing currents with PWM hard and soft switched voltage source inverter. IEEE Trans. on Power Electronics, 1999, Vol. 14, No. 3, pp. 552-562.
- [14] Bidan P., Lebey T., Montseny G., Neacsu C., Saint-Michel J.: Transient voltage distribution in inverter fed motor windings: experimental study and modeling. IEEE Trans. on Power Electronics, 2000, Vol. 47, No. 2, pp. 396-402.
- [15] Bonnett A.H.: A comparison between insulation systems available for PWM-inverter-fed motors. IEEE Trans. on Industry Applications, 1997, Vol. 33, No. 5, pp. 1331-1341.
- [16] Bowes S., Bird B.M: Novel approach to the analysis and synthesis of modulation processes in power converters, IEE Proceedings, 1975, Vol.122, No. 5, pp.507-513.
- [17] Busse D. et al.: System electrical parameters and their effects on bearing currents. IEEE Trans. on Industry Applications, 1997, Vol. 33, No. 2, pp. 577-585.
- [18] Busse D., Erdman J., Kerkman R.J., Schlegel D., Skibinski G.: Bearing currents and their relationship to PWM drives. IEEE Trans. on Power Electronics, 1997, Vol. 12, No. 2, pp. 243-252.
- [19] Busse D., Erdman J., Kerkman R.J., Schlegel D., Skibinski G.: The effects of PWM source inverters on the mechanical performance of rolling bearings. IEEE Trans. on Industry Applications, 1997, Vol. 33, No. 2, pp. 567-576.
- [20] Busse D. et al.: Characteristics of Shaft Voltage and Bearing Currents, IEEE Industry Appl. Magazine, November/December 1997, pp.21-32.
- [21] Busse D., Erdman J., Kerkman R.J., Schlegel D., Skibinski G.: An evaluation of the electrostatic shielded induction motor: A solution for rotor shaft voltage buildup and bearing current. IEEE Trans. on Industry Applications, 1997, Vol. 33, No. 6, pp. 1563-1570.

-
- [22] Cacciato M., Consoli A., Scarella G., Testa A.: Continuous PWM to square wave inverter control with low common mode emissions. Proc. 29th IEEE Power Electronics Specialist Conference PESC'98, Fukuoka, Japan, Vol. 1, pp. 871-877.
- [23] Cacciato M., Consoli A., Finocchiaro L., Testa A.: Modeling and HF performance of power cables in electrical motor drives. Proc. 9th European Conference on Power Electronics and Applications EPE 2001, Graz, 2001, on CD.
- [24] Caponet M.C., Profumo F., Ferraris L., Bertoz A., Marzella D.: Common and differential mode noise separation, Proc. 32nd IEEE Power Electronics Specialist Conference PESC'01, Vancouver, Canada, Vol 3, pp. 1383-1388.
- [25] Caponet M.C., Profumo F.: Devices for the Separation of the Common and Differential Mode Noise: Design and Realization. Proc. 17th Applied Power Electronics Conference and Exposition APEC 2002, pp.100-105.
- [26] Caponet M.C., Profumo F., Tenconi A.: EMI filter design for power electronics. Proc. 33rd IEEE Power Electronics Specialist Conference PESC'02, Cairns, Australia, on CD.
- [27] Charoy A.: Zakłócenia w urządzeniach elektronicznych. WNT Warszawa, 1996.
- [28] Chen S., Lipo T.: Bearing currents and shaft voltages of an induction motor under hard- and soft-switching inverter excitation. IEEE Trans. on Industry Applications, 1998, Vol. 34, No. 5, pp. 1042-1048.
- [29] Chen S., Lipo T.A., Fitzgerald D.: Modeling of motor bearing currents in PWM inverter drive. IEEE Trans. on Industry Applications, 1996, Vol. 32, No. 6, pp. 1365-1370.
- [30] Chen S., Lipo T.A.: Circulating Type Motor Bearing Current in Inverter Drives, IEEE Industry Appl. Magazine, Jan./Feb 1998, pp. 32-38.
- [31] Citko T., Jałbrzykowski T.: Wpływ pasożytniczych parametrów przyrządów półprzewodnikowych na pracę przekształtnika DC-DC z izolacją galwaniczną. PAN Komitet Elektrotechniki, Seria wydawnicza: Postępy napędu elektrycznego i energoelektroniki. Wyd. Politechniki Lubelskiej, 1999, s. 25-33.
- [32] Citko T., Tunia H., Winiarski B.: Układy rezonansowe w energoelektronice. Wydawnictwa Politechniki Białostockiej, Białystok, 2001.
- [33] Conraths H-J., Giessler F., Heining H-D.: Shaft voltages and bearing currents - new phenomena in inverter driven induction machines. Proc. 8th European Conference on Power Electronics and Applications EPE'99, Lausanne, 1999, on CD.

- [34] Consoli A., Musumeci S., Oriti G., Testa A.: An innovative EMI reduction design technique in power converters. *Trans. on Electromagnetic Compatibility*, 1996, Vol. 38, No. 4, pp.567-575.
- [35] Costa F., Laboure E., Puzo A., Pons A.: Influence of the driver circuits in the generation and transmission of EMI in power converter, effects on its electromagnetic susceptibility. *EPE Journal*, 1995, Vol. 5, No. 1, pp.35-44.
- [36] Damiano A., Gatto G., Marongiu I., Piroddi A.: A heat sink model for EMI resonance frequency determination. *Proc. 35th IEEE Power Electronics Specialist Conference PESC'04*, Aachen, Germany, pp. 273-277.
- [37] Das J.C., Osman R.H.: Grounding of AC and DC low-voltage and medium-voltage drive systems. *IEEE Trans. on Industry Applications*, 1998, Vol. 34, No.1, pp. 205-216.
- [38] Dawidziuk J.: Przegląd przekształtników rezonansowych. *Mat. Konf. V Krajowa Konferencja Naukowa - Sterowanie w Energoelektronice i Napędzie Elektrycznym, SENE 2001*, Łódź-Arturówek, s. 97-104.
- [39] Duloung C., Bensoam M., Lafore D.: Switching cell analyse as main EMC sources in power electronic. *Proc. 9th European Conference on Power Electronics and Applications EPE 2001*, Graz, 2001, on CD.
- [40] Erdman J., Kerkman R.J., Schlegel D., Skibinski G.: Effect of PWM inverters on AC motor bearing currents and shaft voltages. *IEEE Trans. on Industry Applications*, 1996, Vol. 32, No. 2, pp. 250-259.
- [41] Fagiewicz K, Łuszcz J.: Electromagnetic interference propagation - a wide frequency range equivalent circuit for the two winding transformer. *Proc. 7th European Conference on Power Electronics and Applications EPE'97*, Trondheim, Vol. 2, pp. 815-821.
- [42] Fairchild Semiconductor: IGBT Basic. Application Notes 9016, 9020.
- [43] Fiedler J.O., De Doncker R.W.: Extended analytic approach to acoustic noise in switched reluctance drives. *Proc. 33rd IEEE Power Electronics Specialist Conference PESC'02*, Cairns, Australia, on CD.
- [44] Galla S, Hartman M., Zimmerman K.: Badania laboratoryjne kompatybilności elektromagnetycznej (EMC) układów napędowych mocy o regulowanej prędkości. *Elektronizacja 2/98*, pp. 6-10.
- [45] Gonzales D., Gago J., Balcells J.: New simplified method for the simulation of conducted EMI generated by switched power converters. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, 2003, Vol. 50, No. 6, pp. 1078-1084.

-
- [46] Grandi G., Casadei D., Massarini A.: High frequency lumped parameter model for AC motor windings. Proc. 7th European Conference on Power Electronics and Applications EPE'97, Trondheim, Vol. 2, pp. 578-583.
- [47] Grandi G., Casadei D., Reggiani U.: Analysis of common- and differential-mode HF current components in PWM inverter-fed AC motors. Proc. 29th IEEE Power Electronics Specialist Conference PESC'98, Fukuoka, Japan, Vol. 2, pp. 1146-1151.
- [48] Grandi G., Casadei D., Reggiani U.: Common- and differential-mode HF current components in AC motors supplied by voltage source inverters. IEEE Trans. on Power Electronics, 2004, Vol. 19, No. 1.
- [49] Guttowski S., Jorgensen H., Heumann K.: The possibilities of reducing conducted line emissions by modifying the basic parameters of voltage-fed pulsed inverters. Proc. 28th IEEE Power Electronics Specialist Conference PESC'97, St. Louis, Vol. 2, pp. 1535-1540.
- [50] Hanigovszki H., Poulsen J., Blaabjerg F.: A novel output filter topology to reduce motor overvoltage, IEEE Trans. on Industry Applications, 2004, Vol. 40, No. 3, pp.845-852.
- [51] Hanzelka Z., Kowalski Z.: Kompatybilność elektromagnetyczna i jakość energii w dokumentach normalizacyjnych, Jakość i Użytkowanie Energii Elektrycznej, 1999, t.5, z.1, s.93-107
- [52] Hartman M., Zimmermann K.: Adjustable speed electrical drives immunity test to voltage dips and short interruptions. Proc. 3rd Int. Workshop Compatibility in Power Electronics CPE 2003, Gdańsk, 2003, pp. 254-257.
- [53] Hasse L, Kołodziejcki J., Konczakowska A., Spiralski L.: Zakłócenia w aparaturze elektronicznej. Radioelektronik Sp. Z o.o., Warszawa, 1995.
- [54] Heldwein M.L., Nussbaumer T., Kolar J.W.: Differential mode EMC input filter design for three-phase AC-DC-AC sparse matrix PWM converters. Proc. 35th IEEE Power Electronics Specialist Conference PESC'04, Aachen, Germany, pp. 284-291.
- [55] Helsper M., Fuchs F. W.: Adaptation of IGBT Switching Behaviour by Means of Active Gate Drive Control for Low and Medium Power. Proc. 10th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE 2003, Toulouse, on CD.
- [56] Holmes G.D., Lipo T.A.: Pulse width modulation for power converters. Principles and practice. IEEE Press, 2003.
- [57] Hu J., van Bloch J., De Doncker W.: Typical impulses in power electronics and their EMI characteristics. Proc. 35th IEEE Power Electronics Specialist Conference PESC'04, Aachen, Germany, pp. 3021-3027.

- [58] Jackson J.D.: *Elektrodynamika klasyczna*. WNT, Warszawa, 1987.
- [59] Jałbrzykowski T., Citko T.: Sposób sterowania rezonansowym przekształtnikiem mostkowym eliminujący generację zakłóceń elektromagnetycznych. *Mat. Konf. V Krajowa Konferencja Naukowa - Sterowanie w Energoelektronice i Napędzie Elektrycznym, SENE 2001, Łódź-Arturówek*, s. 191-196.
- [60] Januszewski S, Serafin S.: Międzynarodowa standaryzacja w zakresie kompatybilności elektromagnetycznej układów napędowych. *Elektronizacja* 2/98, s. 2-6.
- [61] Januszewski S, Serafin S.: Kompatybilność elektromagnetyczna układów napędowych. *Wiadomości Elektrotechniczne*, 1997, Nr 7, 8, 9, 10, 12.
- [62] Jin M., Weiming M., Lei Z.: Determination of noise source and impedance for conducted EMI prediction of power converters by lumped circuit model. *Proc. 35th IEEE Power Electronics Specialist Conference PESC'04, Aachen, Germany*, pp. 3028-3033.
- [63] Jin M., Weiming M.: A new technique for modeling and analysis of mixed mode conducted EMI noise. *Proc. 35th IEEE Power Electronics Specialist Conference PESC'04, Aachen, Germany*, pp. 1134-1140.
- [64] John V., Suh B-S., Lipo T.A.: High performance active gate drive for high power IGBTs, *IEEE Trans. on Industry Applications*, 1999, Vol. 35, No. 5, pp.1108-1117.
- [65] Jorgensen H., Guttowski S., Heumann K.: Reduction of conducted line emissions in voltage-fed pulsed inverters by using suppressor capacitors in intermediate circuit. *Proc. 7th European Conference on Power Electronics and Applications EPE'97, Trondheim, Vol. 1*, pp. 125-129.
- [66] von Jouanne A., Haoran Zhang: A dual-bridge inverter approach to eliminating common mode voltages and bearing and leakage currents. *Proc. 28th IEEE Power Electronics Specialist Conference PESC'97, St. Louis, Vol. 2*, pp. 1276-1280.
- [67] von Jouanne A., Enjeti P.N.: Design consideration for an inverter output filter to mitigate the effects of long motor leads in ASD applications. *IEEE Trans. on Industry Applications*, 1997, Vol. 33, No. 5, pp.1138-1145.
- [68] von Jouanne A., Zhang H., Wallace A.K.: An evaluation of mitigation techniques for bearing currents, EMI and overvoltages in ASD applications. *IEEE Trans. on Industry Applications*, 1998, Vol. 34, No. 5, pp. 1113-1121.
- [69] Julian A.L., Lipo T.A., Oriti G.: Elimination of common mode voltage in three phase sinusoidal power converters. *Proc. 27th IEEE Power Electronics Specialist Conference PESC'96, Baveno, Italy, Vol. 2*, s. 1969-1972.

- [70] Kaku B., Miyashita I., Sone S.: Novel random PWM method based on normally distributed random data. Proc. 7th European Conference on Power Electronics and Applications EPE'97, Trondheim, Vol. 1, pp. 152-157.
- [71] Karlsson P., Bojrup M., Alaküla M., Gertmar L.: Zero Voltage Switching Converters. NORPIE 2000 Workshop Proceedings, Aalborg, Dania, June 2000, pp. 84-88.
- [72] Kasperek R.: Analiza wpływu algorytmów sterowania na wybrane właściwości impulsowych sterowników prądu przemiennego. Rozprawa doktorska, Uniwersytet Zielonogórski, Zielona Góra, 2004.
- [73] Kaufhold M., Auinger H., Berth M., Speck J., Eberhardt M.: Electrical stress and failure mechanism of the winding insulation in PWM-inverter-fed low-voltage induction motors. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2000, Vol. 47, No. 2, pp. 396-402.
- [74] Kaźmierkowski M.P., Krishnan R., Blaabjerg F.: Control in power electronics. Selected problems. Academic Press, Elsevier Science, 2002.
- [75] Kempski A., Strzelecki R.: Metody eliminacji napięcia zakłóceń wspólnych w układach napędowych zasilanych z falowników PWM. Zeszyty Naukowe Politechniki Łódzkiej (Elektryka 93), 1999, Nr 818, s. 85-94.
- [76] Kempski A., Smoleński R., Piontek S., Klytta M.: Internal compatibility of induction motor inverter drives, Proc. of the Polish-German Symposium SRE 2000, Zielona Góra, Part 1, pp. 255-258.
- [77] Kempski A., Smoleński R., Piontek S.: Oddziaływanie indukcyjności dławika silnikowego na prądy łożyskowe w napędach falownikowych PWM. Mat. Konf. V Szkoła-Konferencja: Prądy Niesinusoidalne EPN 2000, Zielona Góra, Wydaw. PZ, 2000, s. 163-170.
- [78] Kempski A.: Capacitively coupled discharging currents in bearings of induction motor fed from PWM (pulsewidth modulation) inverters. Journal of Electrostatics, 2001, Vol. 51-52, pp. 416-423.
- [79] Kempski A., Strzelecki R., Smoleński R., Bojarski J., Klytta M.: Bearing current pulse rate in standard PWM drives. Proc. 9th European Conference on Power Electronics and Applications EPE 2001, Graz, on CD.
- [80] Kempski A., Strzelecki R., Smoleński R., Fedyczak Z.: Bearing current path and pulse rate in PWM-inverter-fed induction motor. Proc. 32nd IEEE Power Electronics Specialist Conference PESC'01, Vancouver, Canada, 2001, Vol 4, pp. 2025-2030.

- [81] Kempski A., Klytta M., Strzelecki R., Smoleński R.: Common mode voltage in VSI PWM induction motor drive system - the consequences and methods of mitigation. *Zeszyty Naukowe Wydziału Elektrotechniki i Automatyki Politechniki Gdańskiej*(16), 2001, pp. 53-58.
- [82] Kempski A., Smoleński R., Strzelecki R., Kurowski T.: Three-phase transformer as a source of EMI currents in systems with PWM excitation. *Proc. Power Electronics Devices Compatibility - PEDC 2001*. Zielona Góra, Technical University Press, 2001, pp. 111-116.
- [83] Kempski A., Smoleński R., Strzelecki R.: Common mode current paths and their modeling in PWM inverter-fed drives, *Proc. 33rd IEEE Power Electronics Specialists Conference - PESC'02*, Cairns, Australia, 2002, Vol. 3, pp. 1551-1556.
- [84] Kempski A., Smoleński R., Strzelecki R.: Conducted EMI in Four-Quadrant AC Drive System, *Proc. 10th International Conference EPE-PEMC2002, Cavtat - Dubrovnik, Chorwacja, 2002*, on CD.
- [85] Kempski A., Smoleński R., Strzelecki R., Sozański K.: Common mode currents in systems containing three phase transformer fed by PWM VSI, *Proc. Power Electronics Electrical drives Automation&Motion SPEEDAM 2002*, Ravello, Włochy, 2002, Vol 2, pp. 31-36.
- [86] Kempski A., Smoleński R.: Comparative investigation of active and passive methods of series compensation of common mode voltage in adjustable speed drive system. *Proc. XIII International Conference Electromagnetic Disturbances - EMD 2003*, Białystok, 2003, on CD.
- [87] Kempski A., Smolenski R., Strzelecki R.: Comparative Analysis of Passive Methods of Achieving of Internal Compatibility in Modern ASD's. *Proc. CPE'2003 Gdansk*, 2003, on CD.
- [88] Kempski A., Strzelecki R., Smoleński R., Benysek G.: Suppression of conducted EMI in four-quadrant AC drive system. *Proc. IEEE 34th Power Electronics Specialists Conference PESC '03*. Acapulco, 2003, pp. 1121-1126
- [89] Kempski A.: Kompatybilność elektromagnetyczna (EMC) zewnętrzna i wewnętrzna systemów zawierających przekształtniki energoelektroniczne *Pomiary Automatyka Kontrola*, 2003, nr 2-3, s. 33-36.
- [90] Kempski A.: Analiza i modelowanie rozplywu prądów zaburzeń wspólnych w układach napędowych z falownikami PWM. *Zeszyty Naukowe Politechniki Łódzkiej (Elektryka 100)*, 2003, nr 927, s. 212-224.
- [91] Kempski A., Strzelecki R., Smoleński R.: The influence of passive EMI filters on various aspects of electromagnetic compatibility. *Proc. 35th IEEE Power Electronics Specialist Conference PESC'04*, Aachen, 2004. pp. 970-975.

- [92] Kempski A., Smoleński R.: Metody kształtowania widma zakłóceń elektromagnetycznych (EMI) w systemach zawierających przekształtniki energoelektroniczne. Raport z Grantu KBN nr 8T10A 034 21, 2004, praca niepublikowana.
- [93] Kempski A., Stanny S.: Rozpływ zaburzeń przewodzonych przy pracy równoległej przekształtnikowych układów napędowych. Przegląd Elektrotechniczny, 2004, nr 6, s. 589-592.
- [94] Kempski A., Smoleński R., Kot E., Fedyczak Z.: Active and Passive Series Compensation of Common Mode Voltage in Adjustable Speed Drive System. Proc. 39th Meeting Industry Applications Conference IAS'04, Seattle, USA, September 2004, on CD.
- [95] Kempski A., Smoleński R., Bojarski J.: Statistical Model of Electrostatic Discharge Hazard in Bearings of Induction Motor Fed by Inverter, Journal of Electrostatics, 2005, in press.
- [96] Kerkman R.J., Leggate D., Skibinski G.: Interaction of drive modulation & cable parameters on AC motor transients. IEEE Trans. on Industry Applications, 1997, Vol. 33, No. 3, pp.722-731.
- [97] Kerkman R., Skibinski G., Schlegel D.: AC drives: Year 2000 (Y2K) and beyond. IEEE Applied Power Electronics Conference, Dallas 1999, pp. 28-39.
- [98] Kerkman R.J., Leggate D., Schlegel D.W, Winterhalter C.: Effects of parasitic on the control of voltage source inverters. IEEE Trans. on Power Electronics, 2003, Vol. 18, No. 1, pp.140-150.
- [99] Kim J-H., Lee H-D., Sul S-K : A new PWM strategy for common-mode voltage reduction in neutral-point-clamped inverter-fed AC motor drive. IEEE Trans. on Industry Applications, 2001, Vol. 37, No. 6, pp.1840-1845.
- [100] Kim J-H., Sul S-K.: A carrierbased PWM method for three-phase four-leg voltage source converters. IEEE Trans. on Power Electronics, 2004, Vol. 19, No. 1, pp.66-75.
- [101] Kirlin R.L, Trzynadlowski A.M., Bech M.M., Blaabjerg F., Pedersen J.K.: Analysis of spectral effects of random PWM strategies for voltage source inverters. Proc. 7th European Conference on Power Electronics and Applications EPE'97, Trondheim, Vol. 1, pp. 146-151.
- [102] Klytta M., Strzelecki R., Kempski A., Smoleński R.: Conducted EMC effects on the motor side of VSI-fed induction motor drive, Proc. Power Electronics Devices Compatibility PEDC'99, Słubice-Zielona Góra, Technical University Press, 1999, pp. 38-51.

- [103] Kołodziejcki J.F., Kuciński S.: Badania i pomiary emisji elektromagnetycznej z układów scalonych Zeszyty naukowe Politechniki Łódzkiej, (Elektryka 93), 1999, s. 7-17.
- [104] Kras B., Ozimek P.: Electromagnetic compatibility in DC and AC power supply circuit's of unit services for power systems. Proc. 3rd Int. Workshop Compatibility in Power Electronics CPE 2003, Gdańsk, 2003, pp. 258-264.
- [105] Krzemień Z.: Pomiary i analiza zjawisk ubocznych występujących w silnikach indukcyjnych zasilanych z falowników PWM. Mat. Konf. Podstawowe Problemy Energoelektroniki i Elektromechaniki, Symposium PPEE'97, Ustroń, 1997, s. 211-216.
- [106] Krzemień Z.: The additional phenomena which appear in induction motors fed from PWM inverters. Proc. 7th European Conference on Power Electronics and Applications EPE'97, Trondheim, Vol. 2, pp. 515-519.
- [107] Krzemień Z.: Uszkodzenia łożysk w silnikach indukcyjnych zasilanych z falowników PWM, Wiadomości Elektrotechniczne, rok LXXVI, nr 4, 1998, s. 200-208.
- [108] Krzemień Z.: Uszkodzenia łożysk powstające w silnikach indukcyjnych zasilanych z falowników PWM, Rozprawa doktorska, Instytut Elektrotechniki, Warszawa, 1999.
- [109] Kutkut N., Wallace I., Divan D.: Recent advances in soft switching inverter technology, <http://www.powerdesigners.com>
- [110] Laboure E., Costa F., Gautier C., Melhem W.: Accurate simulation of conducted interferences in isolated DC to DC converters regarding to EMI standards. Proc. 27th IEEE Power Electronics Specialist Conference PESC'96, Baveno, Italy, Vol. 2, pp. 1973-1978.
- [111] Laftman L.: The contribution to noise in an induction machine fed from a pulse width modulated inverter. Proc. 7th European Conference on Power Electronics and Applications EPE'97, Trondheim, Vol. 2, pp. 483-488.
- [112] Lai Y-S., Chen P-S., Lee H-K., Chou J.: Optimal common-mode voltage reduction PWM technique for inverter control with consideration of the dead-time effects. IEEE Trans. on Industry Applications, 2004, Vol. 40, No. 6, pp.1605-1620.
- [113] Lauritzen P.O., Andersen G.K.,Helsper M.: A basic IGBT model with easy parameter extraction. Proc. 32nd IEEE Power Electronics Specialist Conference PESC'01, Vancouver, Canada, Vol 4, pp. 2160-2165.
- [114] Lee H.D., Sul S.K.: A common mode voltage reduction in boost rectifier/inverter system by shifting active voltage vector in a control period. IEEE Trans. on Power Electronics, 2000, Vol. 15, No. 6, pp.399-409.

- [115] Lee F.C. et al.: An integrated approach to power electronics system. Proc. EPE-PEMC 2002, Dubrovnik&Cavtat, September 2002, on CD.
- [116] Leggate D., Pankau J., Schlegel D., Kerkman R., Skibinski G.: Reflected waves and their associate current . IEEE Trans. on Industry Applications, 1999, Vol. 35,.No. 6 , pp.1383-1392,
- [117] Link J.P.: Minimizing electric bearing currents in ASD systems, IEEE Industry Applications Magazine, Juy/August 1999, pp.55-66.
- [118] Liu CH., Zhang R., Lai J., Lee F.C., Chen D.: Comparison of common-mode EMI for 3D SVM schemes, Virginia Polytechnic Electronics Center (VPEC) Seminar Proceedings, 1999.
- [119] Liu D., Jiang J., Zhao Z.: Analysis of mis-operation caused by EMI in power electronic equipment. Proc. 9th European Conference on Power Electronics and Applications EPE 2001, Graz, on CD.
- [120] Liu D. H., Jiang J.G.: High frequency characteristic analysis of EMI filter in switch mode power supply (SMPS). Proc. 33rd IEEE Power Electronics Specialist Conference PESC'02, Cairns, Australia, on CD.
- [121] Lo Y.K., Chiu H.J., Song T.H.: A software-based CM and DM measurement system for the conducted EMI. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2000, Vol. 47, No. 4.
- [122] Loh P.C, Holmes D.G, Fukuta Y., Lipo T.A.:Reduced common mode modulation strategies for cascaded multilevel inverters. IEEE Trans. on Industry Applications, 2003, Vol. 39, No. 5, pp.1386-1395.
- [123] Loh P.C., Holmes D.G, Fukuta Y., Lipo T.A.: A reduced common mode hysteresis current regulation strategy for multilevel inverters. IEEE Trans. on Power Electronics, 2004, Vol. 19, No. 1, pp.192-200.
- [124] Łuszcz J., Iwan K., Nieznański J.: Conducted electromagnetic interference propagation in power electronic converters with transformers. Proc. 9th European Conference on Power Electronics and Applications EPE 2001, Graz, on CD.
- [125] Macdonald D., Gray W.: PWM related bearing failures, IEEE Industry Applications Magazine, Juy/August 1999, pp.41-47.
- [126] Magnusson P.C., Alexander G.C., Tripathi V.K., Weisshaar A.: Transmission lines and wave propagation. CRC Press, 2001.
- [127] Mandrek S., Chrzan P.J.: Critical evaluation of resonant DC voltage link inverters for electrical drives. Proc. 3rd Int. Workshop Compatibility in Power Electronics CPE 2003, Gdańsk, 2003, pp. 240-247.

- [128] Manjrekar M. D., Lipo T. A.: An auxiliary zero state synthesizer to reduce common-mode voltage in three-phase inverters, IEEE Industry Applications Society Conference, Phoenix, 1999, pp. 54-59.
- [129] Melfi M., Sung J., Bell S., Skibinski G.L.: Effect of surge voltage risetime on the insulation of low-voltage machines fed by PWM converters. IEEE Trans. on Industry Applications, 1999 Vol. 34, No. 4, pp. 766-774.
- [130] Melhorn C.J., Tang L.: Transient effects of PWM drives on induction motors. IEEE Trans. on Industry Applications, 1997, Vol. 33, No. 4, pp. 1065-1072.
- [131] Mihalic F., Bezjak T., Milanovic M.: Improved harmonic spectrum and reduced EMI in boost converter by using the random modulation. Proc. 7th European Conference on Power Electronics and Applications EPE'97, Trondheim, Vol. 2, pp. 366-371.
- [132] Mikołajuk K., Trzaska Z.: Elektrotechnika teoretyczna. WNT, Warszawa, 1984.
- [133] Mohan N., Undeland T.M., Robbins W.P.: Power electronics. John Wiley&Sons Inc, 1995.
- [134] Monteneiro R., Borges B., Anunciada V.: EMI reduction by optimizing the output voltage rise time and fall time in high frequency soft switching converters. Proc. 35th IEEE Power Electronics Specialist Conference PESC'04, Aachen, pp. 1127-1132.
- [135] Moreira A.F., Lipo T.A., Venkataramanan G, Bernet S.: High-frequency modeling for cable and induction motor overvoltage studies in long cable drives, IEEE Trans. on Industry Applications, 2002, Vol. 38, No. 5, pp.1297-1306.
- [136] Moreira A.F., Santos P.M., Lipo T.A., Venkataramanan G.: Filter networks for long cable drives and their influence on motor voltage distribution and common-mode currents, Proc. 29th Conference of the IEEE Industrial Electronics Society IECON 2003, Busan, Korea, 2003, pp.2917-2922.
- [137] Musznicki W., Schanen J-L., Chrzan P.J: Design of high voltage busbar: trade off between electrical field and stray inductance, Proc. 3rd Int. Workshop Compatibility in Power Electronics CPE'2003, Gdańsk, 2003, on CD.
- [138] Musznicki P., Schanen J-L., Allard B., Chrzan J.P.: Accurate modeling of layout parasitic to forecast EMI emitted from DC-DC converter. Proc. 35th IEEE Power Electronics Specialist Conference PESC'04, Aachen, pp. 278-283.
- [139] Mutoh N., Nakshima J., Kanesaki M.: Multilayer power printed structures suitable for controlling EMI noises generated in power converters. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2003, Vol. 50, No. 6, pp. 1085-1094.

-
- [140] Naik R., Nondahl T.A., Melfi M.J., Schiferl R., Wang J-S: Circuit model for shaft voltage prediction in induction motors fed by PWM-based AC drive. *IEEE Trans. on Industry Applications*, 2003, Vol. 39, No. 5, pp.1294-11299.
- [141] Napieralski A., Napieralska M.: *Polowe półprzewodnikowe przyrządy dużej mocy*. WNT Warszawa, 1995.
- [142] Nuscheler R., Potoradi D.: Transient overvoltages at the terminals of inverter fed induction motors. *Proc. 8th European Conference on Power Electronics and Applications EPE'99, Lausanne, 1999*, on CD.
- [143] Ogasawara S. Akagi H.: Modeling and damping of high-frequency leakage currents in PWM inverter-fed AC motor drive systems. *IEEE Trans. on Industry Application*, 1996, Vol. 32, No. 5, pp.1105-1113.
- [144] Ogasawara S., Akagi H.: Analysis and reduction of EMI conducted by PWM Inverter-fed AC motor drive system having long power cables. *Proc. 31th Power Electronics Specialist Conference PESC'00, Galway, 2000*, Vol., pp. 928-933.
- [145] Ogasawara S., Ayano H., Akagi H.: An active circuit for cancellation of common-mode voltage generated by PWM inverter. *IEEE Trans. on Power Electronics*, 2000, Vol. 13, No. 5, pp.835-841.
- [146] Ollila J. Hammar T., Iisakkala J. Tuusa H.: A new reason for bearing current damages in variable speed AC drive. *Proc. 7th European Conference on Power Electronics and Applications EPE'97, Trondheim, Vol. 2*, pp. 539-542.
- [147] Oriti G., Julian A.L., Lipo T.A.: A new space vector modulation strategy for common mode voltage reduction. *Proc. 28th IEEE Power Electronics Specialist Conference PESC'97, St. Louis, Vol. 2*, pp. 1541-1546.
- [148] Oyegoke B., Lampola P.: Effect of the PWM inverter output voltage on the stator windings of induction motors. *Proc. 8th European Conference on Power Electronics and Applications EPE'99, Lausanne, 1999*, on CD.
- [149] Oyegoke B.S.: *Transient voltage distribution in stator winding of electrical machine fed from a frequency converter*, PhD Thesis, Acta Politechnica Scandinavica, Electrical Engineering, series No. 100, Espoo, 2000.
- [150] Palis F, Mecke R., Mecke H., Rummel T.: Influence of system parameters on EMC behaviour of IGBT inverters. *Proc. 7th European Conference on Power Electronics and Applications EPE'97, Trondheim, Vol. 2*, pp. 810-814.
- [151] Park S., Jahns T.M.: Flexible dv/dt and di/dt control method for insulated gate power switches, 36th Meeting IEEE Industry Applications Society IAS'2001, Chicago, Sept/Oct 2001, Vol. 2, pp. 1038-1045.

- [152] Pasterczyk R.J.: Influence of IGBT switching processes on the electromagnetic compatibility of power inverters. Proc. 7th European Conference on Power Electronics and Applications EPE'97, Trondheim, Vol. 2, pp. 857-863.
- [153] Pawelski W.: Sterowanie tranzystorów IGBT. Monografie Politechniki Łódzkiej, 2001.
- [154] Pei X., Kang Y., Chen J.: Prediction of common mode conducted EMI in single phase PWM inverter. Proc. 35th IEEE Power Electronics Specialist Conference PESC'04, Aachen, pp. 3060-3065.
- [155] Pont J. et al.: Overvoltages caused by step-up transformer and long cables in medium voltage inverter drives, Proc. 8th European Conference on Power Electronics and Applications EPE'99, Lausanne, 1999, on CD.
- [156] Poon N.K., Pong B.M.H., Liu C.P., Tse C.K.: Essential-coupling path models for non-contact EMI in switching power converters using lumped circuits elements. IEEE Trans. on Power Electronics, 2003, Vol. 18, No. 2, pp. 686-695.
- [157] Pulkowski M.: Problemy sterowania falowników czterogałęziowych. Mat. Konf. VI Krajowa Konferencja Naukowa - Sterowanie w Energoelektronice i Napędzie Elektrycznym, SENE 2003, Łódź-Arturówek, s. 463-472.
- [158] Qu S., Chen D.: Mixed-mode EMI noise and its implications to filter design in offline switching power supplies. IEEE Trans. on Power Electronics, 2002, Vol. 17, No. 4, pp. 502-507.
- [159] Ran L., Casadei D., Clare J. Keith J.B., Christopoulos C.: Conducted electromagnetic emissions in induction motor drive system. IEEE Trans. on Power Electronics, 1998, Vol. 13, No. 4, pp. 757-775.
- [160] Ratnayake K. R. M. N., Murai Y.: Study of leakage current reduction techniques and their suitability for three level high power inverter applications. Proc. 29th IEEE Power Electronics Specialist Conference PESC'98, Fukuoka, Japan, Vol. 2, pp. 1456-1462.
- [161] Ratnayake K. R. M. N., Murai Y.: A novel PWM scheme to eliminate common-mode voltage in three level voltage source inverter. Proc. 29th IEEE Power Electronics Specialist Conference PESC'98, Fukuoka, Japan, Vol. 1, pp. 269-274.
- [162] Redl R.: Power electronics and electromagnetic Compatibility. Proc. 27th IEEE Power Electronics Specialist Conference PESC'96, Baveno, Italy, Vol. 1, pp. 15-21.

- [163] Rendusara D.A., Cengelci E., Enjeti P.N, Stefanovic V.R, Gray J.W.: Analysis of Common mode voltage -" Neutral Shift" in medium voltage PWM Adjustable Speed Drive (MV-ASD) systems. IEEE Trans. on Power Electronics, 2000, Vol. 15, No. 6, pp. 1124-1133.
- [164] Revol B., Shanen J-L., Roudet J., Souchard Y.: EMI modeling of an inverter-motor association. Proc. 3rd Int. Workshop Compatibility in Power Electronics CPE 2003, Gdańsk, 2003, on CD.
- [165] Rohrich A., Hirsch H., Seliger N.: EMC-optimized design of a converter power stage by reduction of surface current. Proc. 35th IEEE Power Electronics Specialist Conference PESC'04, Aachen, Germany, pp. 82-85.
- [166] Rosetto L., Buso S., Spiazzi G.: Conducted EMI issues in 600-W single-phase boost PFC design. IEEE Trans. on Industry Application, 2000, Vol. 36, No. 2.
- [167] Salem A.M., Kazmierkowski M.P.: Control of four-leg PWM-VSI. Proc. Int. Conf. EPE-PEMC'98, Praga, 1998, pp. 218-223.
- [168] Sanhet J.L.: Standarisation in power electronics. Proc. 7th European Conference on Power Electronics and Applications EPE'97, Trondheim, Vol. 1, pp. 140-145.
- [169] Santolaria A., Balcells J., Gonzalez D., Gago J., Gil S.D.: EMI reduction in switched power converters by means of spread spectrum modulation techniques. Proc. 35th IEEE Power Electronics Specialist Conference PESC'04, Aachen, pp. 292-296.
- [170] Schmidt S., Kempki A.: Analiza pracy falowników napięcia z twardą i miękką komutacją w kontekście kompatybilności elektromagnetycznej, Przegląd Elektrotechniczny, 2004, nr 6, s. 620-623 .
- [171] Seibel B.J., et al.: IGBT drive technology demands new motor and drive consideration. Proc. IEEE-IAS-Petroleum and Chemical Industry Conference (PCIC), Filadelfia, Sept. 23-25, 1996, pp. 75-84.
- [172] Seliga R.: Multiloop feedback control strategy in sine-wave voltage inverter for an adjustable speed cage induction motor drive system. Proc. 9th European Conference on Power Electronics and Applications EPE 2001, Graz, on CD.
- [173] Seliga R., Koczara W.: High quality sinusoidal voltage inverter for variable speed AC drive system, EPE-PEMC'02, Cavtat&Dubrownik, Chorwacja, September 2002, on CD.
- [174] Shakweh Y., Lewis E.A.: Assessment of medium voltage PWM VSI topologies for multi-megawatt variable speed drive applications, Proc. 30th IEEE Power Electronics Specialist Conference PESC'99, Charleston, pp. 965-970.

- [175] Shanen J-L., Jourdan L., Roudet J.: Layout optimization to reduce EMI of a switched mode power. Proc. 33rd IEEE Power Electronics Specialist Conference PESC'02, Cairns, Australia, on CD.
- [176] Shen W., Wang F., Boroyevich D., Liu Y.: Definition and acquisition of CM and DM EMI noise for general-purpose adjustable speed motor drives. Proc. 35th IEEE Power Electronics Specialist Conference PESC'04, Aachen, pp. 1028-1033.
- [177] Shimizu T., Kimura G.: High frequency current reduction based on a common-mode compensation circuit. Proc. 27th IEEE Power Electronics Specialist Conference PESC'96, Baveno, Vol. 2, pp. 1961-1967.
- [178] Shoyama M., Li G., Ninomiya T.: Balanced switching converter to reduce common-mode conducted noise. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2003, Vol. 50, No. 6, pp. 1095-1099.
- [179] Shoyama M., Tsumura T., Ninomiya T.: Mechanism of common-mode noise reduction in balanced boost switching converter. Proc. 35th IEEE Power Electronics Specialist Conference PESC'04, Aachen, pp. 1115-1120.
- [180] Sikora R. Teoria pola elektromagnetycznego. WNT, Warszawa, 1987.
- [181] Sikorski R.: Problemy dotyczące minimalizacji strat łączeniowych w przekształtniku AC/DC/AC-PWM zasilającym maszynę indukcyjną, Rozprawy naukowe Nr 58, Politechnika Białostocka, Białystok 1998.
- [182] Siqueira de Lima A.C., Dommel H.W., Stephan R.M.: Modeling adjustable speed drives with long feeders. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2000, Vol. 47, No. 3, pp. 549-556.
- [183] Skibinski G., Dahl D., Pierce K., Freed R., Gilbert D.: Installation consideration for multi-motor AC drives and filters used in metal industry applications. IEEE Industry Application Society Conference, St. Louis, MO, October 12-16, 1998, pp. 2270-2280.
- [184] Skibinski G., Kerkman R., Leggate D., Pankau J., Schlegel D.: Reflected wave modeling techniques for PWM AC motor drives. Proc. IEEE Applied Power Electronics Conference, Anaheim, CA, 1998, pp. 1021 - 1029
- [185] Skibinski G.L., Kerkman R.J., Schlegel D.: EMI emissions of modern PWM AC drives. IEEE Industry Applications Magazine, 1999, Vol. 5, No. 6, pp. 47-81.
- [186] Smoleński R., Bojarski J., Kempski A., Strzelecki R.: Statistical method of bearing damage risk estimation in PWM inverter-fed drives. Proc. 7th International Conference on Probabilistic Methods Applied to Power Systems - PMAPS 2002, Naples, 2002, Vol. 2, pp. 991-996.

- [187] Smoleński R.: Prądy łożyskowe i metody ich ograniczania w układach napędowych z przemiennikami częstotliwości PWM, Rozprawa doktorska, Uniwersytet Zielonogórski, Zielona Góra, 2003.
- [188] Smoleński R., Bojarski J., Kempki A.: Wpływ impedancji pasywnych filtrów EMC na częstość występowania i amplitudy prądów łożyskowych w układach napędowych PWM, Zeszyty Naukowe Politechniki Łódzkiej (Elektryka; 100), 2003, s. 275-282.
- [189] Son Y.C, Sul S.K.: A new active common-mode EMI filter for PWM inverter. IEEE Trans. on Power Electronics, 2003, Vol. 18, No. 6, pp. 1309-13.
- [190] Stone D., Chambers B.: The effect of carrier frequency modulation of PWM waveforms on conducted EMC problems in switched mode power supplies. EPE Journal, 1996, Vol. 5, No. 3/4, pp. 32-37.
- [191] Strzelecki R., Supronowicz H. Filtracja harmoniczných w sieciach zasilających prądu przemiennego, Wydaw. Adam Marszałek, Toruń 1999.
- [192] Strzelecki R., Smoleński R., Kempki A.: Reduction of the bearing current in PWM motor drives by means of common mode voltage cancellation. Proc. 6th International Conference Electrical Power Quality and Utilisation EPQU'01, Kraków, 2001, pp. 439-444.
- [193] Strzelecki R., Kempki A., Smoleński R., Benysek G.: Common mode voltage cancellation in systems containing 3-phase adding transformer with PWM excitation. Proc. 10th European Conference on Power Electronics and Applications - EPE 2003. Toulouse, 2003, on CD.
- [194] Swamy M.M., Yamada K., Kume T.: Common mode current attenuation techniques for use with PWM drives. IEEE Trans. on Power Electronics, 2001, Vol. 16, No. 2, pp.248-255.
- [195] Su G-J., Peng F.Z., Tolbert L.M.: A Passive Soft Switching Snubber for PWM Inverters. IEEE Trans. on Power Electronics, 2004, Vol. 19, No. 2, pp. 363-370.
- [196] Suntio.T, Altowati A.M.: Design of EMI filter for stability and performance in switched-mode converters. Proc. 35th IEEE Power Electronics Specialist Conference PESC'04, Aachen, pp. 3077-3082.
- [197] Tarkainen A., Pyrhonen J.: Modeling the cable oscillations in the inverter fed AC-machines. Proc. 9th European Conference on Power Electronics and Applications EPE 2001, Graz, on CD.
- [198] Teulings W. Schanen J.L., Roudet J.: A new technique for spectral analysis of conducted noise of SMPS including interconnects. Proc. 28th IEEE Power Electronics Specialist Conference PESC'97, St. Louis, Vol. 2, pp. 1516-1521.

- [199] Tichanyi L.: Electromagnetic compatibility in Power Electronics. J.K. Eckert&Company, Inc., 1995.
- [200] Tichenor J.L., Sudhoff S.D., Drewniak J.L.: Behavioral IGBT modeling for predicting high frequency effects in motor drives. IEEE Trans. on Power Electronics, 2000, Vol. 15, No. 2, pp. 354-360.
- [201] Tsai M.T., Liu J.H., Cheng T.J.: A novel method for suppression of high voltage gradient transient effects in voltage-fed PWM inverter. Proc. 33rd IEEE Power Electronics Specialist Conference PESC'02, Cairns, Australia, on CD.
- [202] Tse K.K., Chung H.S-H., Hui S.Y., So H.C.: Analysis and spectral characteristics of a spread-spectrum technique for conducted EMI suppression. IEEE Trans. on Power Electronics, 2000, Vol. 15, No. 2, pp.399-409.
- [203] Tse K.K., Chung H.S-H., Hui R., So H.C.: A comparative study of carrier-frequency modulation techniques for conducted EMI suppression in PWM converters. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2002, Vol. 49, No. 3, pp.618-627.
- [204] Tunia H., Winiarski B.: Energoelektronika WNT, Warszawa, 1994.
- [205] Valouch V., Skramlik J., Dolezel I.: Parasitic phenomena in system comprising transistor PWM inverter - long cable - induction motor and ways of their suppressing. Proc. Int. Conf. EPE-PEMC'98, Praga, pp. 625-630.
- [206] Wang Fei.: Motor shaft voltages and bearing currents and their reduction in multilevel medium-voltage PWM voltage-source-inverter drive applications. IEEE Trans. on Industry Applications, 2000, Vol. 36, No. 5, pp. 1336-1341.
- [207] Wagner van E., Strangas E.: PWM drive filter induction influence on transient immunity. IEEE Industry Applications Magazine, 1998, pp. 39-46.
- [208] Weber S-P., Hoene E., Guttowski S., John W., Reichl H.: Modeling induction machines for EMC-analysis. Proc. 35th IEEE Power Electronics Specialist Conference PESC'04, Aachen, pp. 94-98.
- [209] Weston D.A: Electromagnetic compatibility. Principles and Applications. Marcel Dekker, Inc., 1991.
- [210] Więckowski T.W.: Pomiar emisyjności urządzeń elektrycznych i elektronicznych. Oficyna wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, 1997.
- [211] Williams T., Armstron K.: EMC for systems and installations. Newnes, 2000.
- [212] Witkowski S., Fagiewicz K., Olesz M., Gędziorowski J.: Wpływ filtru wyjściowego falownika napięcia na generowanie zaburzeń w przewodzie ochronnym, Zeszyty Naukowe Politechniki Łódzkiej (Elektryka 100), 2003, s. 255-264.

- [213] Władziński W., Chrzan P.J., Musznicki P.: Modeling of conducted emission of DC-DC switch-mode converter. Proc. 3rd Int. Workshop Compatibility in Power Electronics CPE 2003, Gdańsk, 2003, pp. 269-274.
- [214] Władziński W., Chrzan P.J.: Zakłócenia elektromagnetyczne przewodzone w przerywaczu szeregowym z tranzystorem IGBT. Mat. Konf. Konferencja Postępy w Elektrotechnice Stosowanej, Kościelisko, 18-22 czerwca 2001, s. 219-226.
- [215] Władziński W.: Oddziaływanie wybranych elementów przekształtnika energoelektronicznego na generację zaburzeń przewodzonych. Rozprawa doktorska, Politechnika Gdańska, Gdańsk, 2002.
- [216] Yao J., Lipo T. A.: A novel soft-switching inverter with ZCS-ZVS features. Proc. 32nd IEEE Power Electronics Specialist Conference PESC'01, Vancouver, Canada, 2001, pp. 1141-1146.
- [217] Zhang M.T., Watson R., Lee F.C., Roudet L.J., Schanen J.L., Clavel E.: Characterization and analysis of electromagnetic interference in a high frequency AC distributed power system. Proc. 27th IEEE Power Electronics Specialist Conference PESC'96, Baveno, Italy, Vol. 2, pp. 1956-1960.
- [218] Zhang H., von Jouanne A., Dai S., Wallace A.K., Wang F.: Multilevel inverter modulation schemes to eliminate common-mode voltages. IEEE Trans. on Industry Applications, 2000, Vol. 36, No. 6, pp.1645-1653.
- [219] Zhang R., Prasad V.H., Boroyevich D., Lee F.C.: Analysis and design of a three-phase inverter with a neutral leg. Proc. 7th European Conference on Power Electronics and Applications EPE'97, Trondheim, Vol. 1, pp. 170-175.
- [220] Zhang R., Prasad V.H., Boroyevich D., Lee F.C.: Three-dimensional space vector modulation for four-leg voltage-source converter. IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 17, No. 3, May 2002, pp.314-326.
- [221] Zhong E., Lipo T.A., Jaeschke J.R., Gritter D.: Analytical estimation and reduction of conducted EMI emissions in high power PWM inverter drives. Proc. 27th IEEE Power Electronics Specialist Conference PESC'96, Baveno, Italy, Vol. 2, pp. 1169-1175.
- [222] Zhong E., Lipo T.A., Rossiter S.: Transient modeling and analysis of motor terminal voltage on PWM inverter-fed AC motor drive. Proc. 33rd Industry Applications Conference IAS'98, St. Louis, USA, Oct. 1998, Vol. 1, pp.773-780.
- [223] Zhu H., Lai J-S., Hefner A.R., Tang Y., Chen C.: Modeling-based examination of conducted EMI emissions from hard and soft switching PWM inverter. IEEE Trans. on Industry Applications, 2001, Vol. 37, No. 5, pp.1383-1393.

- [224] Zhu Z.Q., Xu L., Howe D.: Acoustic noise radiated by nominally identical induction machines fed from sinusoidal and non-sinusoidal power supplies. Proc. 7th European Conference on Power Electronics and Applications EPE'97, Trondheim, Vol. 2, pp. 489-494.

- [225] Zverev I., Konrad S., Voelker H., Petzold J., Klotz F.: Influence of the gate drive techniques on the conducted EMI behavior of power converter. Proc. 28th IEEE Power Electronics Specialist Conference PESC'97, St. Louis, Vol. 2, pp. 1516-1521.

Elektromagnetyczne zaburzenia przewodzone w układach napędów przekształtnikowych

Streszczenie

Monografia dotyczy zagadnień związanych z kompatybilnością elektromagnetyczną (EMC) układów napędów przekształtnikowych. Stosowane w tych układach nowoczesne przekształtniki energoelektroniczne generują zaburzenia o znacznych poziomach, których widma są przesunięte z pasma niskich częstotliwości - w obszar częstotliwości wysokich. Rodzi to nowe problemy związane z ich pomiarem, sposobami redukcji oraz eliminacją skutków ich obecności. Dominującym sposobem emisji zaburzeń do środowiska elektromagnetycznego w zakresie do 30 MHz jest przewodzenie poprzez dołączone przewody. W przekształtnikowych układach napędowych zaburzenia przewodzone wysokiej częstotliwości mogą dodatkowo stwarzać problemy z zapewnieniem kompatybilności wewnętrznej układu.

W pracy, na podstawie wyników eksperymentalnych oraz analiz teoretycznych, wydzielono obwody prądów zaburzeń wspólnych i różnicowych w topologicznie symetrycznych układach trójfazowych. Na tej podstawie opracowano obwodowe modele rozptyłu prądów zaburzeń oraz prądów łożyskowych wewnątrz silnika. Przy modelowaniu obwodów uwzględniono falowy charakter zaburzeń. Zaproponowano porównawczą metodę badania wpływu algorytmów sterowania na widmo zaburzeń w paśmie CISPR A, przy wykorzystaniu analitycznej dekompozycji widma zaburzeń na harmoniczne zaburzeń różnicowych i wspólnych.

Wyniki analiz teoretycznych i badań symulacyjnych zweryfikowano eksperymentalnie w najbardziej rozpowszechnionym układzie dwukwadrantowego napędu przekształtnikowego z silnikiem asynchronicznym oraz w układach z czterokwadrantowym przemiennikiem częstotliwości, falownikami trój- i czteropoziomowymi i przekształtnikiem matrycowym.

Przedstawiono analizę metod ograniczania zaburzeń poprzez pasywną i aktywną kompensację napięcia zaburzeń oraz modyfikację impedancji toru rozptyłu zaburzeń. Oprócz oceny skuteczności i ograniczeń aplikacyjnych proponowanych metod, przedstawiono ich wpływ na inne aspekty kompatybilności elektromagnetycznej systemu.

Słowa kluczowe: kompatybilność elektromagnetyczna (EMC), zaburzenia przewodzone, zaburzenia różnicowe (DM), zaburzenia wspólne (CM), przekształtnik energoelektroniczny, układ napędowy mocy o regulowanej prędkości (PDS), filtr aktywny, filtr pasywny

Conducted electromagnetic emission in power converter drives

Abstract

The research described in this monograph concerns issues connected with electromagnetic compatibility (EMC) of power converter drives. Modern converters used in such systems generate a high level of electromagnetic interference (EMI), the spectra of which are shifted from low to high frequency band. It causes new kinds of problems related to measuring methods, mitigation techniques and elimination of the consequences of their appearance. The dominant way of EMI emission into electromagnetic environment in a frequency range up to 30 MHz is by conduction. Additionally, in the high frequency range conducted EMI in power converter drives can cause problems with internal electromagnetic compatibility of the system.

In this work, based on experimental results and theoretical analyses, the circuits of common mode (CM) and differential mode (DM) EMI in topologically symmetric three-phase systems have been distinguished. On this basis HF lumped equivalent circuits for EMI and bearing currents have been proposed. The wave nature of EMI currents has been taken into consideration. The method of comparative analysis of the influence of control algorithms onto EMI spectra in the CISPR A frequency band using analytical decomposition of the spectrum into CM and DM modes has been proposed.

Theoretical analyses and results of simulations have been verified by tests carried out on a two-quadrant drive with induction motor fed-by frequency converter and additionally on drives with a four-quadrant frequency converter, multilevel inverters and a matrix converter.

There has been presented the analysis of methods of EMI suppression by means of passive and active cancellation of the CM voltage and the modification of the impedance of the CM current path. Beside the valuation of efficiency and limitations of the application area of these methods, an influence on other aspects of electromagnetic compatibility of the system has been presented.

Keywords and phrases: electromagnetic compatibility (EMC), conducted electromagnetic interferences (EMI), differential mode (DM), common mode (CM), power electronic converter, power drive system (PDS), active filter, passive filter.