

Politechnika Lubelska

Andrzej Wac-Włodarczyk

Hybrydowe układy przetwarzania częstotliwości

Lublin 1997

Opiniodawca:
Prof. nz. dr hab. Stanisław Mitkowski



Wydano za zgodą Rektora Politechniki Lubelskiej

WYDANIE PUBLIKACJI DOFINANSOWANE PRZEZ KOMITET
BADAŃ NAUKOWYCH

ISBN 83-87270-76-8

© Copyright by Politechnika Lubelska 1997

Wydawnictwa Uczelniane Politechniki Lubelskiej

Nakład 150 egz., F. B5., Ark. wyd. 10,14. Ark. druk. 10,75.
Zam. 84/97

Zakład Wydawniczo-Poligraficzny
Politechniki Lubelskiej
ul. Bernardyńska 13, 20-950 Lublin

Errata

Spis treści

WYKAZ WAŻNIEJSZYCH OZNACZEŃ I SKRÓTÓW	5
1. WSTĘP.....	9
1.1. Aktualny stan zagadnienia	9
1.2. Sformułowanie problemu, teza i cel pracy oraz jej zakres.....	14
2. PÓLPRZEWODNIKOWE PRZEKSZTAŁTNIKI CZĘSTOTLIWOŚCI	17
2.1. Przegląd układów falownikowych	17
2.1.1 Falowniki tranzystorowe zasilane ze źródła napięcia	18
2.2. Niektóre zagadnienia dotyczące sterowania układów falownikowych	23
2.3. Wybór i koncepcja układu falownika	24
2.3.1 Część energetyczna urządzenia	24
2.3.2 Układ sterujący.....	25
2.3.3 Układ zasilacza małej mocy	26
3. MAGNETYCZNE MNOŻNIKI CZĘSTOTLIWOŚCI	27
3.1. Wprowadzenie w teorię magnetycznych mnożników częstotliwości	27
3.2. Założenia upraszczające	29
4. WYBÓR MATERIAŁU NA RDZEŃ MNOŻNIKA ORAZ JEGO MODEL MATEMATYCZNY	33
4.1. Straty mocy w rdzeniach	33
4.2. Model matematyczny materiału rdzenia	36
4.3. Aktualny poziom jakościowy i perspektywy rozwoju blach elektrotechnicznych i ferrytów	42
4.3.1 Stale elektrotechniczne	43
4.3.2 Ferryty	45
4.4. Drobnokrystaliczne i amorficzne materiały magnetyczne	46
4.5. Porównanie właściwości materiałów magnetowodowych	49
5. UOGÓLNIONY MODEL MATEMATYCZNY MNOŻNIKÓW	53
5.1. Sformułowanie równania modelującego pracę magnetycznego dziewięciokrotnika częstotliwości	53
5.2. Uogólnienie modelu matematycznego na reprezentatywną klasę magnetycznych powielaczy częstotliwości	60
5.3. Rozwiązanie równania metodą bilansu harmonicznych	62
5.4. Charakterystyki napięciowe - interpretacja wyników	68
5.4.1 Analiza wpływu różnych stanów obciążenia liniowego	68
5.4.2 Wpływ strat rdzeniowych na charakterystyki napięciowe	73
5.4.3 Analiza wpływu odbiornika nieliniowego	74

5.4.4 Analiza wpływu materiału rdzeniowego	76
6. KOMPUTEROWA SYMULACJA PRACY MNOŻNIKÓW	79
6.1. Charakterystyka użytych pakietów	79
6.2. Symulacja za pomocą języka PCNAP	80
6.3. Symulacja z użyciem pakietu PSPICE v. 6.0.....	92
7. BADANIA LABORATORYJNE	103
7.1. Trójfazowy falownik napięcia	103
7.1.1 Moduł mocy falownika.....	103
7.1.2 Sterownik falownika	107
7.1.3 Układ zasilacza małej mocy.....	109
7.1.4 Badania układu sterującego falownika	111
7.2. Magnetyczny dziewięciokrotnik częstotliwości	111
7.3. Parametry magnetowodów mnożnika częstotliwości	115
7.3.1 Charakterystyka magnesowania.....	115
7.3.2 Charakterystyka zastępczej konduktancji rdzenia	118
7.3.3 Przenikalność magnetyczna rdzeni	120
7.3.4 Indukcja magnetyczna	121
7.4. Magnetyczny dziewięciokrotnik częstotliwości zasilany napięciem podwyższonej częstotliwości.....	124
7.5. Weryfikacja modelu matematycznego.....	130
7.6. Weryfikacja eksperymentalna symulacji komputerowych	134
8. WNIOSKI I PODSUMOWANIE	143
8.1 Wnioski.....	143
8.2 Podsumowanie	148
LITERATURA	153
STRESZCZENIA.....	167

WYKAZ WAŻNIEJSZYCH OZNACZEŃ I SKRÓTÓW

(zestawienia pewnych parametrów zawierają tablice 4.1, 5.1 i 5.2)

a	– współczynnik aproksymacji liniowej $\hat{B}_3 = a\hat{B}_1$
α, β	– współczynniki aproksymacji charakterystyki magnesowania rdzenia m.m.cz.
α_0	– średni parametr pola opisujący oddziaływanie domen
α_x, β_x	– współczynniki aproksymacji charakterystyki magnesowania dławika
B	– wartość chwilowa indukcji magnetycznej
$\hat{B}$	– wartość maksymalna indukcji magnetycznej
$\hat{B}_1, \hat{B}_3, \hat{B}_9$	– amplitudy odpowiednio pierwszej, trzeciej i dziewiątej harmonicznych indukcji magnetycznej
$B_I, B_{II}, \dots, B_{IX}$	– wartości chwilowe indukcji magnetycznych w kolejnych rdzeniach m.m.cz.
$B_0(t)$	– wartość chwilowa dziewiątej (piątej, trzeciej) harmonicznej indukcji w m.9.cz. (m.5.cz., m.3.cz.)
$\dot{B}_{II}, \dot{B}_{VI}$	– pochodne pierwszych harmonicznych indukcji odpowiednio I i V rdzenia
$\sum B$	– suma wartości chwilowych indukcji magnetycznych wszystkich rdzeni m.m.cz.
$\sum \dot{B}, \sum \ddot{B}$	– suma odpowiednio pierwszych i drugich pochodnych indukcji magnetycznych wszystkich rdzeni m.m.cz.
C_0	– pojemność odbiornika
C_1, C_2	– współczynniki aproksymacji krzywej magnesowania funkcją sinusa hiperbolicznego
c	– stała odkształceń elastycznych ścian domen
γ	– kąt przesunięcia fazowego dziewiątej (piątej, trzeciej) harmonicznej indukcji w stanie obciążenia dziewięciokrotnika częstotliwości (m.5.cz., m.3.cz.)
d	– grubość blachy lub taśmy
ΔP	– straty mocy w rdzeniu
ΔP_h	– straty histerezowe
ΔP_w	– straty wirowe klasyczne
ΔP_a	– straty anomalne (dodatkowe)
E	– wartość skuteczna pierwszej harmonicznej fazowego napięcia zasilającego m.m.cz.

E_0	– wartość skuteczna m-tej harmonicznej napięcia wyjściowego na jednym z transformatorów magnetycznego m-krotnika częstotliwości
e	– wartość chwilowa napięcia wyjściowego m.m.cz.
$\sqrt{2}e_0$	– wartość chwilowa dziewiątej (piątej, trzeciej) harmonicznej napięcia wyjściowego na jednym z transformatorów m.9.cz. (m.5.cz., m.3.cz.)
$\sqrt{2}\dot{e}_0, \sqrt{2}\ddot{e}_0$	– odpowiednio pierwsza i druga pochodna dziewiątej (piątej, trzeciej) harmonicznej napięcia wyjściowego na jednym z transformatorów m.9.cz. (m.5.cz., m.3.cz.)
f	– częstotliwość
G_0	– konduktancja odbiornika
g	– współczynnik aproksymacji nieliniowej konduktancji odwzorowującej straty rdzeniowe transformatora m.m.cz.
η	– współczynnik aproksymacji nieliniowej konduktancji odwzorowującej straty rdzeniowe transformatora m.m.cz.
H	– natężenie pola magnetycznego
H_c	– statyczna wartość natężenia koercji
i_a, i_b, i_c	– wartości chwilowe prądów zasilających m.m.cz.
i_0	– wartość chwilowa prądu w obwodzie wtórnym m.m.cz.
$i_{G_0}, i_{L_0}, i_0, i_x$	– wartości chwilowe prądów odbiornika
K	– stała odkształceń nieelastycznych ścian domen
L_0	– indukcyjność odbiornika
l	– średnia długość obwodu magnetycznego każdego z transformatorów m.m.cz.
l_x	– średnia długość obwodu magnetycznego dławika
μ	– przenikalność magnetyczna
μ_0	– przenikalność magnetyczna próżni równa $4\pi \cdot 10^{-7}$ [H/m]
μ'	– przenikalność magnetyczna w obszarze krzywej rozmagne-sowania
M	– magnetyzacja (namagnesowanie)
M_a	– magnetyzacja w przypadku braku histerezy
M_s	– magnetyzacja nasycenia
m.m.cz.	– magnetyczny mnożnik częstotliwości
m.3.cz.	– magnetyczny potrójacz częstotliwości
m.5.cz.	– magnetyczny pięciokrotnik częstotliwości
m.9.cz.	– magnetyczny dziewięciokrotnik częstotliwości
ρ	– rezystywność materiału
S	– pole powierzchni przekroju poprzecznego rdzenia transformatora mnożnika

S_x	– pole powierzchni przekroju poprzecznego rdzenia dławika
σ_k	– parametr kształtu pierwotnej krzywej magnesowania
t	– czas
U_3	– wartość skuteczna napięcia wyjściowego potrajacza
U_9	– wartość skuteczna napięcia wyjściowego dziewięciokrotnika
χ	– współczynnik strat anomalnych
z_1, z_2, z_3	– liczba zwojów w uzwojeniach pierwotnych m.m.cz.
z_w	– liczba zwojów uzwojenia wtórnego pojedynczego transformatora magnetycznego mnożnika częstotliwości.
z_x	– liczba zwojów uzwojenia dławika
ω	– pulsacja

1. WSTĘP

1.1. Aktualny stan zagadnienia

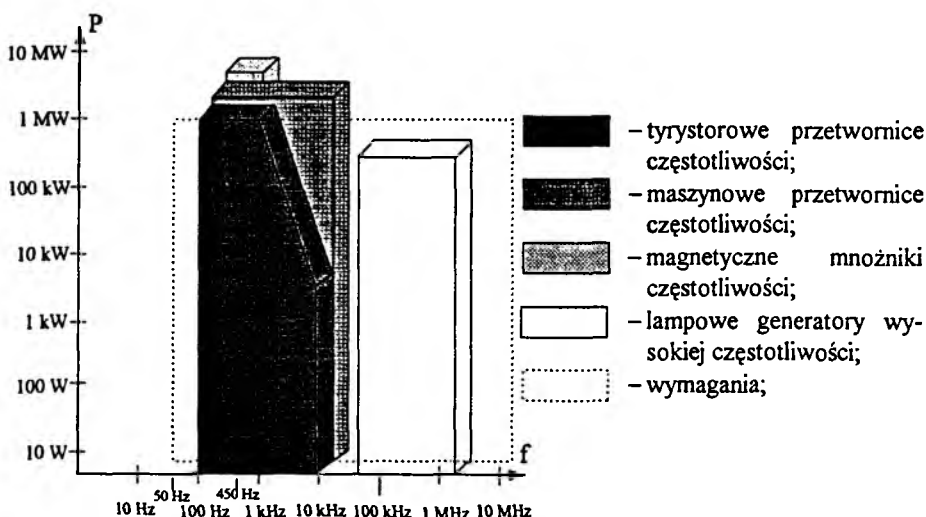
Szybki wzrost zapotrzebowania na energię elektryczną wiążący się z racjonalnym jej wykorzystaniem powoduje coraz większe zainteresowanie źródłami podwyższonej częstotliwości. Stanowią one jedną z ważnych dziedzin energoelektroniki, o rozwoju której świadczą liczne publikacje i konferencje naukowo-techniczne, gdzie zgłaszanych jest coraz więcej referatów z sukcesywnie rosnącej liczby ośrodków zajmujących się tą tematyką.

Zasilanie indukcyjnych układów grzejnych oraz szybkoobrotowych zespołów napędowych wymaga zastosowania źródeł energii elektrycznej o częstotliwościach od sieciowej (50 Hz) do kilkunastu megaherców i mocach od 10 W do 1 MW. Dotychczas stosowane źródła podwyższonej częstotliwości, to przede wszystkim:

- tyrystorowe przemienniki częstotliwości w zakresie od 100 Hz do 10 kHz i mocy do 1 MW, przy czym wysokie moce ograniczają częstotliwość pracy tyrystorów do wartości 1 kHz [162] lub kilku kiloherców [11],
- magnetyczne mnożniki częstotliwości o zakresie 100 Hz do 450 Hz i mocy do kilku megawatów,
- maszynowe przetwornice częstotliwości o częstotliwościach do 10 kHz i mocach do kilku megawatów,
- lampowe generatory wysokiej częstotliwości o zakresie 50 kHz do megaherców i mocy kilkuset kilowatów.

W ostatnim czasie opracowano i wprowadzono na rynek tranzystory mocy IGBT, MOSFET i SIT. Ich wysokie parametry napięciowo-prądowe oraz dynamiczne spowodowały przełom w technice przekształtnikowej wyższych częstotliwości. Falowniki produkowane przez firmy zagraniczne w zakresie 10÷100 kHz osiągają moc do 400 kW [29, 41, 67, 131, 154]. Oferta krajowa obejmuje przeważnie urządzenia do nagrzewania indukcyjnego o częstotliwości do 10 kHz [11, 41], a nawet 20 kHz [10]. Istniejąca więc do niedawna luka w zakresie generacji napięć w przedziale częstotliwości kilkudziesięciu kiloherców oraz mocy kilkudziesięciu i więcej kilowatów (rys. 1.1) została w pewnym

sensie wypełniona. Nie jest to jednak powód do rezygnacji z poszukiwań innych, alternatywnych rozwiązań. Jednym z nich jest zaproponowany w niniejszej pracy hybrydowy układ przetwarzania częstotliwości, utworzony przez kaskadowe połączenie jego dwóch podstawowych stopni. Pierwszy, stanowi półprzewodnikowa przetwornica częstotliwości, a drugi, magnetyczny mnożnik częstotliwości (m.m.cz.). Ideę układu przedstawionego po raz pierwszy w Japonii w roku 1983 [15, 162] prezentuje rys. 1.2.

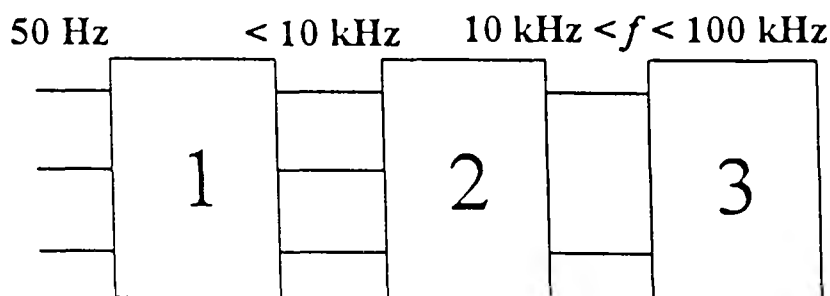


Rys. 1.1. Klasyfikacja istniejących źródeł podwyższonej częstotliwości

Półprzewodnikowy falownik z wyjściem trójfazowym przetwarza częstotliwość sieciową napięcia wejściowego do wartości od kilku do 10 kHz. Następnie napięciem tym zasilany jest m.m.cz., który raz jeszcze zwielokrotnia częstotliwość od 3 do 9 razy w zależności od rodzaju użytego przetwornika magnetycznego. Wybór tego ostatniego determinuje zazwyczaj jednofazowy charakter odbiornika, a w przypadku potrójnej częstotliwości również możliwość zasilania odbiornika trójfazowego.

Mimo intensywnego rozwoju energoelektroniki, a wraz z nią półprzewodnikowych przekształtników częstotliwości stwarzają one nadal, szczególnie w wyższych zakresach częstotliwości i mocy, pewne problemy techniczno-ekonomiczne. Można wśród nich wymienić znaczne łączeniowe straty mocy w elementach półprzewodnikowych. O wadze problemu świadczy fakt powszechnego stosowania chłodzenia wodnego tych elementów [10, 12]. Falowniki stanowią dość poważne źródło zakłóceń wprowadzanych do sieci zasilającej oraz zakłóceń elektromagnetycznych [41]. Istotnym ograniczeniem jest kwestia dostępności i ceny wysokoparametrowych łączników półprzewodnikowych oraz

mikroprocesorowych układów sterowania. Jedynie dla relatywnie drogich elementów nie występują ograniczenia mocy (tranzystory) bądź częstotliwości (tyrystory) we wspomnianym przedziale parametrów do 100 kHz i 100 kW. Dlatego też zaproponowano pewnie działający w tym zakresie mocy falownik z częstotliwością wyjściową do 10 kHz, której wartość ulegnie zwielokrotnieniu w m.m.cz. pozbawionym ograniczeń mocy transformowanej energii. W ten sposób kaskadowe połączenie dwóch różnych przekształtników (rys. 1.2) pozwoli stworzyć alternatywną próbę wypełnienia wspomnianej luki (rys. 1.1) w parametrach istniejących zasilaczy. Należy podkreślić, iż proponowany układ, poprzez zastosowanie m.m.cz., eliminuje konieczność stosowania specjalnego transformatora dopasowującego do impedancji wzbudników indukcyjnych [10, 12, 146], które stanowią największy zespół odbiorników energii elektrycznej o podwyższonej częstotliwości i służą do nagrzewania metali przy hartowaniu, lutowaniu, topieniu czy innej obróbce plastycznej.



Rys. 1.2. Schemat blokowy hybrydowego układu zwielokrotnienia częstotliwości

- 1 - półprzewodnikowa przetwornica częstotliwości (falownik),
- 2 - magnetyczny mnożnik częstotliwości (m.m.cz.),
- 3 - odbiornik

Przy konstruowaniu i eksploatacji magnetycznego przetwornika częstotliwości zastosowanego w omawianym układzie ujawniły się nowe problemy, które nie występowały w rozwiązaniach konwencjonalnych. Zachodzi mianowicie konieczność wyboru i zastosowania odpowiedniego materiału na rdzeń przetwornika przystosowanego do pracy w reżimie podwyższonej częstotliwości. Do niedawna, nie było to możliwe. Dynamiczny rozwój technologii materiałów magnetycznych znowu uplasował magnetyczne mnożniki w klasie nowoczesnych przekształtników. Dzięki temu i z racji ich licznych zalet jak: prostota budowy, pewność ruchu, symetryzacja obciążeń jednofazowych oraz relatywnie niskie koszty inwestycyjne i eksploatacyjne, obserwuje się ich przewagę nad innymi układami w wielu zastosowaniach.

Oprócz wspomnianych już aplikacji m.m.cz. [9, 51, 56, 119, 154], dotyczących elektrometalurgii i elektrotechnologii (zasilanie pieców i nagrzewnic indukcyjnych, urządzeń obróbki elektroerozyjnej, ozonatorów, spawarek i nagrzewnic oporowych) oraz napędu elektrycznego (zasilanie wysokoobrotowych silników indukcyjnych, w sprzęcie gospodarstwa domowego, sprzęcie rolniczym oraz w napędzie przemysłowym) ważną jest również dziedzina zasilaczy układów elektronicznych [4, 31, 51, 56, 58, 119, 160]. Pasywne elementy magnetyczne o specyficznej konfiguracji, spełniające wśród innych funkcji również funkcję mnożenia częstotliwości, są głównym elementem składowym konwerterów magnetycznych - wielofunkcyjnych zasilaczy sprzętu elektronicznego. Podane tu główne dziedziny zastosowań nie wyczerpują wszystkich możliwości, jednak wskazują, że jest ich dostatecznie dużo aby problematykę uznać za ważną i aktualną. Możliwości aplikacyjne warunkują istnienie stałego zainteresowania zagadnieniami m.m.cz. występujących samodzielnie, jak również w rozbudowanych układach jako elementy składowe.

Poruszane w niniejszej pracy problemy są aktualne nie tylko obecnie, ale nabierają szczególnego znaczenia w przyszłości. Rywalizacja i wyścig ku lepszym parametrom między przodującymi teraz materiałami półprzewodnikowymi a magnetycznymi trwa. Trudno jednoznacznie wytypować zwycięzcę. Zdaniem autora, nawet w obliczu przegranej dla materiałów magnetycznych, warto poświęcić miejsce tej klasie przetworników, chociażby przez wzgląd, że są one klasyfikowane jako specjalne, bardziej skomplikowane transformatory [50]. Prace naukowe w zakresie teorii transformatorów są publikowane od wielu lat, nadal znajdują i będą znajdowały uzasadnienie swej aktualności. Tak więc w opinii autora stworzenie podstaw teoretycznych prezentowanego układu i poznawczy charakter niniejszej pracy mają swoje uzasadnienie i wychodzą na przeciw oczekiwanym w przyszłości aplikacjom.

Problematyką magnetycznych mnożników częstotliwości zajmują się ośrodki naukowe Japonii, Kanady, Niemiec, Stanów Zjednoczonych, krajów byłego Związku Radzieckiego. W Polsce badania w tej dziedzinie prowadzone są od wielu lat, między innymi w Politechnice Lubelskiej, gdzie stanowią trwały, wieloletni temat prac prowadzonych w Katedrze Podstaw Elektrotechniki.

Tematyce m.m.cz., a szczególnie często stosowanym potrajaczom, poświęcono w literaturze światowej kilkaset publikacji, udzielono kilkudziesięciu patentów, wydano kilka monografii i rozpraw habilitacyjnych oraz wiele prac doktorskich, np. [4, 31, 42, 51, 119, 136-137, 150, 160, 180], żadna jednak nie zawiera uniwersalnego modelu matematycznego dla całej klasy tych urządzeń.

Rozprawa niniejsza, w odróżnieniu od cytowanych wcześniej publikacji [15, 162] naukowców japońskich, jest nie tylko próbą przedstawienia koncepcji hybrydowego układu przetwarzania częstotliwości i wyników badań laboratoryjnych jego modelu fizycznego, ale również opracowania teorii tych układów,

szczególnie drugiego stopnia kaskady, nie analizowanego do tej pory w warunkach pracy przy podwyższonej częstotliwości.

Dotychczasowe publikacje koncentrowały się przede wszystkim na opisie badań doświadczalnych oraz w mniejszym stopniu wycinkowych rozważań teoretycznych w odniesieniu do konkretnych mnożników, tj. potrajaczy [8-9, 31-33, 46-47, 51-54, 65-66, 119, 136-137, 150, 153, 160, 167, 177-178, 180], rzadziej pięciokrotników [42, 55] czy dziewięciokrotników [60-62, 170-171] częstotliwości. Istniała luka w opracowaniu spójnej teorii tych urządzeń.

Uogólniony model matematyczny skonstruowany i rozwiązany przez autora niniejszej rozprawy stanowi kompleksowe, analityczne ujęcie zagadnienia w szerokim zakresie niespotykanym dotąd zarówno w krajowej jak i światowej literaturze przedmiotu. Wyprowadzone równanie napięciowe charakteryzuje się uniwersalnością zastosowania. Odnosi się bowiem do potrajaczy, pięciokrotników i dziewięciokrotników częstotliwości, a zatem do całej klasy reprezentatywnych przedstawicieli tych przetworników. Wystarczy określić wartości zdefiniowanych współczynników równania, aby uwzględnić konkretne urządzenie z jego parametrami konstrukcyjnymi, materiałowymi i geometrycznymi. Stworzony model matematyczny pozwala na symulację różnych rodzajów obciążenia, w tym także odbiornika nieliniowego oraz ciekawego przypadku obciążenia pojemnościowego z możliwością określenia niestabilnych obszarów pracy. Uwzględnia różne amplitudy i częstotliwości sinusoidalnego napięcia zasilającego mnożnik a także straty w jego rdzeniu. Założenia upraszczające stosowane w tej pracy są mniej rygorystyczne niż w cytowanych wyżej publikacjach, natomiast sam model uwzględnia więcej parametrów analizowanych mnożników oraz bardziej naturalne i skomplikowane warunki ich pracy. Proces konstruowania modelu matematycznego dla tak bardzo nieliniowych, pracujących przy indukcji nasycenia rdzeniach i rozbudowanych układów jest bardzo czasochłonny.

Rozwój metod numerycznych i zdolności obliczeniowych komputerów sprawił, iż zastosowano również symulację numeryczną pracy układu z uwzględnieniem niesinusoidalnego kształtu napięcia generowanego przez falownik i zasilającego mnożnik magnetyczny. Zaletą metod symulacyjnych w stosunku do analitycznych jest dalsze ograniczenie liczby założeń upraszczających.

Praca zawiera weryfikację obliczeń teoretycznych poprzez pomiary laboratoryjne na zbudowanym modelu fizycznym układu.

Pełna analiza hybrydowych układów przetwarzania częstotliwości jest zagadnieniem bardziej złożonym i pracochłonnym niż analiza każdego z dwóch stopni układu z osobna. Dotyczy to w szczególności m.m.cz. rozpatrywanych dotąd przy zasilaniu sieciowym. Obserwowana w ostatnich latach znaczna poprawa jakości materiałów magnetycznych stwarza nadzieję na wyselekcjonowanie właściwych rdzeni tych mnożników, pracujących w trudnych warunkach zasilania napięciem podwyższonej częstotliwości. W tym celu dokonano ob-

szernego przeglądu literatury dotyczącej nowych tendencji w produkcji blach elektrotechnicznych, poświęcając wiele miejsca amorficznym materiałom magnetycznym. Spośród kilkudziesięciu pozycji cytowanej w pracy literatury o tej tematyce, około 50% pochodzi z ostatnich lat, tzn. były publikowane po roku 1990.

Zdaniem autora, właśnie w tym opracowaniu po raz pierwszy został wytypowany i zastosowany amorficzny materiał magnetyczny na rdzenie mnożnika częstotliwości.

Proponowana współpraca struktury elektronicznej i magnetycznej jest próbą zastosowania nowoczesnej koncepcji, wykorzystującej postęp w dziedzinie materiałów półprzewodnikowych, jak również w dziedzinie technologii materiałów magnetycznych.

1.2. Sformułowanie problemu, cel i teza pracy oraz jej zakres

Ze względów natury poznawczej, jak również możliwości praktycznego stosowania hybrydowych układów przetwarzania częstotliwości, występuje pilna potrzeba opracowania stosownej metodyki obliczeń w różnych warunkach obciążenia i zasilania tych układów.

Celem pracy jest przedstawienie teoretycznych podstaw działania hybrydowego układu przetwarzania częstotliwości oraz opracowanie jego modelu matematycznego i metodyki projektowania, ze szczególnym uwypukleniem drugiego członu układu w postaci magnetycznego mnożnika częstotliwości.

Pełna realizacja postawionego celu pracy związana jest z udowodnieniem następującej tezy:

Ogólne zasady działania falowników półprzewodnikowych oraz magnetycznych mnożników częstotliwości wskazują na realną możliwość ich efektywnej współpracy w układzie kaskadowym. Możliwe jest również skonstruowanie uogólnionego modelu matematycznego dla całej klasy magnetycznych mnożników częstotliwości, który pozwala na określenie wartości parametrów urządzenia dla różnych rodzajów obciążenia oraz na wyznaczenie obszarów jego stabilnej pracy.

Prawdziwość powyższego stwierdzenia została wykazana na drodze rozważań teoretycznych oraz badań eksperymentalnych zbudowanych modeli fizycznych. Przedstawione w rozprawie zagadnienia występują we wzajemnej zależności – wyniki jednych są wykorzystywane do rozwiązywania zadań następnych.

Praca składa się z ośmiu rozdziałów, przy czym pierwszy z nich odnosi się do ogólnego sformułowania problemu na tle aktualnych potrzeb i możliwości.

W rozdziale drugim przedstawiono sposób realizacji pierwszego stopnia hybrydowych układów przetwarzania częstotliwości, poprzedzony przeglądem półprzewodnikowych falowników.

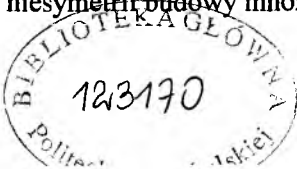
Rozdział trzeci jest poświęcony wprowadzeniu w teorię magnetycznych mnożników częstotliwości i przyjętym założeniom upraszczającym, które pozwalają na ich modelowanie matematyczne.

Kolejna czwarta część opracowania dotyczy ważnej kwestii wyboru materiału na rdzeń mnożnika magnetycznego. Zarysowano w niej problem strat mocy w magnetowodach, szczególnie istotny w stosowanych tutaj mnożnikach magnetycznych działających w reżimie podwyższonej częstotliwości, co stanowi niespotykane dotąd utrudnienie w ich pracy. Przedstawiono następnie najnowszy model matematyczny nieliniowego materiału rdzenia opracowany przez Jilesa i Athertona adoptowany do programu komputerowej symulacji PSPICE. W dalszej części zawarto aktualny poziom jakościowy i perspektywy rozwoju blach elektrotechnicznych oraz amorficznych materiałów magnetycznych. Porównując własności i parametry materiałów rdzeniowych, wyselekcjonowano ten ostatni. Zdaniem autora jest to pierwsza próba zastosowania szkła metalicznego na magnetowód m.m.cz..

Następne dwa rozdziały stanowią zasadniczą i oryginalną część opracowania. Rozdział piąty dotyczy sformułowania nieliniowego równania różniczkowego drugiego rzędu ze zmienną niezależną w postaci napięcia wyjściowego dla reprezentatywnej klasy m.m.cz.. Równanie to stanowi uogólniony model matematyczny mnożników częstotliwości i rozwiązano je metodą bilansu harmonicznych, zestawiając wyniki w tablicach dla każdego z rozpatrywanych mnożników powielania częstotliwości. Ten fragment pracy przedstawia rozwiązania w postaci charakterystyk napięciowych mnożników, interpretację otrzymanych rezultatów i analizę wpływu różnych czynników na uzyskane wyniki.

Scharakteryzowane tutaj skrótowo rozdziały 4 i 5 stanowią obszernie fragmenty niniejszego opracowania a ich treści są modyfikacją oraz rozwinięciem i uogólnieniem poprzednich prac dotyczących tej problematyki powstałych przy udziale lub współudziale autora [33, 43, 52, 54, 59-64, 108, 121-127, 170-174, 176-178] oraz innych prac z tego zakresu [2-4, 8-9, 13-28, 30-32, 34-40, 42, 44-48, 50-51, 53, 55-58, 65-66, 68-79, 82, 84-86, 88-107, 109-111, 113-120, 128, 133-140, 142, 144-145, 148-153, 155-167, 179-181, 183-184], w których, jak już wspomniano, nie występuje tak uniwersalna i kompleksowa analiza zachodzących zjawisk.

W rozdziale szóstym przedstawiono komputerową symulację pracy potrajjacza, pięciokrotnika i dziewięciokrotnika częstotliwości dla różnych obciążeń i różnych kształtów napięcia zasilającego także z uwzględnieniem niesymetrii zasilania trójfazowego oraz niesymetrii budowy mnożników.



Rozdział siódmy poświęcono fragmentarycznemu opisowi technicznemu, zbudowanego w Katedrze Podstaw Elektrotechniki Politechniki Lubelskiej, modelu hybrydowego układu przetwarzania częstotliwości. Zawarto w nim wyniki przeprowadzonych pomiarów i badań laboratoryjnych poszczególnych elementów jak i całego urządzenia. Przeprowadzono również weryfikację analitycznego i symulowanego komputerowo modelu matematycznego układu.

Bogaty materiał ilustracyjny, rozszerzający zakres niniejszego opracowania, w postaci pewnych obliczeń i wyprowadzeń zależności matematycznych, pomocnych przy konstrukcji modelu matematycznego mnożników, rodzin otrzymanych charakterystyk napięciowych, komputerowych programów obliczeniowych, dokumentacji technicznej zbudowanego modelu fizycznego jak również obszernych fragmentów przeprowadzonych badań laboratoryjnych, odnoszący się głównie do rozdziałów piątego i siódmego, zawarty jest w raporcie pracy badawczej autora PB 930/S5 [174].

W rozdziale ósmym zestawiono wnioski wynikające z przeprowadzonych analiz oraz zamieszczono wskazania niektórych dalszych kierunków prac badawczych w poruszanej problematyce a także podsumowanie i dyskusję uzyskanych wyników.

W końcowej części opracowania zawarto spis cytowanej w pracy literatury oraz streszczenia.

Za dorobek własny autor uważa:

- dobór odpowiedniego falownika do zasilania magnetycznych mnożników częstotliwości,
- przeprowadzenie analizy właściwości materiałów i wybór spośród nich najbardziej odpowiedniego na rdzeń magnetycznego mnożnika częstotliwości,
- skonstruowanie analitycznego uogólnionego modelu matematycznego dla reprezentatywnej klasy magnetycznych powielaczy częstotliwości i przeprowadzenie interpretacji uzyskanych wyników,
- przeprowadzenie komputerowej symulacji pracy badanych układów przy użyciu programów PCNAP i PSPICE,
- wykonanie układu eksperymentalnego z użyciem po raz pierwszy materiału amorficznego na rdzeń mnożnika i przeprowadzenie badań laboratoryjnych weryfikujących obliczenia teoretyczne.

Mimo dużej wagi przypisywanej weryfikacyjnym badaniom laboratoryjnym realizowanym przez autora na zbudowanym modelu fizycznym, za największe osiągnięcie pracy uważa on jej poznawczy charakter akcentowany głównie poprzez opracowanie uniwersalnego modelu matematycznego dla całej klasy magnetycznych przetworników częstotliwości.

2. PÓŁPRZEWODNIKOWE PRZEKSZTAŁTNIKI CZĘSTOTLIWOŚCI

Celem niniejszego rozdziału jest dokonanie wyboru pierwszego stopnia kaskadowego układu powielania częstotliwości, spośród prezentowanych układów falownikowych.

Zakłada się, że kaskada będzie źródłem napięcia o regulowanej częstotliwości wyjściowej o maksymalnej wartości ponad 10 kHz. W przypadku zastosowania m.9.cz. jako drugiego stopnia układu determinuje to konieczność generowania napięcia przez trójfazowy falownik o częstotliwości przekraczającej 1100 Hz.

2.1. Przegląd układów falownikowych

Falowniki ogólnie rzecz biorąc służą do przetwarzania energii prądu stałego na energię prądu przemiennego o stałej albo regulowanej częstotliwości oraz wartości napięcia lub prądu wyjściowego. Przemiana ta dokonywana jest poprzez cykliczne przełączanie obwodu obciążenia na różne bieguny źródła napięcia stałego. Kluczami przełączającymi są tyrystory lub tranzystory. W zależności od przebiegu napięcia i prądu wyjściowego falowniki można podzielić na: napięciowe (zasilane ze źródła napięcia) i prądowe (zasilane ze źródła prądu).

Falowniki prądowe przekształcają prąd stały na prąd przemienny o kształcie zbliżonym do przebiegu prostokątnego. Kształt i wartość napięcia na wyjściu falownika prądu zależą w dużym stopniu od wielkości i rodzaju obciążenia. Z tego względu falowniki te nie są odpowiednimi zasilaczami magnetycznych mnożników częstotliwości. Ponadto w układach rzeczywistych tych falowników źródłami prądu stałego są przekształtniki sieciowe wyposażone w dławiki o dużej indukcyjności, tak dobrane aby pulsacje prądu wejściowego falownika były jak najmniejsze. Wynika stąd wniosek o niepraktyczności sto-

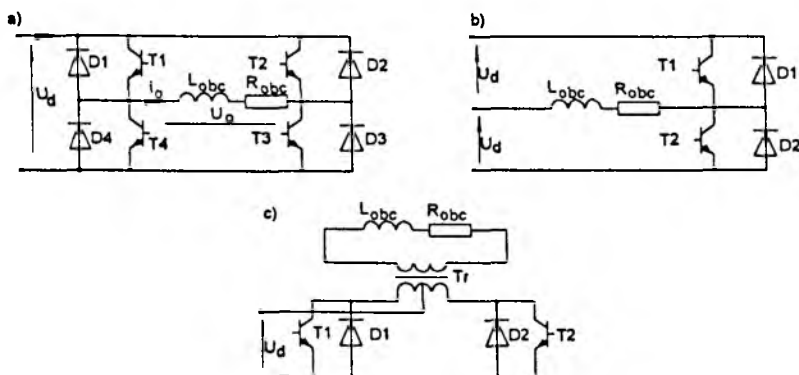
sowania falowników prądowych do zasilania m.m.cz. z częstotliwością regulowaną w szerokim zakresie.

Wylimitowane będą również z dalszych rozważań napięciowe falowniki tyrystorowe jako bardziej złożone, wymagające dodatkowych obwodów komutacyjnych. Także falowniki tyrystorowe tzw. szeregowo (rezonansowe) i szeregowo-równoległe, których częstotliwość pracy można zmieniać jedynie w wąskim zakresie, wymagają niezmienności parametrów obciążenia i nie wydają się być odpowiednimi w rozpatrywanym przypadku. Tak więc poniżej zostaną zaprezentowane falowniki napięciowe tranzystorowe, które cechuje duża prostota budowy, a tym samym pewność działania w zakresie mocy 20-30 kW [7, 10, 12, 146, 168-169]. W przypadku stwierdzenia poprawnego działania urządzenia chcąc rozszerzyć zakres mocy należy rozpatrzyć również tyrystorowe układy falowników.

2.1.1. Falowniki tranzystorowe zasilane ze źródła napięcia

Falowniki napięciowe przetwarzają napięcia stałe na przemienne o przebiegu prostokątnym, które nie zależy od obciążenia, co stanowi dużą zaletę przy zasilaniu m.m.cz. W kategoriach pozytywnych dla tranzystorów należy odnotować możliwość przechodzenia ze stanu blokowania w stan przewodzenia i odwrotnie pod wpływem sygnału sterującego - prądu bazy. Nie zachodzi więc konieczność stosowania dodatkowych obwodów komutacyjnych. Ponadto przy zaporach tranzystorowych istnieje możliwość łatwego odizolowania galwanicznego obwodu sterującego od obwodu prądowego, co pozwala na wyeliminowanie wpływu procesów łączeniowych w falowniku na urządzenie sterujące.

Trzy podstawowe układy napięciowych falowników tranzystorowych przedstawiono na rys. 2.1.

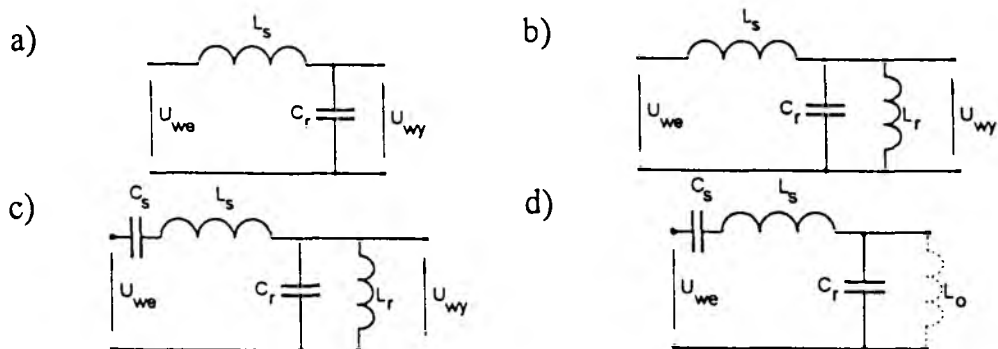


Rys. 2.1. Schemat układów jednofazowych falowników tranzystorowych:

a) mostkowy, b) z dzielonym źródłem napięcia, c) z transformatorem wyjściowym

Najbardziej rozpowszechnionym i uniwersalnym układem falownika jest układ mostkowy (rys. 2.1.a). Tranzystory są tu załączane parami T1 i T3 lub T2 i T4 przez pół okresu. Napięcie wyjściowe ma kształt prostokątny i nie zależy od obciążenia. Przebieg prostokątny zawiera szereg harmonicznych, ale można je wyeliminować stosując jeden z dwóch podstawowych niżej opisanych sposobów poprawy kształtu tego przebiegu:

A/ stosowanie filtrów LC tłumiących wyższe harmoniczne

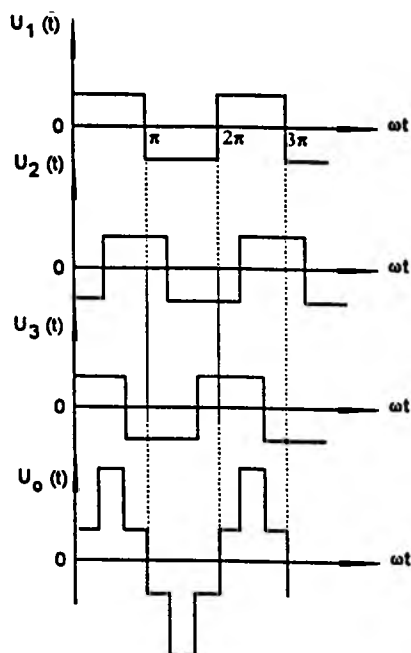


Rys 2.2. Filtry wyjściowe falowników napięciowych: a) uproszczona wersja filtru pasywnego, b) + d) układy z szeregowymi bądź równoległymi obwodami rezonansowymi dostrojonymi do częstotliwości składowej zerowej

Rozwiązanie to jest stosowane tam tylko, gdzie częstotliwość napięcia wyjściowego jest stała lub zmienia się w niewielkim zakresie.

B/ Sposób ten można stosować w przeciwieństwie do poprzedniego wtedy, gdy częstotliwość wyjściowa falownika zmienia się w szerokim zakresie.

B.1/ Formowanie przebiegu według krzywej schodkowej polega na sumowaniu napięć kilku (np. trzech) falowników o prostokątnych przebiegach napięć, co ilustruje rysunek 2.3.

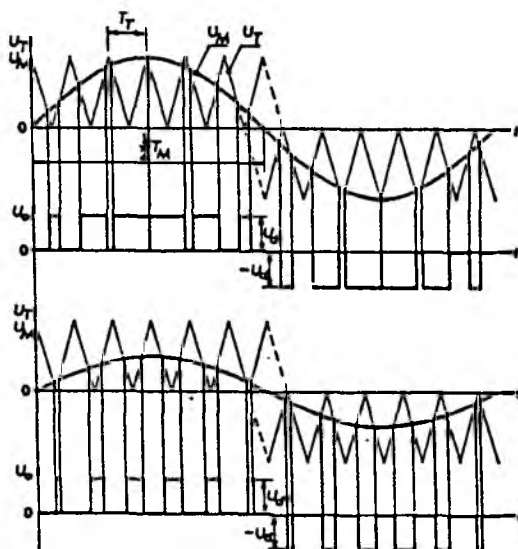


Rys. 2.3. Formowanie napięcia odbiorników poprzez sumowanie napięć trzech falowników

Współczynnik zawartości harmonicznych maleje wraz ze wzrostem liczby schodków, ale zwiększenie tej liczby ponad 5 nie jest celowe, gdyż nie powoduje już istotnego ograniczenia zawartości harmonicznych. Wadą metody modulacji schodkowej jest znaczna rozbudowa układu, gdyż wymaga ona sumowania napięć kilku falowników.

B.2/ Znacznie prostsze i celowe okazuje się zastosowanie drugiej metody, jaką jest modulacja szerokości impulsów zwana też modulacją czasową. Istotę tej modulacji ilustruje rys. 2.4.

W układzie sterującym falownika przebieg piłokształtny o częstotliwości f_T porównywany jest z przebiegiem sinusoidalnym o częstotliwości f_M , która jest częstotliwością napięcia odbiornika. Powstały ciąg impulsów, których czas trwania jest proporcjonalny do wartości chwilowej sinusoidy, wykorzystuje się do sterowania tranzystorów. Napięcie wyjściowe U_o falownika ma także kształt impulsów prostokątnych o zmodyulowanej szerokości o amplitudzie $+U_d$ lub $-U_d$.



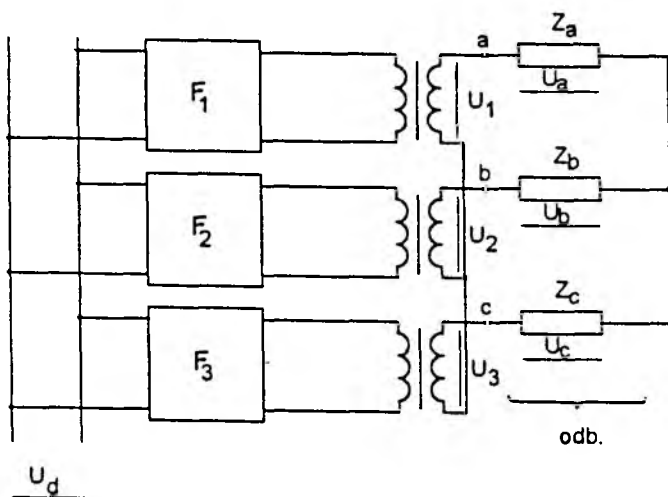
Rys. 2.4. Formowanie i regulacja napięcia wyjściowego falownika metodą modulacji szerokości impulsów wg fali sinusoidalnej

Aby przebieg napięcia wyjściowego zawierał oprócz harmonicznej podstawowej tylko harmoniczne wysokich rzędów, których wpływ na pracę odbiornika jest znikomy, należy dążyć do tego, aby stosunek f_T do f_M był jak największy.

Metoda sinusoidalnej modulacji napięcia wyjściowego falownika umożliwia prostą regulację wartości skutecznej harmonicznej podstawowej przebiegu wyjściowego, mianowicie odbywa się ona poprzez zmianę amplitudy przebiegu modulującego o częstotliwości f_M .

Oczywiście magnetyczne mnożniki częstotliwości z racji swojej budowy i zasady działania wymagają zasilania trójfazowego. Jednym ze sposobów uzyskania trójfazowego falownika napięcia jest połączenie trzech falowników jednofazowych o prostokątnej fali napięcia. Układ połączeń przedstawia rys. 2.5.

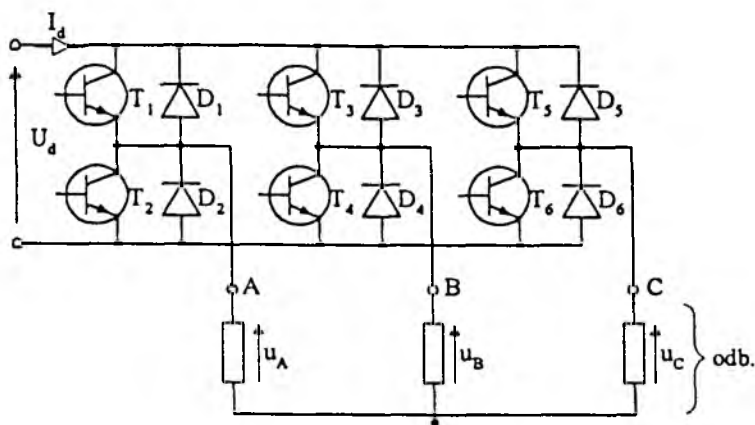
Napięcia wyjściowe falowników F_1, F_2, F_3 (U_1, U_2, U_3) są przesunięte wobec siebie o kąt $\frac{2}{3}\pi$. Napięcie fazowe odbiornika połączonego w gwiazdę przyjmuje kształt przebiegu sześcioschodkowego, napięcie międzyfazowe nie zależy od sposobu połączenia odbiornika będzie falą prostokątną. Jest to układ niepopularny ze względu na dużą ilość zaworów (tranzystorów), skomplikowany układ sterowania i konieczność stosowania transformatorów.



Rys. 2.5. Falownik trójfazowy jako połączenie trzech falowników jednofazowych

Najczęściej spotykanym rozwiązaniem trójfazowego falownika napięcia jest układ mostkowy [87]. Jest to układ bardzo uniwersalny, mogący pracować w szerokim zakresie wielkości i charakteru obciążenia oraz częstotliwości.

Jeśli oba tranzystory jednej gałęzi mostka są załączane na przemian i każdy przewodzi przez pół okresu napięcia to napięcie odbiornika będzie miało kształt taki, jak w układzie z rys 2.5, czyli napięcie fazowe będzie przebiegiem sześcioschodkowym, a napięcie międzyfazowe falą prostokątną.



Rys. 2.6. Schemat mostkowego trójfazowego falownika napięciowego

Od charakteru obciążenia zależy kształt prądu. Przy obciążeniu rezystancyjnym jest on podobny do kształtu napięcia, a przy obciążeniu RL i L, dzięki filtrującemu działaniu indukcyjności kształt prądu zbliża się do sinusoidy.

Diody zwrotne spełniają identyczną rolę, jak w falowniku jednofazowym; w części każdego z półokresów płynie przez nie prąd odbiornika RL.

Dla zmniejszenia zawartości harmonicznych w falownikach trójfazowych stosuje się metodę modulacji szerokości impulsów (MSI), dyskwalifikującą w wielu przypadkach sposób polegający na sumowaniu przesuniętych w fazie napięć kilku falowników trójfazowych, gdyż nie powoduje ona rozbudowy układu, a jedynie konieczność bardziej złożonego systemu sterowania, co dla dzisiejszych układów cyfrowych nie stanowi większego problemu.

Trójfazowy falownik mostkowy z tranzystorami mocy (rys. 2.6) wraz z układem sterującym realizującym metodę MSI wydaje się być najbardziej odpowiednim do zasilania m.9.cz. Należy jeszcze wspomnieć, że falowniki tranzystorowe jako urządzenia o małych gabarytach przy jednocześnie dość dużej mocy stosowane są coraz częściej i wypierają wszędzie tam, gdzie to możliwe falowniki tyrystorowe.

2.2. Niektóre zagadnienia dotyczące sterowania układów falownikowych

Regulacja napięcia wyjściowego falowników napięciowych oraz metody poprawy kształtu tego napięcia dokonywane są dwoma sposobami sterowania impulsowego układów falownikowych.

W pierwszym z nich zawory są sterowane w ten sposób, że przewodzą nieprzerwanie w części półokresu przebiegu napięcia wyjściowego. Czas trwania tego przedziału, w którym zawór przewodzi względem czasu trwania półokresu określa wartość skuteczną napięcia wyjściowego. Ten sposób sterowania określić można jako sterowanie jednopulsowe i stosowany jest tam, gdzie nie zależy specjalnie na małym współczynniku zawartości harmonicznych lub tam, gdzie współczynnik ten obniża się poprzez stosowanie filtrów wyjściowych albo stosując sumowanie odpowiednio przesuniętych w fazie napięć kilku falowników.

Jako urządzenia sterujące stosuje się bardzo różne układy elektroniczne wytwarzające i rozdzielające odpowiednie impulsy sterujące zaworami falowników. Jako generatory zadające stosuje się układy zrealizowane na pojedynczych elementach półprzewodnikowych albo zrealizowane na układach scalonych. Bardzo ważną funkcję pełnią układy rozdziału impulsów. Konieczność zachowania jednakowych odstępów czasu przy załączaniu poszczególnych gałęzi falownika powoduje, że w praktyce wszystkie układy rozdzielające impulsy realizowane są techniką cyfrową [170]. Właściwe parametry impulsów, a więc wartość prądu i napięcia, czas trwania, stromość narastania i opadania muszą zapewnić urządzenia zwane generatorami impulsów wyzwajających. Sprzęgają one część sterującą z częścią energetyczną przekształtnika.

Drugi sposób sterowania polega na modulacji szerokości impulsów sterujących, co oznacza, że zawory falowników są załączane i wyłączane wielokrotnie w ciągu półokresu napięcia wyjściowego. Czyni to urządzenia sterujące falowników układami bardziej skomplikowanymi i rozbudowanymi oraz stawia im ostre wymagania dotyczące dokładności działania. Nie stanowi to jednak wady tej metody, ponieważ dzisiejsze sterowniki, oparte w dużej mierze o technikę cyfrową, radzą sobie doskonale z realizacją modulacji szerokości impulsów i rozdziałem tych impulsów na odpowiednie zawory poszczególnych gałęzi falownika, a przy tym posiadają małe gabaryty i pobierają znikome ilości energii elektrycznej potrzebnej do ich zasilania. O atrakcyjności i korzyściach płynących z zastosowania falowników o modulacji szerokości impulsów świadczy fakt, że w krajach wysoko rozwiniętych stanowią one przeważającą większość ogółu stosowanych układów falownikowych. Ponadto mikroprocesorowe systemy sterowania - działające już dzisiaj i będące wciąż przedmiotem badań i rozwoju oparte są na tej metodzie [130].

2.3. Wybór i koncepcja układu falownika

2.3.1. Część energetyczna urządzenia

Ze względu na szereg zalet i cech pozwalających na zastosowanie falownika w zasilaniu różnego typu odbiorników, zwłaszcza trójfazowych, a takim jest magnetyczny dziewięciokrotnik częstotliwości, wybrano układ tranzystorowego mostkowego falownika trójfazowego zasilanego ze źródła napięcia, którego ogólny schemat połączeń jest przedstawiony na rys.2.6.

Zakres potrzebnej mocy falownika pozwala na zastosowanie zaworów tranzystorowych, co wpływa oczywiście na zmniejszenie gabarytów urządzenia, prostotę budowy - niepotrzebne są dodatkowe obwody komutacyjne, i co za tym idzie układ sterowania nie musi realizować sterowania dodatkowymi zaworami komutacyjnymi. Ponadto układ połączeń mostka tranzystorowego pozwala na pracę falownika w szerokim zakresie obciążeń - od stanu jałowego do maksymalnych wartości prądu oraz dla różnego charakteru obciążenia. Fakt, że jest to falownik napięciowy, czyni zasilanie go niekłopotliwym i wygodnym w każdych warunkach.

Zastosowane rozwiązanie to końcówka mocy LGXT 1050 francuskiej firmy POWER COMPACT S.A. [81] przedstawiona na rys. 7.1. Jest to moduł zawierający w jednej, zwartej i izolowanej obudowie cały trójfazowy układ sześciu tranzystorów razem z ich diodami zwrotnymi oraz izolowanymi generatorami impulsów wyzwających bramki tranzystorów. Ponadto moduł ten jest zaopatrzony w trójfazowy diodowy mostek prostowniczy pozwalający na zasilanie falownika z trójfazowej sieci napięcia przemienne. Oczywiście ist-

nieje alternatywna możliwość zasilania go ze źródła napięcia stałego, z pomi-
nięciem prostownika.

Jeżeli chodzi o moc maksymalną układu, to określają ją podane przez pro-
ducenta parametry: dopuszczalne napięcie kolektor-emiter: 1000 V, prąd ciągły
kolektora: 52 A przy temperaturze 25°C, 27 A przy temperaturze 85°C. Moc,
jaką można pobrać jest więc znaczna i z dużym zapasem wystarczająca do za-
silania zaprojektowanego dziewięciokrotnika częstotliwości (rozdział 7.2), a
także do różnych zastosowań warsztatowo-laboratoryjnych.

Moduł posiada izolowaną płytę chłodzącą w celu przytwierdzenia do niej
radiatora. Poza tym wewnątrz modułu znajduje się czujnik temperatury
(termistor NTC) i rezystor bocznikowy w torze prądowym prądu stałego.

Wymiary całego modułu są niewielkie i wynoszą: 188×128×25 mm.
Do zasilania generatorów sterujących bramkami tranzystorów (transformatorów
impulsów) potrzebne jest tylko jedno pomocnicze niez izolowane źródło napięcia
stałego o wartości 13 ÷ 18 V.

2.3.2. Układ sterujący

Jako układ sterujący opisanego powyżej tranzystorowego falownika wy-
brano system realizujący metodę modulacji szerokości impulsów. Sposób ten,
jak już wcześniej zaznaczono (rozdz. 2.1.1 i rozdz. 2.2) posiada szereg zalet
wyróżniających go spośród innych metod formowania kształtu i wartości na-
pięcia wyjściowego falownika napięcia.

Należy tu przypomnieć:

- znaczne obniżenie zawartości harmonicznych w przebiegu napięcia, nie
wymagające rozbudowy układu czyli zwiększenia liczby zaworów półprzewod-
nikowych czy też stosowania transformatorów i przez to nie zwiększające strat
mocy.
- łatwość regulacji wartości napięcia wyjściowego falownika w szerokim
zakresie częstotliwości bez konieczności rozbudowy urządzenia.
- wykorzystanie techniki cyfrowej w realizacji tej metody, a przez to mi-
niaturyzacja układu i znikomy pobór mocy do zasilania.

Układ został zrealizowany z wykorzystaniem modulatora scalonego HEF
4752 firmy Philips [80]. Jest to układ chętnie stosowany od kilku lat do realiza-
cji sterowania falowników z modulacją szerokości impulsów (MSI). Od nie-
dawna stosowane są też mikroprocesorowe układy sterowania falowników
MSI. Są one wykonywane jako układy scalone dużej skali integracji lub jako
minipakiety zbudowane z zastosowaniem mikroprocesorów [130]. Są to jednak
jak na razie układy drogie i trudno dostępne. Dlatego wybór układu HEF 4752

wydaje się celowy, a jego możliwości i parametry są całkowicie wystarczające do realizacji urządzenia.

Modulator HEF 4752 (patrz rys. 7.4) wymaga sterowania kilkoma przebiegami. Jeden, jako zegar częstotliwości decyduje o częstotliwości sygnałów wyjściowych. Drugi, jako zsynchronizowane zegary: napięcia, opóźnienia wyjścia i odniesienia decyduje o wartości napięcia wyjściowego. Pierwszy przebieg wytwarzany jest przez generator funkcyjny NE 566 [1], którego częstotliwość regulowana jest w zakresie ponad 10:1 poprzez napięcie na wejściu modującym. Przebieg ten, po przejściu przez przerzutnik Schmitta - układ MCY 74093, steruje wejściem zegarowym częstotliwości układu HEF 4752. Drugi przebieg w postaci kilku synchronicznych przebiegów wytwarzany jest przez multiwibrator astabilny CD 4047, którego częstotliwość przestrajana jest rezystancją wchodzącą w skład obwodu RC. Zmiana częstotliwości zegarów odniesienia i napięcia (f_A) oraz opóźnienia wyjścia ($f_0 = 2f_A$) podanych na odpowiednie wejścia zegarowe modulatora HEF 4752 powoduje zmianę szerokości impulsów wyjściowych czyli zmianę wartości średniej napięcia wyjściowego. Sześć sygnałów wyjściowych (po dwa na fazę) jest obrabianych cyfrowo pod względem kształtu oraz wzmacnianych prądowo przez zespół sześciu przerzutników typu D - układ CD 40174 [83]. Dane są przenoszone na wyjście tego układu w takt zmian przebiegu zegarowego z multiwibratora CD 4047, synchronicznego z pozostałymi przebiegami wytwarzanymi przez multiwibrator.

2.3.3. Układ zasilacza małej mocy

Układ zasilacza (rys. 7.5) służy do zasilania wyżej wspomnianych układów scalonych oraz jako źródło pomocnicze do zasilania modułu mocy (generatorów wyzwajających bramki tranzystorów), a także do zasilania lampek sygnalizacyjnych (LED) całego urządzenia.

Zasilacz rozwiązano w konwencjonalny sposób, z zastosowaniem transformatora sieciowego o dwóch uzwojeniach wtórnych z prostownikami, kondensatorami wygładzającymi i stabilizatorami napięcia. Jedno uzwojenie zasila sterownik (tu potrzebny jest dokładny stabilizator) oraz moduł mocy. Drugie uzwojenie zasila sygnalizację urządzenia (bez stabilizatora napięcia).

3. MAGNETYCZNE MNOŻNIKI CZĘSTOTLIWOŚCI

3.1. Wprowadzenie w teorię magnetycznych mnożników częstotliwości

Ideę zwielokrotnienia częstotliwości w układzie statycznym, zbudowanym z nieliniowych elementów magnetycznych praktycznie zrealizował po raz pierwszy I.Zenneck w 1899 r. Prace w tym zakresie prowadzili na początku naszego stulecia przede wszystkim M.Joly, G.Vallaurie, I.Epstein, O.Bronk i F.Spinelli. Trzej ostatni byli twórcami pierwszych opatentowanych wynalazków z dziedziny zwielokrotnienia częstotliwości. W latach powojennych, aż do chwili obecnej obserwuje się znaczny postęp w technologii produkcji materiałów magnetycznych co wpływa na zdecydowaną poprawę parametrów użytkowych i poszerza zakres zastosowań m.m.cz. Szczególne miejsce zajmują potrajacze i dziewięciokrotniki, które obok zwielokrotnienia częstotliwości i eliminacji jednego stopnia transformowania energii dodatkowo symetryzują całkowicie obciążenia jednofazowe. Znane są m.m.cz. zwiększające częstotliwość przetwarzanej energii od 2 do 35 razy, przy czym w przypadku parzystej krotności mnożenia konieczna jest polaryzacja rdzeni [4]. Ponadto istnieją magnetyczne dzielniki częstotliwości oraz mnożniki zwielokrotniające częstotliwość niecałkowitą liczbę razy. W mnożnikach mocy ze względów techniczno-ekonomicznych krotność zwiększonej częstotliwości nie przekracza zwykle liczby dziewięć.

Działanie mnożników częstotliwości o całkowitej krotności mnożenia opiera się na zjawisku generacji harmonicznych strumienia magnetycznego, które powstają dzięki wykorzystaniu nieliniowości krzywej magnesowania rdzeni. Odpowiedni układ połączeń uzwojeń lub zastosowane filtry pozwalają wybrać selektywnie na wyjściu mnożnika żadaną harmoniczną napięcia. Jedną z form realizacji jest zasilanie uzwojeń pierwotnych m jednakowych rdzeni magnetycznych z m-fazowego symetrycznego źródła napięcia (rys. 3.1.a).

Powstające wówczas w rdzeniach pierwsze harmoniczne strumieni magnetycznych tworzą symetryczny układ m-fazowy. Ze względu na nieliniowość krzywych magnesowania prąd magnesujący w transformatorach jest odkształ-

cony. Brak przewodu zerowego w układzie zasilania powoduje, że w prądach tych nie występują harmoniczne rzędów $m(2k-1)$; ($k = 1, 2, 3, \dots$) tworzących układy kolejności zerowej. Taki kształt prądu magnesującego jest powodem odkształcenia strumieni magnetycznych i zaindukowanych przez nie napięć w uzwojeniach wtórnych. W transformatorach mnożników wyższe harmoniczne strumieni mają swobodne drogi powrotne i dzięki temu osiągają znaczne wartości. Napięcia powstające w szeregowo połączonych uzwojeniach wtórnych mnożników transformatorowych są sumowane w wyniku czego jednofazowe napięcia wyjściowe zawierają tylko harmoniczne kolejności zerowej, a przede wszystkim m -tą harmoniczną. Podobne napięcie występuje między punktem zerowym gwiazdy uzwojeń mnożnika dławikowego (rys. 3.1.b), a punktem zerowym sieci.

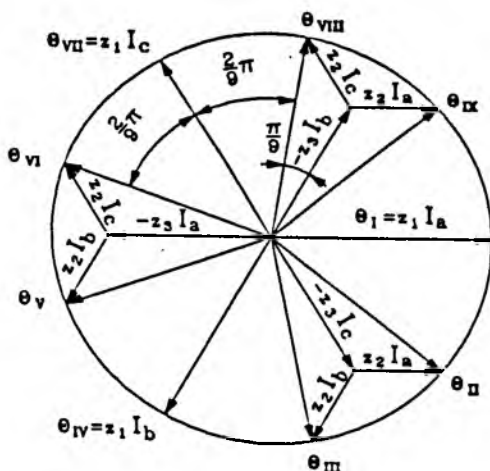
Dla $m > 3$ i przy zasilaniu z sieci trójfazowej odpowiednie połączenie uzwojeń pierwotnych zapewnia wewnętrzne przekształcenie liczby faz (rys. 3.1.d, e, f). Stosując podobne przekształcenie można również otrzymać mnożniki z wyjściem wielofazowym jak np. potrajacz z wyjściem trójfazowym (rys. 3.1.c), który przy szeregowym skojarzeniu uzwojeń wtórnych staje się dziewięciokrotnikiem (rys. 3.1.d).

W niniejszej pracy skoncentrowano się na najbardziej reprezentatywnej klasie transformatorowych mnożników tj. potrajaczach, pięciokrotnikach i dziewięciokrotnikach częstotliwości.

Z uwagi na najwyższą krotność mnożenia, złożoność połączeń i ilość występujących elementów wyeksponowano magnetyczny dziewięciokrotnik częstotliwości (rys. 3.1.d, f), traktując inne mnożniki jako łatwiejsze przypadki analizy. Zostanie wykazane, że model matematyczny dziewięciokrotnika zachowuje swą adekwatność dla mnożników 3- i 5-krotnych, można go więc uważać za uogólniony przypadek m.m.cz. Obydwa prezentowane układy m.9.cz. zawierają 9 rdzeni i tyleż szeregowo połączonych ze sobą uzwojeń wtórnych o liczbie zwojów z_w oraz 15 uzwojeń pierwotnych w tym 6 o liczbie zwojów z_2 i z_3 a trzy o liczbie zwojów z_1 . W dziewięciokrotniku z rys. 3.1.d można wyodrębnić trzy grupy transformatorów, z których dwie posiadają uzwojenia pierwotne połączone w niesymetryczny zygzak, zaś trzecia w gwiazdę. Każda faza układu z rys. 3.1.f zawiera pięć uzwojeń pierwotnych skojarzonych szeregowo, zaś poszczególne fazy połączono w gwiazdę. W obwodzie magnetycznym każdego z wymienionych dziewięciokrotników należy wytworzyć dziewięciofazowy symetryczny układ pierwszej harmoniczej indukcji. W tym celu przesunięcie pierwszych harmoniczych przepływów magnesujących, w rdzeniach poszczególnych transformatorów winno wynosić $\pm \frac{2}{9}\pi$, co zgodnie z poniższym wykresem zapewnia następująca proporcja:

Rys. 3.1

$$\frac{\sin \frac{\pi}{9}}{z_2} = \frac{\sin \frac{2\pi}{9}}{z_3} = \frac{\sin \frac{2\pi}{3}}{z_1} \quad (3.1)$$



Rys. 3.2. Wykres wektorowy pierwszych harmonicznych przepływów magnesujących m.9.cz

Z zależności (3.1) wynikają bardzo istotne relacje pomiędzy liczbami zwojów uzwojeń pierwotnych m.9.cz:

$$\frac{z_2}{z_1} = 0,395 \quad \frac{z_3}{z_1} = 0,743 \quad (3.2)$$

W uzwojeniach wtórnych poszczególnych transformatorów jednofazowych indukują się napięcia pierwszej, trzeciej, dziewiątej, piętnastej i wyższych „trzecich nieparzystych” harmonicznych. Z powodu szeregowego skojarzenia tych uzwojeń dokonuje się dodawanie ich napięć i suma pierwszych oraz trzecich harmonicznych jest równa zero, ponieważ tworzą one symetryczne układy trójfazowe. Napięcie wyjściowe jest zatem sumą harmonicznych rzędu $3(4k \pm 1)$; ($k = 1, 2, 3, \dots$) tworzących układy kolejności zerowej. Ze wzrostem rzędu harmonicznych maleją ich amplitudy – tak więc napięcie wyjściowe jest praktycznie sinusoidalne.

3.2. Założenia upraszczające

Przedmiotem analizy są magnetyczne mnożniki częstotliwości: potrajacz, pięciokrotnik a w szczególności dziewięciokrotnik o strukturze przedstawionej

na rys. 3.1.f. Z powodu nieliniowości zjawisk elektromagnetycznych występujących w m.m.cz powstają dość znaczne trudności związane z ich matematycznym opisem. Koniecznym staje się wprowadzenie pewnej idealizacji i założeń upraszczających.

W pracy niniejszej zastosowano dwojakiego rodzaju model matematyczny m.m.cz. Jeden z nich skonstruowany został na drodze przekształceń analitycznych, istotą drugiego zaś, jest symulacja komputerowa.

Poniżej przedstawiono dyskusję założeń upraszczających dla modelu analitycznego. Przede wszystkim przyjęto, iż mnożnik zasilany jest z symetrycznej sieci trójfazowej o napięciu sinusoidalnym, co praktycznie jest spełnione przy zasilaniu napięciem sieciowym o częstotliwości 50 Hz. W przypadku zasilania z falownika założenie powyższe może obarczyć obliczenia pewnym błędem. Jednakże analityczne określenie i uwzględnienie odkształcenia napięcia zasilającego w matematycznym modelu mnożnika znacznie komplikuje i zmniejsza przejrzystość obliczeń jakościowych i szacunkowych. Ponadto przyjmuje się, iż obwody magnetyczne poszczególnych transformatorów jednofazowych są identyczne, a ich charakterystyki magnesowania opisuje się krzywą jednowartościową. Przyjęta symetria jest zagwarantowana zastosowaniem jednakowego materiału rdzeniowego, zachowaniem tych samych wymiarów geometrycznych oraz starannym wykonaniem. Dynamiczne równania modelujące pracę układu wymagają w zasadzie przyjęcia dynamicznej dwuwartościowej krzywej magnesowania [24]. Jednakże, przy odkształceniu zarówno indukcji jak i natężenia pola magnetycznego dynamiczne pętle histerezy nie są a priori znane. Co więcej ich kształt zależy od przebiegów chwilowych indukcji i natężenia pola, które z kolei zależą od kształtu pętli histerezy. Ten trudny problem dokładnego odwzorowania procesu magnesowania nie został dotąd rozwiązany w pełni zadowalający sposób, z wyjątkiem dość znacznie uproszczonych przypadków szczególnych. Rozważane mnożniki pracują przy relatywnie dużych wartościach indukcji magnetycznej należących do zakresu nasycenia materiałów ferromagnetycznych. W nasyceniu występuje zanik histerezy i odwracalność procesu magnesowania. Ponieważ pętla histerezy materiału rdzeni mnożnika jest wąska i stanowi niewielką część całej krzywej magnesowania można do obliczeń dynamicznych wykorzystać krzywą bezhisterezową.

Teoretyczna analiza pracy mnożników wymaga określenia funkcji zastępczej odwzorowującej przebieg krzywej magnesowania. Okazuje się, iż nie zawsze jest konieczne i uzasadnione ściśle odwzorowanie, które zresztą prowadzi do złożonych zależności analitycznych. Otóż wyjściowa krzywa magnesowania określona jest bądź na podstawie katalogowej charakterystyki blachy z uwzględnieniem geometrii obwodu i szczelin powietrznych, bądź też w oparciu o krzywą doświadczalną, wyznaczoną przy sinusoidalnym wymuszeniu. Ze względu na popełnione błędy postępowanie takie ma charakter przybliżony. Ponadto przebieg chwilowych wartości indukcji w magnetowodach mnożników

jest zawsze odkształcony, a więc nie odpowiada warunkom w jakich dokonuje się pomiarów charakterystyk magnesowania.

Spśród funkcji zastępczych krzywej magnesowania w analizie mnożników częstotliwości, najczęściej stosuje się dwuparametrową funkcję hiperboliczną [4, 31, 42, 52, 55, 57, 65-66, 119, 137, 160, 171, 180]:

$$H = C_1 \operatorname{sh} C_2 B \quad (3.3)$$

lub funkcję wielomianową - dwumian nieparzystego stopnia [8, 46-47, 60-61, 150, 162, 167, 171, 177]:

$$H = \alpha B + \beta B^5 \quad (3.4)$$

gdzie C_1 , C_2 oraz α , β - współczynniki aproksymacji, która stwarza możliwość rozwiązywania równań perturbacyjną metodą małego parametru [47, 59, 62, 171].

W prezentowanej pracy zarówno krzywą magnesowania jak i też nieliniową konduktancję odwzorowującą straty w magnetowodach aproksymowano niepełnym wielomianem piątego stopnia.

Kolejnym zagadnieniem istotnym w analizie jest zachowanie ścisłej proporcji liczb zwojów uzwojeń pierwotnych transformatorów w mnożnikach (pięciokrotnikach i dziewięciokrotnikach) w celu uzyskania odpowiednich kątów przesunięć fazowych $\left(\frac{2\pi}{5}, \frac{2\pi}{9}\right)$ dla pierwszych harmonicznych indukcji.

Warunek ten wynika z zasady działania mnożników i musi być uwzględniony w fazie ich projektowania. W praktyce mogą wystąpić kilkuprocentowe uchyby wynikające z konieczności zaokrąglania obliczeniowych liczb zwojów do liczb całkowitych, ale jak wykazano [32, 171] ich wpływ na działanie mnożników jest pomijalny.

W dalszych założeniach idealizujących przyjęto, iż spektrum harmonicznych odkształconego strumienia magnetycznego zawiera jedynie pierwszą i третią harmoniczną w potrajaczu oraz dodatkowo piątą w pięciokrotniku, zaś dziewiątą w dziewięciokrotniku. Pominięcie wyższych harmonicznych w mnożnikach o określonej krotności mnożenia częstotliwości co zwiększa przejrzystość i ułatwia analizę uzasadniono ich małym udziałem co stwierdzono na podstawie badań i obliczeń [42, 52].

Wreszcie, należy stwierdzić, iż rezystancje uzwojeń i reaktancje rozproszczenia stanowią niewielką część impedancji wejściowej mnożników, co pozwala na przyjęcie założenia o ich pominięciu, bez narażania na duże błędy

przy jednoczesnym zmniejszeniu nakładu obliczeń w trakcie analizy [31, 51, 60, 119, 171].

Reasumując, w modelu analitycznym przyjęto następujące założenia:

- 1) magnetyczne mnożniki częstotliwości zasilane są z symetrycznej trójfazowej sieci napięcia sinusoidalnego,
- 2) obwody magnetyczne poszczególnych transformatorów jednofazowych są identyczne, a ich charakterystyki magnesowania i konduktancji odwzorowujących straty opisuje się krzywymi jednowartościowymi,
- 3) zachowane są ściśle proporcje liczb zwojów uzwojeń pierwotnych transformatorów, wynikające z zasady działania mnożników,
- 4) spektrum harmonicznego odkształconego strumienia magnetycznego ogranicza się do pierwszej i trzeciej harmonicznych w potrajaczu oraz dodatkowo odpowiednio piątej i dziewiątej w pięciokrotniku i dziewięciokrotniku częstotliwości,
- 5) rezystancje uzwojeń i reaktancje rozproszenia są pomijalne.

Przy konstrukcji numerycznego modelu mnożnika z użyciem programu PSPICE użyto matematycznego modelu materiału magnetycznego rdzenia (rozdział 4). Model ten opracowany przez Jilesa i Athertona [5-6, 69, 71, 112] uwzględnia nieliniowość oraz histerezę magnetyczną rdzeni. Założenia powyższe nie są konieczne przy symulacji komputerowej.

4. WYBÓR MATERIAŁU NA RDZEŃ MNOŻNIKA ORAZ JEGO MODEL MATEMATYCZNY

Z uwagi na niespotykany dotąd obszar pracy mnożnika w zakresie częstotliwości rzędu kilku kiloherców należy szczególnie wnikliwie dokonać wyboru materiału rdzeniowego. Głównym kryterium tego wyboru stanowi oczywiście dążenie do jak najmniejszej stratności materiału magnetycznego, co pośrednio determinuje niezbyt wysoką wartość indukcji nasycenia. Chęć ograniczenia prądu magnesującego skłania ku materiałom o prostokątnej charakterystyce magnesowania. Wymagany jest również duży udział roboczej harmonicznej indukcji w odkształconym jej przebiegu charakterystycznym dla stanu nasycenia.

W układach kaskadowych zbudowanych w Japonii na rdzenie użyto supermaloyu [15] bądź ferrytu [162]. Wydaje się, iż bardziej odpowiednim, a z pewnością konkurencyjnym jest amorficzny materiał magnetyczny.

Właściwy wybór magnetowodu wymaga szerszego ustosunkowania się do czynników określających stratność i inne właściwości materiałów magnetycznie miękkich. Ogólnie szacuje się [116], iż straty rdzeniowe pochłaniają ok. 5% energii elektrycznej wytwarzanej w całym świecie. Stanowi to powód dość obszernego potraktowania w niniejszej pracy zarówno stanu obecnego jak też kierunków rozwoju materiałów magnetycznych.

W rozdziale przedstawiono również model matematyczny materiału rdzenia.

4.1. Straty mocy w rdzeniach

Głównym parametrem materiałów ferromagnetycznych określającym ich przydatność w zastosowaniach elektrotechnicznych są quasi-statyczne straty mocy wywołane histerezą magnetyczną ΔP_h oraz straty dynamiczne wywołane prądami wirowymi. Te ostatnie zawierają w sobie klasyczne straty wiropądowe ΔP_w oraz składnik ΔP_a powodowany opóźnieniem magnetycznym tzw. straty anomalne lub dodatkowe.

$$\Delta P = \Delta P_h + \Delta P_w + \Delta P_a \quad (4.1)$$

Takie ścisłe rozdzielanie strat nie jest praktycznie możliwe i stanowi tylko pewną idealizację. Prądy wirowe bowiem, zmieniając rozkład indukcji w mate-

riale rdzenia, wpływają pośrednio na straty histerezy. Zjawisko histerezy również nie pozostaje bez wpływu na straty wiroprowodowe, gdyż straty te są m.in. funkcją dynamicznej przenikalności magnetycznej materiału, która zmienia się wzdłuż pętli histerezy i zależy od jej kształtu [22].

Straty histerezy są determinowane składem chemicznym, strukturą i stanem naprężeń występujących w materiale. Wartość tych strat wyznacza pole powierzchni statycznej pętli histerezy. Rosną wraz ze wzrostem częstotliwości ze względu na sumowanie się strat z każdego cyklu. Przybliżoną wartość strat histerezy ΔP_h można określić korzystając ze znanych empirycznych wzorów Steinmetza (4.2) i Richtera (4.3) lub na podstawie zależności (4.4) [102].

$$\Delta P_h [\text{W/kg}] = \sigma_h f \hat{B}^\eta \quad (4.2)$$

$$\Delta P_h [\text{W/kg}] = \sigma_R f \hat{B}^2 \quad (4.3)$$

$$\Delta P_h [\text{W/kg}] = \frac{4}{\gamma} H_c f \hat{B} \quad (4.4)$$

gdzie:

- σ_h, σ_R – współczynniki zależne od materiału rdzenia, podawane przez wytwórcę,
- η – stała Steinmetza o wartości 1,5-2,6 zależna głównie od wartości indukcji $\hat{B}$ i rodzaju materiału [152],
- f – częstotliwość [Hz],
- $\hat{B}$ – wartość maksymalna indukcji magnetycznej [T],
- H_c – statyczna wartość koercji [A/m],
- γ – masa właściwa materiału [kg/m^3].

Straty wiroprowodowe przy założeniu sinusoidalnego kształtu indukcji oraz stałej przenikalności magnetycznej, izotropowej i jednorodnej w całej objętości ferromagnetyka, oblicza się ze wzoru wynikającego z klasycznej elektrodynamiki [116, 151, 164, 181]:

$$\Delta P_w [\text{W/kg}] = \frac{(\pi d f \hat{B})^2}{6 \rho \gamma} \quad (4.5)$$

gdzie:

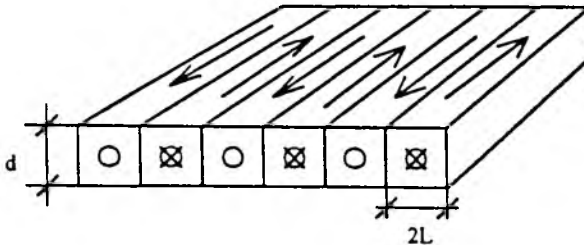
- d - grubość blachy lub taśmy [m],
- ρ - rezystywność materiału [Ωm].

W sferze materiałowej straty wiropądowe w swej części klasycznej zależne są jak widać przede wszystkim od rezystywności, którą można zwiększać głównie poprzez wzrost zawartości krzemu, oraz od grubości materiału magnetycznego.

Drugi składnik strat wiropądowych, straty anomalne (dodatkowe) ΔP_a związany jest ze strukturą domenową materiału magnetycznego. Straty te są wprost proporcjonalne do wielkości energii pochłanianej przez ruch ścian międzydomenowych w procesie magnesowania. Wartość tej energii wzrasta ze wzrostem ilości wad strukturalnych stanowiących bariery w ruchu ścian, ze wzrostem udziału domen 90° , a także ze wzrostem szerokości domen 180° . Fizyczne podstawy strat dodatkowych zostały opracowane przez Panczakiewicza [22], Williamsa, Shockleya i Kittela [145, 164] oraz Pry i Beana [35, 88, 145, 151, 164], przy uproszczonym założeniu występowania w ferromagnetyku jedynie 180° - stopniowych ścian Blocha (rys. 4.1).

$$\Delta P_a = 1,628 \left(\frac{2L}{d} - 1 \right) \Delta P_w \quad (4.6)$$

gdzie: $2L$ - szerokość domeny [m], d - grubość taśmy [m].



Rys. 4.1. Model wielodomenowy o ścianach Blocha prostopadłych do powierzchni materiału (ang. bar - like domain model)

Zazwyczaj straty dodatkowe określa się stosunkiem strat wiropądowych do strat wiropądowych klasycznych tzw. współczynnikiem strat anomalnych χ (ang. loss anomaly factor) [35, 117, 139, 164].

$$\chi = \frac{\Delta P_w + \Delta P_a}{\Delta P_w} = 1,628 \frac{2L}{d} \quad (4.7)$$

Sharp i Overshott [22, 164] wykazali zmiany szerokości domeny danego materiału w zależności od częstotliwości i indukcji. Im częstotliwość przema-

gnesowania jest większa, tym szerokość domeny $2L$ staje się coraz mniejsza i straty zwiększają się wraz z częstotliwością w mniejszym stopniu niż to wynika z rozważań klasycznych. Wartość liczbowa współczynnika χ w zakresie częstotliwości 5-200 Hz dla nowoczesnych blach o zorientowanym ziarnie waha się w granicach 2-3 [97, 139, 164], zaś dla magnetyka amorficznego 10-300 [24, 111, 139]. Zgodnie z teorią Sharpa i Overshotta współczynnik χ maleje ze wzrostem częstotliwości (do wartości 1-2 przy kilkudziesięciu kilohercach), jak również ze wzrostem szerokości taśmy [117].

Reasumując powyższe rozważania, można stwierdzić, iż doskonalenie właściwości materiałów rdzeniowych związane jest przede wszystkim z optymalizacją ich składu chemicznego i grubości samych blach, oraz struktury domenowej materiału.

4.2. Model matematyczny materiału rdzenia

W szóstym rozdziale niniejszej pracy traktującym o komputerowej symulacji magnetycznych mnożników częstotliwości zastosowano program PSPICE. Program ten wykorzystuje zmodyfikowany model nieliniowego materiału magnetycznego zaproponowany w 1986 r. przez D.C. Jilesa i D.L. Athertona [5-6, 49, 71, 141, 143]. Zakłada on istnienie w otoczeniu temperatury pokojowej, krzywej magnesowania materiału nie wykazującej histerezy magnetycznej (anhysteretic magnetization curve). Krzywa taka opisuje stan równowagi termodynamicznej, tzn. stan, w którym energia polikryształu ferromagnetyka jest najniższa. Z wyników pomiarów dla stali jakie przedstawiono w [18] wynika, iż krzywa taka jest w praktyce rzeczywiście obserwowana i opisuje ją następujące równanie:

$$M_a = M_s \cdot F\left(\frac{H + \alpha_0 M_a}{\sigma_k}\right) \quad (4.8)$$

gdzie:

M – magnetyzacja (namagnesowanie) $M = \frac{B}{\mu_0} - H$;

M_a – magnetyzacja w przypadku braku histerezy;

M_s – magnetyzacja nasycenia;

α_0 – średni parametr pola opisujący oddziaływanie domen;

σ_k – parametr kształtu pierwotnej krzywej magnesowania.

Autor zdaje sobie sprawę z nieścisłości wobec klasycznej definicji magnetyzacji określonej zależnością $B - \mu_0 H$ [148], jednak dla korzyści praktycznych przy zastosowaniu standardowego programu analizy obwodów PSPICE pozostaje w zgodzie z oznaczeniami stosowanymi w literaturze źródłowej [5-6, 49, 71, 141, 143] dotyczącej omawianego modelu.

Funkcja $F(x)$ ma następującą postać:

$$F(x) = \operatorname{ctgh}(x) - \frac{1}{x} \quad (4.9)$$

Zależności (4.8) i (4.9) uzyskuje się badając zbiór momentów magnetycznych domen ferromagnetyka metodami fizyki statystycznej [6, 71]. Parametr σ_k jest ściśle związany ze średnim momentem magnetycznym pojedynczej domeny (odwrotnie proporcjonalnie) i temperaturą układu (wprost proporcjonalnie). Parametr α_0 związany jest z energią oddziaływania domeny z polem magnetycznym wytworzonym przez wszystkie pozostałe domeny polikryształu. Uwzględnia także energię zgromadzoną na powierzchni domeny. Nie do końca wyjaśnione efekty kwantowe [6, 71] powodują, że najbardziej korzystnym energetycznie stanem dla sąsiednich atomów w kryształach ferromagnetyka jest stan, w którym momenty magnetyczne atomów mają ten sam kierunek. Stąd atomowe momenty magnetyczne wewnątrz domeny są uporządkowane. Na granicy domen występuje obszar przejściowy, w którym sąsiadują ze sobą atomy o momentach magnetycznych skierowanych w różne strony. Związane jest to ze zmagazynowaniem na powierzchni domeny dodatkowej energii. Wytworzenie wewnątrz ferromagnetyka niezerowego namagnesowania wymaga „rozrostu” domen o momencie magnetycznym skierowanym zgodnie z zewnętrznym polem magnetycznym. Następuje wówczas ruch ścian domen, co objawia się zewnętrznymi stratami energii i pętlową charakterystyką namagnesowania. Przemieszczanie się domen znajdujących się w zmiennym polu ma charakter ruchu obrotowego o drobnych skokach – między kolejnymi pozycjami „zakotwiczenia” poszczególnych domen, podobnie jak przy tarcu mechanicznym. W pracy [6, 49] założono, że ruch domen jest procesem ciągłym a energia potrzebna na wytworzenie tego ruchu jest wprost proporcjonalna do wielkości przesunięcia ściany domeny (stała „siła tarcia”). Prowadzi to do następującej zależności określającej wartość magnetyzacji:

$$\frac{dM}{dH} = \frac{M_a - M}{\delta K} \quad (4.10)$$

gdzie:

K – stała odkształceń nieelastycznych ścian domen;

δ – współczynnik równy +1 gdy $dH/dt > 0$ i -1 gdy natężenie pola magnetycznego ulega zmniejszeniu $dH/dt < 0$.

Zależność powyższa odnosi się do magnetyzacji pochodzącej od odkształceń nieelastycznych, związanej z nieodwracalnymi stratami energii (irreversible).

Obrotowe przemieszczanie się domen magnetycznych związane jest również z elastycznymi odkształceniami ścian domen. Pobierana w tym procesie energia jest następnie zwracana, czyli straty energii są odwracalne (reversible). W modelu Jilesa-Athertona składową magnetyzacji M_{rev} związanej z elastycznymi odkształceniami ścian domen (zakotwiczonych na krawędziach) określa się następująco:

$$M_{rev} = c(M_a - M) \quad (4.11)$$

gdzie:

c – bezwymiarowy współczynnik proporcjonalności
(stała odkształceń elastycznych ścian domen).

Sumując składowe określone wzorami (4.10) i (4.11) otrzymano wyrażenie:

$$\frac{dM}{dH} = \frac{M_a - M}{\delta K} + c \frac{d(M_a - M)}{dH} \quad (4.12)$$

Po przekształceniach wzoru (4.12) ostateczna postać zależności $\frac{dM}{dH}$ jest następująca:

$$\frac{dM}{dH} = \frac{M_a - M}{(1+c)\delta K} + \frac{c}{1+c} \frac{dM_a}{dH} \quad (4.13)$$

Jak wynika z powyższych rozważań w celu zamodelowania materiału rdzenia magnetycznego należy określić wartości parametrów M_s , σ_k , α_0 , K , c .

Rdzenie transformatorów magnetycznych mnożników częstotliwości wykonane są z materiałów magnetycznie miękkich tzn. o stosunkowo małych wartościach natężenia koercji H_c oraz indukcji szczątkowej B_r . Wskutek tego w materiałach tych obserwuje się praktycznie liniową krzywą rozmagnesowania. Krzywą tę można opisać zależnością:

$$M = (\mu' - 1) H_c + \mu' H_c \quad (4.14)$$

Parametr μ' oznacza przenikalność magnetyczną materiału rdzenia obserwowaną w obszarze krzywej rozmagnesowania:

$$\mu' = \frac{B_r}{\mu_0 H_c} \quad (4.15)$$

gdzie:

μ_0 – przenikalność magnetyczna próżni równa $4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m.

Ponieważ wartość natężenia koercji dla rozpatrywanych materiałów jest mała, można w obszarze krzywej rozmagnesowania zlinearyzować wzór (4.8):

$$M_a(H) = H \left(\frac{dM_a}{dH} \right)_{H=0} \quad (4.16)$$

W obszarze tym, zgodnie z zależnością (4.13), można zapisać:

$$\left(\frac{dM}{dH} \right)_{H=0} = \frac{c}{1+c} \left(\frac{dM_a}{dH} \right)_{H=0} \quad (4.17)$$

Zgodnie z podaną definicją magnetyzacji jej pochodna po natężeniu pola magnetycznego dla wartości pola magnetycznego równej zero $\left(\frac{dM}{dH} \right)_{H=0}$ równa

jest początkowej przenikalności materiału rdzenia μ pomniejszonej o jeden. Stąd ze wzoru (4.17) otrzymano:

$$\left(\frac{dM_a}{dH} \right)_{H=0} = \frac{1+c}{c} (\mu - 1) \quad (4.18)$$

Wzór (4.16) przyjmuje postać:

$$M_a(H) = \frac{1+c}{c} (\mu - 1) H \quad (4.19)$$

Wprowadzając zależności (4.14), (4.19) i (4.18) do równania (4.13) otrzymano:

$$\mu' = \frac{1}{\delta K(1+c)} \left[\frac{1+c}{c} (\mu - 1) H - (\mu' - 1) H - \mu' H_c \right] + \mu \quad (4.20)$$

We wzorze (4.20) uwzględniono, że na krzywej rozmagnesowania zachodzi relacja:

$$\mu' - 1 = \frac{dM}{dH} \quad (4.21)$$

Równanie (4.20) musi być spełnione dla każdej wartości natężenia pola magnetycznego H w obszarze krzywej rozmagnesowania. Oznacza to, że wyrazy wolne oraz współczynniki przy H po obydwu stronach tego równania muszą być sobie równe. Korzystając z powyższego obliczono wartość parametru c :

$$c = \frac{\mu - 1}{\mu' - \mu} \quad (4.22)$$

oraz parametru K przy uwzględnieniu wartości δ dla krzywej rozmagnesowania równej -1:

$$K = H_c \frac{\mu'}{\mu' - 1} \quad (4.23)$$

Ze względu na dużą wartość parametru μ' dla miękkich materiałów magnetycznych (4.15), parametr K w rozpatrywanym modelu praktycznie równy jest natężeniu pola koercji H_c .

W celu określenia wartości magnetyzacji nasycenia M_s , zgodnie z przyjętą definicją magnetyzacji, wyznacza się ją następującą zależnością:

$$M_s = \frac{B_s}{\mu_0} - H_s \quad (4.24)$$

Wartość indukcji nasycenia B_s określona jest zazwyczaj w katalogach materiałów rdzeniowych, natomiast H_s oznacza wartość natężenia pola magnetycznego, dla której dokonywano pomiaru B_s .

Większą trudność sprawia znalezienie parametrów σ_k i α_0 , ponieważ krzywa opisana równaniami (4.8), (4.9) jest trudna do pomiaru i nie jest podawana w katalogach. Dla dużych wartości natężenia pola magnetycznego krzywa ta jest jednak bardzo bliska pierwotnej krzywej magnesowania.

Reasumując sposób określania wymienionych parametrów należy przestrzegać, aby:

- wartość μ była równa przenikalności początkowej materiału;
- krzywa opisana równaniami (4.8), (4.9) przechodziła przez wybrany punkt pierwotnej krzywej magnesowania dla dużych wartości H .

Drugi postulat jest szczególnie korzystny dla modelowanego materiału rdzenia w magnetycznych mnożnikach częstotliwości, w których z zasady działania punkt pracy na krzywej magnesowania leży w obszarze nasycenia.

Zgodnie z zależnością (4.18) wartość początkowej przenikalności magnetycznej materiału można określić wzorem:

$$\mu = \frac{c}{1+c} \left(\frac{dM_a}{dH} \right)_{H=0} + 1 \quad (4.25)$$

Wartość pochodnej magnetyzacji M_a po natężeniu pola magnetycznego otrzymano różniczkując równania (4.8), (4.9):

$$\left(\frac{dM_a}{dH} \right)_{H=0} = \frac{M_s^2}{3\sigma_k - M_s \alpha_0} \quad (4.26)$$

Podstawiając zależność (4.26) do (4.25) po przekształceniach otrzymano:

$$\alpha_0 = 3 \frac{\sigma_k}{M_s} - \frac{c}{(\mu - 1)(1 + c)} \quad (4.27)$$

Dla dużych wartości argumentu funkcję $F(x)$ można przybliżyć w sposób następujący:

$$F(x) \approx 1 - \frac{1}{x} \quad (4.28)$$

Współrzędne punktu leżącego na krzywej pierwotnego magnesowania blisko obszaru nasycenia określone jako H_x – wartość natężenia pola magnetycznego oraz odpowiadająca jej wartość indukcji magnetycznej B_x , spełniają przybliżoną równość:

$$\frac{M_x}{M_s} = 1 - \frac{\sigma_k}{H_x + \alpha_0 M_x} \quad (4.29)$$

gdzie:

$$M_x = \frac{B_x}{\mu_0} - H_x \quad (4.30)$$

Uwzględniając we wzorze (4.29) wyrażenie określające wartość parametru α_0 (4.27) otrzymano:

$$\sigma_k = \frac{H_x - \frac{c}{1+c} \frac{M_x}{\mu - 1}}{\frac{M_s}{M_s - M_x} - 3 \frac{M_x}{M_s}} \quad (4.31)$$

Dysponując wartością σ_k można ostatecznie obliczyć wartość parametru α_0 z zależności (4.27).

Zestawienie zależności określających wszystkie parametry modelu materiału rdzenia magnetycznie miękkiego, przedstawiono w tablicy 4.1.

Tablica 4.1. Zależności określające parametry modelu materiału rdzenia magnetycznie miękkiego

Parametr	Oznaczenie parametru wg. programu PSPICE	Wzór	Potrzebne dane katalogowe
c	C	$C = \frac{\mu_0 H_c (\mu - 1)}{B_r - \mu \mu_0 H_c}$	H_c, B_r, μ
K	K	$K = H_c \frac{B_r}{B_r - \mu_0 H_c}$	H_c, B_r
M_s	MN	$MN = \frac{B_s}{\mu_0} - H_s$	B_s, H_s
σ_k	A	$A = \frac{H_x - cM_x / [(1+c)(\mu-1)]}{1/(1-M_x/M_s) - 3M_x/M_s}$ $M_x = B_x / \mu_0 - H_x$	$B_x, H_x, (MN, C)$
α_0	$ALPHA$	$ALPHA = 3 \frac{\sigma_k}{M_s} - \frac{c}{(\mu-1)(1+c)}$	$\mu, (A, MN, C)$

Sporządzenie modelu matematycznego materiału rdzenia wymaga znajomości katalogowych danych jego charakterystyki magnesowania. Odnosi się to do siedmiu następujących parametrów: magnetycznej przenikalności początkowej materiału, natężenia pola koercji, indukcji remanencji oraz natężenia pola magnetycznego i odpowiadającej mu wartości indukcji w obszarze za kolanem krzywej pierwotnego magnesowania i w obszarze nasycenia.

4.3. Aktualny poziom jakościowy i perspektywy rozwoju blach elektrotechnicznych i ferrytów

Od początku XX wieku obserwuje się stały postęp w dziedzinie poprawy właściwości materiałów magnetycznie miękkich co prowadzi do zmniejszenia gabarytów urządzeń i zwiększenia ich sprawności. Obecnie dostępne w handlu materiały można sklasyfikować w czterech grupach jako blachy krzemowe, ferryty, stopy amorficzne oraz stopy nanokrystaliczne.

4.3.1 Stale elektrotechniczne

Najogólniejszym wskaźnikiem rozwoju materiałów magnetycznie miękkich jest redukcja strat rdzeniowych. Z doniesień literaturowych [35, 116, 125] wynika, iż w ostatnim stuleciu obserwuje się wykładniczo-malejącą tendencję tych strat. Przy częstotliwości 50 Hz oraz indukcji magnetycznej 1,5 T średnia wartość strat w żelazie wynosiła w 1910 r. – 2,8 W/kg; w 1940 r. – 2 W/kg; w 1960 r. – 0,9 W/kg; w 1990 r. – 0,7 W/kg. Postęp polegał przede wszystkim na zwiększaniu rezystancji blach poprzez wprowadzenie krzemu jako składnika stopowego, oraz odkryciu Goss'a - blach zimnowalcowanych o zorientowanych ziarnach CGO (conventional grain oriented steel). W blachach transformatorowych teksturę Goss'a, charakteryzującą się tym, że w poszczególnych ziarnach płaszczyzny krystalograficzne (110) i kierunki [001] są równoległe odpowiednio do płaszczyzny i kierunku walcowania, uzyskuje się w wyniku rekrytalizacji wtórnej, zachodzącej podczas wysokotemperaturowego wyżarzania taśmy, w końcowym etapie produkcji [34-35]. Aby rekrytalizacja wtórna mogła przebiegać prawidłowo, w strukturze taśmy po rekrytalizacji pierwotnej, podczas następnego wyżarzania musi być hamowany normalny rozrost ziaren przez tzw. inhibitory rozrostu ziaren. Inhibitory stosowane są w celu zapewnienia wzrostu tylko nielicznych ziaren o orientacji (110) [001] kosztem pozostałych ziaren osnowy o odmiennej orientacji. Opanowanie nowych technologii umożliwiających zwiększenie doskonałości tekstury i obniżenie stratności przez ograniczenie ilości zanieczyszczeń i szkodliwych domieszek a także zastosowanie elektroizolacyjnych powłok naprężeniowych to główne osiągnięcia w zakresie obecnie produkowanych blach anizotropowych.

Właściwości magnetyczne blach transformatorowych zależą w bardzo dużym stopniu od niewielkich zmian w składzie chemicznym i w strukturze materiału. Ogólnie stwierdzono [165], że wpływ wtrąceń zależy zarówno od ich ilości, składu chemicznego i fazowego, jak również od rozłożenia i dyspersji. Typowymi wtrąceniami niemetalicznymi występującymi w blachach transformatorowych są krzemiany, gliniany wapnia, siarczki, tlenki aluminium, węgliko-tlenko-azotki aluminium lub tytanu oraz tlenki żelaza. Najbardziej niekorzystne z punktu widzenia właściwości magnetycznych blach transformatorowych są wydzielienia o krytycznym stopniu dyspersji tj. o wielkości cząstek odpowiadających grubości ścian domenowych ($3\text{-}6\cdot 10^{-7}$ m) [165]. Jeszcze przed 1980 r. znacznym kłopotem było starzenie materiałów magnetycznych, powodujące stopniowe pogarszanie ich właściwości związane w znacznym stopniu ze strącaniem węglików żelaza. Nowoczesne materiały magnetyczne po odwęgleniu ich, zawierają nie więcej niż 0,001% węgla [116], co praktycznie eliminuje starzenie.

Stwierdzono [35, 165] znaczny wpływ naprężeń rozciągających, działających w kierunku prostopadłym do osi [001], na przebudowę struktury domenowej, w wyniku której przebiega łatwiej proces namagnesowania. Stosowane są

również powierzchniowe pokrycia blach, które pełnią rolę elektroizolacji ale również w znacznym stopniu wpływają na zmniejszenie szerokości domen a zatem również na ograniczenie strat. Inną możliwością redukowania strat jest wprowadzanie naprężeń na powierzchni blachy poprzez wytwarzanie na niej drobnych, liniowych odkształceń w postaci rys. W wyniku przeprowadzonych badań [24, 165] stwierdzono, że optymalny odstęp między rysami wynosi 2,5 - 5 mm, głębokość odkształcenia 1-5 μm , natomiast szerokość rys nie powinna być większa od 600 μm . Wytwarzane od 1970 roku superorientowane blachy typu HI-B (określane też skrótem HGO ang. high grain oriented steel) charakteryzują się ostrą teksturą i prostokątną pętlą histerezy a ich stratność osiąga wartość $P_{1,7/50} = 0,85-1,15$ W/kg przy grubości 0,23-0,27 mm [37-40, 96, 116].

Z przeprowadzonych badań empirycznych i znanych zależności ilościowych (4.5), (4.6) wynikają różne, czasem sprzeczne ze sobą metody postępowania zmierzające do ograniczenia strat. I tak np. ze wzrostem grubości blach i rozmiarów ziarna maleją straty histerezy oraz anomalne, natomiast klasyczne straty wiropądowe rosną. Zmniejszenie grubości pogarsza współczynnik wypełnienia przekroju rdzenia i zwiększa pracochłonność pakietowania blach. Obniżenie poziomu zanieczyszczeń stali powoduje usunięcie barier hamujących ruch granic ziaren, ułatwiając uzyskanie korzystnej ze względu na straty histerezy gruboziarnistej struktury o małej ilości defektów. Z kolei struktura ta powoduje zwiększenie szerokości domen magnetycznych co wpływa na wzrost strat wiropądowych. Aby ograniczyć te ostatnie wprowadza się rozdrobnienie struktury domenowej poprzez zastosowanie niewielkich naprężeń rozciągających, zarysowań powierzchni blachy, czy też punktowe nagrzewanie blachy wiązką promieniowania laserowego lub za pomocą obróbki plazmowej.

Pewną dalszą poprawę stratności można uzyskać dodatkowo zwiększając gładkość i czystość powierzchni blach przez polerowanie elektrochemiczne [111]. Większość rozwiązań zmierzających do zmniejszenia strat polega na kompromisowym podejściu określającym optymalne parametry materiału. Przy niskich częstotliwościach prądu magnesującego 50 lub 60 Hz straty ogólne osiągają swoje minimum przy pewnej grubości blachy, która w zależności od doskonałości tekstury mieści się w zakresie 0,15-0,2 mm [38, 40]. Optymalna średnica ziarna takiej blachy wynosi ok. 0,15 mm [89, 109, 116], zaś dla bardzo cienkich taśm o grubości 35 μm - ok. 0,8 mm [2, 89]. Kwestia optymalizacji grubości ziarna względem stratności blach stanowi ciągle problem i jest powodem niejednoznacznych określeń, na co wskazują różne źródła literaturowe. Dla przykładu inna grupa naukowców [25, 115, 165] twierdzi, że optymalną wielkością ziarna w blachach transformatorowych o grubości 0,2-0,3 mm jest wielkość od 1 do 5 mm. Stosując wspomniane techniki dla obydwu grubości blach udało się, na razie w warunkach laboratoryjnych uzyskać stratności, które wynoszą $P_{1,3/50} = 0,2-0,22$ W/kg; $P_{1,7/50} = 0,2-0,4$ W/kg a nawet $P_{1,3/50} = 0,13$ W/kg i $P_{1,7/50} = 0,21$ W/kg, [2-3, 38, 40, 89, 97] co odpowiada poziomowi stratności materiału amorficznego. Oczywiście, w miarę zmniejszania grubości

blach rosną trudności technologiczne oraz koszty wytwarzania, co jednak dzięki postępowi w technice walcowniczej nie stanowi obecnie zasadniczej bariery dla rozwijania tego kierunku działania.

Znaczącą podklasę blach elektrotechnicznych stanowią materiały stopowe z dużą zawartością niklu i kobaltu. Pierwsze z nich zwane permaloyami są żelazowo-niklowymi stopami o 40-80% zawartości niklu. Charakteryzują się dużą wartością indukcji nasycenia do 1,4-1,6 T, prostokątną pętlą histerezy, wysoką przenikalnością magnetyczną i relatywnie niskimi stratami przy częstotliwościach powyżej 10 kHz. Najbardziej rozpowszechnione w tej klasie materiały to 4-79 Mo Permaloy ($\text{Ni}_{79} - \text{Fe}_{15,5} - \text{Mo}_5 - \text{Mn}_{0,5}$), ulepszona jego wersja tzw. supermaloy, oraz mumetal ($\text{Ni}_{77} - \text{Fe}_{16,6} - \text{Cu}_{4,7} - \text{Cr}_{1,7}$) [35]. Stopy kobaltowe charakteryzują się bardzo wysoką wartością indukcji nasycenia. Reprezentant tej rodziny materiałów permendur ($\text{Fe} - \text{Co}_{49} - \text{V}_2$) posiada najwyższą wśród handlowo rozpowszechnianych miękkich materiałów magnetycznych indukcję nasycenia $B_s = 2,3 \text{ T}$ - $2,45 \text{ T}$ [70]. Własność ta jest wykorzystywana do minimalizacji rozmiarów rdzeni transformatorów przy zapewnieniu znacznych wartości strumienia magnetycznego. Jednakże, niska rezystywność i znaczna anizotropia magnetokrystaliczna większości stopów kobaltowych prowadzą do raczej dużych strat rdzeniowych, co często eliminuje ich zastosowanie w elektrycznych maszynach i urządzeniach prądu zmiennego.

Oddzielną grupę magnetyków stanowią stopy żelaza z niklem i kobaltem. Charakteryzuje je przede wszystkim duża przenikalność magnetyczna osiągająca $\mu_{\text{max}} = 115000$ dla stopu o nazwie preminvar ($\text{Fe}_{30} - \text{Ni}_{45} - \text{Co}_{25}$) czy największą wartość $\mu_{\text{max}} = 427000$ dla stopu $\text{Fe}_{34} - \text{Ni}_{43} - \text{Co}_{23}$.

4.3.2 Ferryty

Od 1945 r. datuje się rozwój wysokorezystywnych materiałów rdzeniowych zwanych ferrytami. Są to stałe roztwory tlenku żelaza z tlenkami metali o ogólnym wzorze MOFe_2O_3 , gdzie symbol M oznacza metal przejściowy. Ferryty magnetycznie miękkie od chwili swoich przemysłowych narodzin są prawie wyłącznie związane z elektroniką [21, 35, 91, 142, 149, 152]. Najważniejszą właściwością miękkich ferrytów jest ich ekstremalnie duża rezystywność rzędu $1 \Omega\text{m}$ dla ferrytów Mn-Zn oraz $10^4 \Omega\text{m}$ a nawet $10^7 \Omega\text{m}$ dla ferrytów Ni-Zn podczas, gdy rezystywność blach krzemowych wynosi $10^{-7} \Omega\text{m}$ a w najlepszych materiałach supermaloyowych $(5-6,5) \cdot 10^{-7} \Omega\text{m}$ [45, 84-85, 91, 166]. Inną zaletą ferrytów jest możliwość kształtowania różnych, również skomplikowanych postaci geometrycznych rdzeni. Charakteryzuje je niska indukcja nasycenia, zazwyczaj 0,2 T a maksymalnie 0,5 T oraz duża zależność parametrów od temperatury [48, 149, 166]. Materiały ferrytowe przeznaczone są głównie dla zastosowań przy dużych częstotliwościach. Typowe straty mocy nowego mate-

riału N87 wynoszą 80 W/kg przy częstotliwości 100 kHz i indukcji magnetycznej 0,2 T [163]. Szczególnie bezkonkurencyjne są zastosowania miękkich ferrytów w urządzeniach małej mocy o bardzo dużym zakresie częstotliwości w zakresie 100 MHz do 500 GHz.

4.4. Drobnokrystaliczne i amorficzne materiały magnetyczne

Magnetyki o strukturze amorficznej a także nanokrystalicznej i mikrokystalicznej należą do grupy materiałów magnetycznych nowej generacji i są przedmiotem najbardziej intensywnych badań [2-3, 13, 20, 27-28, 30, 35-36, 38-40, 43-45, 63-64, 68, 72, 74-79, 82, 86, 88-90, 92-93, 94-108, 110-111, 114, 117-118, 120-128, 133-135, 138-140, 155-156, 158-159, 161, 166, 170, 173-174, 179, 183]. Materiały te mogą być otrzymywane różnymi metodami, jednak ich największy rozwój nastąpił dzięki wykorzystaniu nowoczesnej technologii tzw. „odlewania ciągłego”, co eliminuje kosztowną i energochłonną przeróbkę wlewków i daje jednorodną strukturę, powierzchnię i geometrię taśm. Stosując metody bardzo szybkiego chłodzenia RST (ang. rapid solidification technology) ciekłych stopów metali, można uzyskać magnetyki o lepszych właściwościach. W zależności od szybkości chłodzenia i zdolności materiału do zeszklenia stopy metali krzepną jako amorficzne (tzw. szkła metaliczne), nanokrystaliczne (o średnicy ziaren mniejszej od 1 nm) lub mikrokystaliczne (o średnicy ziaren mniejszej od 1 μ m).

Fakt, iż stopy bogatsze w krzem wykazują lepsze właściwości elektryczne i magnetyczne jest znany od dawna. Ze względu jednak na to, że dla zawartości Si > 3,4...4% [40, 85, 107, 116] stop staje się kruchy, jego wytwarzanie metodami tradycyjnymi nie jest możliwe. W latach osiemdziesiątych [101, 151], zastosowano zamiast walcowania metodę szybkiego chłodzenia z fazy ciekłej z prędkością mniejszą jednak (ok. 10^3 K/s) od prędkości krytycznej warunkującej zatrzymanie procesu krystalizacji. Uzyskano stopy nano- lub mikrokystaliczne o zawartości krzemu aż do 6,5 %, charakteryzujące się relatywnie dużą indukcją nasycenia i przenikalnością magnetyczną oraz magnetostrykcją zbliżoną do zera. Zwiększona zawartość krzemu eliminuje praktycznie starzenie a przede wszystkim bardzo wydatnie zwiększa rezystywność stali, która osiąga wartość nawet do $8 \cdot 10^{-7}$ Ω m [107]. Niezwykle istotny dla optymalizacji właściwości tych materiałów jest odpowiedni dobór warunków wygrzewania [20, 35, 107], procesu decydującego o finalnym rozmiarze ziaren oraz wytworzonej teksturze. Stwierdzono [107], iż taśmy stopu Fe-6,5% Si o grubości 40 μ m wykazują straty $\Delta P_{1,0/50} \approx 0,4$ W/kg, a więc ponad trzykrotnie mniejsze niż w przypadku konwencjonalnych stali niskorzemowych. W 4,5% Si blasze o grubości 60 μ m poddanej wyżarzaniu i naprężeniom rozciągającym uzyskano stratność $\Delta P_{1,0/50} \approx 0,4$ W/kg [40]. Dla częstotliwości pracy 2 kHz pewne źródła [35] podają aż 5-

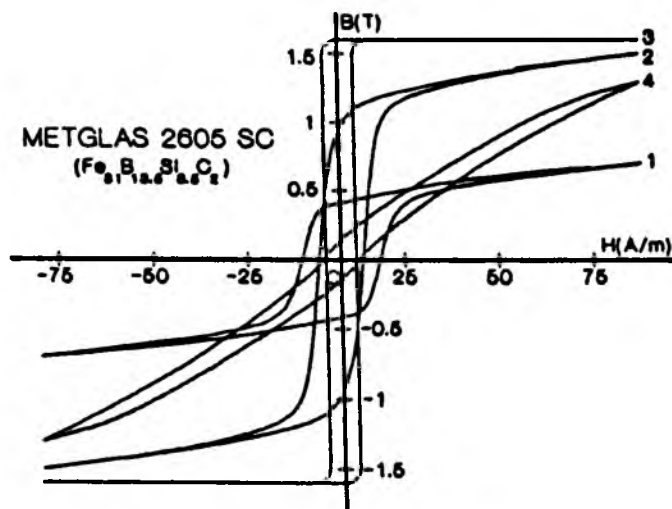
8-krotną redukcję strat w blachach wysokokrzemowych w odniesieniu do tradycyjnych nieorientowanych blach M-15 o grubości 360 μm . Mimo, iż prace nad tymi stopami zainicjowano już blisko 10 lat temu, są one nadal obiektem badań laboratoryjnych w których dominują poszukiwania korelacji między warunkami procesów technologicznych a właściwościami magnetycznymi.

Historia szkieł metalicznych, zwanych też magnetycznymi materiałami amorficznymi sięga 1960 roku, kiedy to Paul Duwez i jego współpracownicy z Kalifornijskiego Instytutu Technologicznego zeszklili pierwszy stop metaliczny $\text{Au}_{75}\text{Si}_{25}$ [110]. Obecnie produkcja taśm amorficznych została opanowana w skali przemysłowej. Przodują w tej dziedzinie amerykańska firma Allied Signal Inc., największy producent i prekursor technologii taśm amorficznych o nazwie handlowej METGLAS, niemiecka fabryka Vacuumschmelze wytwarzająca materiał o nazwie Vitrovac oraz japońskie firmy Hitachi, Toshiba i Nippon Amorphous-Metals Co. [72, 75, 77-79, 128]. W Polsce prace nad podstawami technologii wytwarzania stopów amorficznych oraz badaniami ich właściwości rozpoczęto w połowie lat siedemdziesiątych w Instytucie Inżynierii Materiałowej Politechniki Warszawskiej oraz w Instytucie Fizyki PAN w Warszawie [100-102, 110, 140]. W 1983 r. w Instytucie Metali Nieżelaznych w Gliwicach podjęto kompleksowy program, którego efektem jest uruchomienie produkcji magnetycznych materiałów amorficznych w skali półtechnicznej [30, 90, 105, 159]. W ramach współpracy tego Instytutu z Instytutem Energetyki - Oddział Transformatorów w Łodzi, oraz Fabryką Transformatorów MEFTA w Mikołowie powstał projekt i badany obecnie prototyp transformatora rozdzielczego o mocy 100 kV·A o rdzeniach z taśmy amorficznej [105]. Prace na ten temat prowadzone są również w Instytucie Maszyn Elektrycznych i Transformatorów Politechniki Łódzkiej [94-99, 135]. Podsumowania wyników prac realizowanych w kraju dokonano na krajowych sympozjach poświęconych materiałom amorficznym [34, 38-40, 105, 107-108, 125, 158-159]. Pewien udział, głównie w dziedzinie aplikacji szkieł metalicznych mają pracownicy Wydziału Elektrycznego Politechniki Lubelskiej [43, 63, 108, 121-127, 170, 173-174].

Magnetyczne materiały amorficzne mogą być otrzymywane różnymi metodami. Największy ich rozwój nastąpił dzięki wykorzystaniu metody ciągłego chłodzenia ciekłych stopów metali z prędkością chłodzenia ok. 10^6 K/s. Taka szybkość schładzania pozwala uniknąć nukleacji i wzrostu kryształitów. W rezultacie uzyskuje się strukturę wewnętrzną charakteryzującą się brakiem symetrii translacyjnej czyli uporządkowania dalekiego zasięgu. Szkła metaliczne wykazują równocześnie nadzwyczaj dobre właściwości charakterystyczne dla ferromagnetyków miękkich, jak również dobre właściwości mechaniczne. Cechy magnetyczne są następstwem braku anizotropii magnetokrystalicznej, zaś cechy mechaniczne zawdzięcza się bardzo małej ruchliwości przemieszczania się dyslokacji, co jest charakterystyczne dla materiałów strukturalnie nieuporządkowanych. Żaden z konwencjonalnych magnetyków nie wykazuje łącznie takich właściwości. W odróżnieniu od tradycyjnych technologii metalurgicz-

nych, w przypadku których dla uzyskania cienkich taśm materiał jest poddawany wielokrotnej obróbce, w przypadku taśm szkieł metalicznych o grubości 20-30 μm powstają one w wyniku jednego tylko procesu technologicznego szybkiego schładzania.

Magnetyczne szkła metaliczne, ze względu na zastosowania, można podzielić na trzy zasadnicze grupy różniące się rodzajem metalu przejściowego stanowiącego podstawowy składnik stopu. Pierwsza grupa obejmuje stopy z żelazem, charakteryzujące się dużą indukcją nasycenia, małymi stratami w trakcie ich magnesowania, oraz stosunkowo niskim kosztem wytwarzania. Druga grupa to stopy żelazno-niklowe, wykazujące dobre właściwości charakterystyczne dla magnetyków miękkich oraz względnie dużą indukcję. W końcu trzecia grupa obejmująca stopy, w których głównym składnikiem jest kobalt. Ich zasadniczą cechą jest bardzo mała magnetostrykcja (tzw. stopy zero-magnetostrykcyjne), a w związku z tym mała wrażliwość ich właściwości magnetycznych na odkształcenia mechaniczne. Ze względu na małą magnetostrykcję, oddziaływania magnetosprężyste w tych szklach nie są dominujące, w konsekwencji czego wykazują one najmniejszą koercję oraz największą przenikalność magnetyczną.



Rys. 4.2. Statyczne pętle histerezy stopu amorficznego Metglas 2605 S.C. poddanego różnym rodzajom obróbki termomagnetycznej: 1 - po zestaleniu, 2 - po wygrzaniu bez pola magnetycznego, 3 - po wygrzaniu w polu magnetycznym równoległym do osi taśmy, 4 - po wygrzaniu w polu magnetycznym skierowanym prostopadłe do osi taśmy [78]

Dodatkową zaletą szkieł metalicznych jest łatwość kształtowania ich charakterystyk magnesowania przez poddanie ich odpowiedniej obróbce cieplnej lub termomagnetycznej (rys 4.2). Pozwala to na zmniejszenie wpływu granic

domen na proces przemagnesowywania [35, 100-102, 110] a ostatecznie na optymalne przystosowanie materiałów do określonego zastosowania.

Obróbka cieplna powinna być przeprowadzana w miarę możliwości po wykonaniu rdzenia, gdyż chodzi o zredukowanie naprężeń (a tym samym poprawę właściwości magnetycznych), powstałych w procesie produkcji samego materiału, jak też przy formowaniu rdzenia [121].

4.5. Porównanie właściwości materiałów magnetowodowych

Obecnie w przemyśle transformatorowym dominuje stosowanie blachy zimnowalcowanej o zorientowanych ziarnach. Atrakcyjną alternatywę stanowią wspomniane materiały amorficzne i drobnokrystaliczne otrzymywane prostszą technologią odlewania i szybkiego schładzania. W tablicy 4.2 podano wartości liczbowe charakterystycznych parametrów materiałów amorficznych i blach krzemowych.

Indukcja nasycenia taśm amorficznych jest niższa niż blach krzemowych, co zmusza do stosowania w rdzeniach tych pierwszych niższych indukcji znamionowych. Należy jednak zaznaczyć, że szybko rosnący w ostatnich czasach koszt energii powoduje znaczny wzrost skapitalizowanych kosztów strat, a to pociąga za sobą zapotrzebowanie na transformatory o niskich stratach, szczególnie stanu jałowego. Stąd wynika tendencja do obniżania indukcji znamionowych również w transformatorach konwencjonalnych do wartości nawet 1,3–1,4 T. Zastosowanie materiałów amorficznych pozwala zmniejszyć straty jałowe transformatorów o 60–70% w stosunku do strat w transformatorach o rdzeniach z dobrej blachy zimnowalcowanej przy zbliżonych stratach obciążeniowych [38, 96, 105, 120-121, 159]. Właściwości obwodu magnetycznego zależą nie tylko od właściwości blach transformatorowych, ale również od sposobu ich przetworzenia oraz konstrukcji rdzenia. Z powodu małej grubości taśm amorficznych współczynnik wypełnienia przekroju rdzenia jest stosunkowo niski, jednak oczekuje się, że w najbliższych latach zostanie on zwiększony do wartości co najmniej 0,9. Mała grubość taśm amorficznych jest również przyczyną, że rdzenie muszą mieć konstrukcję zwijaną, co ogranicza ich zastosowanie w większych transformatorach. Z tego powodu zastosowano technologię składania rdzeni otrzymanych z połączenia kilku warstw taśmy tworzących arkusze o grubości 0,28 mm i handlowej nazwie **Powercore**. Przeprowadzone pomiary rozdziału strat wykazały, że straty energetyczne spowodowane prądami wirowymi w tym przypadku są niewiele większe niż w pojedynczej taśmie [159].

Jednostkowe straty mocy w magnetycznych materiałach amorficznych przy częstotliwości 50 Hz są w niektórych przypadkach aż o rząd wielkości niższe, niż w blachach żelazo-krzemowych [73]. Wynika to z faktu prawie trzykrotnie wyższej rezystywności taśm amorficznych oraz ich małej grubości zde-

terminowanej samą technologią produkcji. Przy niskich częstotliwościach istotną część strat stanowią straty histerezowe, zaś ze wzrostem częstotliwości szybciej rosną straty wiropądowe i one stają się dominujące.

Tablica 4.2. Porównanie właściwości szkieł metalicznych (po obróbce termomagnetycznej) i konwencjonalnych blach krzemowych Fe-Si_{3,2%} o zorientowanym ziarnie [35, 44, 73, 78, 100-102, 121, 126, 159]

Charakterystyka	Wartość parametru		
	Materiał amorficzny		Stal krzemowa 3,2%Si
	Zakres	Metglas 2605 S-2	
1	2	3	4
Indukcja nasycenia B_s [T]	0,4–1,8	1,56	1,97
Indukcja remanencji B_r [T]	0,4–1,6	1,30	1,45
Indukcja przy $H = 80$ A/m, B_{80} A/m [T]	0,5–1,54	1,50	1,60
Koercja H_c [A/m]	0,3–13,5	1,60	24
Początkowa przenikalność magnetyczna μ_0	6000–100000		
Max przenikalność ma- gnetyczna μ_{max}	35000–200000	600000	
Magnetostrykcja nasyce- nia λ_{nas}	od $-15 \cdot 10^{-6}$ do $50 \cdot 10^{-6}$	$27 \cdot 10^{-6}$	od $1 \cdot 10^{-6}$ do $10 \cdot 10^{-6}$
Stratność $\Delta P_{(60 \text{ Hz } 1,4 \text{ T})}$ [W/kg]	0,05–1,2	0,15–0,25	0,9
Stratność $\Delta P_{(20 \text{ kHz } 0,2 \text{ T})}$ [W/kg]	2,8–41		
Moc magnesująca $S_{(60 \text{ Hz } 1,4 \text{ T})}$ [VA/kg]	0,72	0,37	0,94
Temperatura Curie T_c [°C]	205–420	415	730
Temperatura T_{kr} krystalizacji [°C]	410–550	550	-
Temperatura pracy T_{pr} [°C]	-50–150	-50–150	-
Gęstość γ [kg/m ³]	7180–7900	7180	7650
Rezystywność ρ [μΩm]	1,2–1,5	1,37	0,5
Współczynnik wypełnie- nia k_t	< 0,85	< 0,85	0,96
Twardość H_V [GPa]	4,88–10,79	9,27	-
Moduł Younga E_Y [GPa]	-	160	130
Grubość taśmy (typowa) d [μm]	25–30	25–30	300

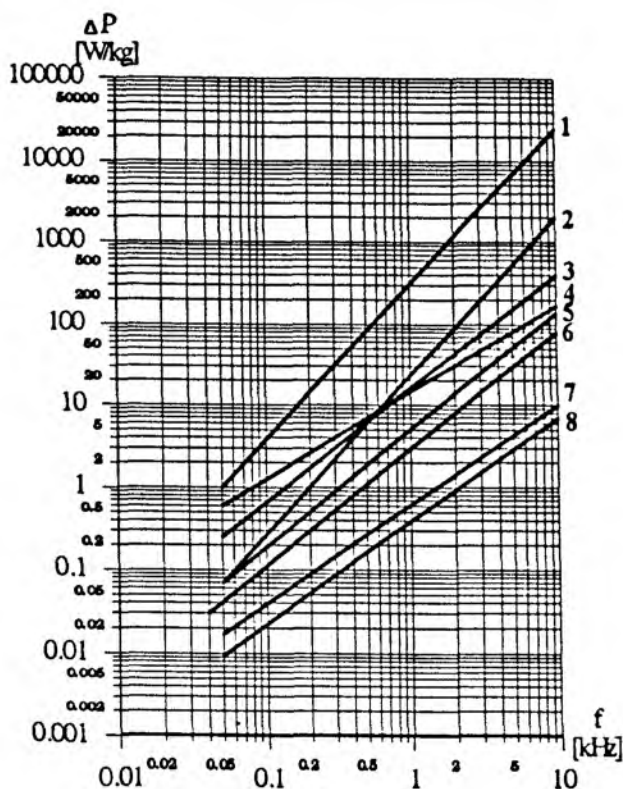
W wielu urządzeniach podwyższonej częstotliwości utrzymanie strat mocy na dopuszczalnym poziomie zapewnia się poprzez odpowiednie obniżenie indukcji. Zwielokrotnienie częstotliwości w mnożnikach magnetycznych wymaga jednak z zasady ich działania, pracy w obszarze indukcji nasycenia. Jest to warunek konieczny, który dodatkowo zwiększa reżim wymagań technologicznych wobec rdzenia i tak narażonego na specjalne rygory związane z pracą w zakresie podwyższonej częstotliwości. W konwencjonalnych materiałach Fe-Si wartości indukcji nasycenia przekraczają często wartość 2 T i przy częstotliwościach rzędu kilku kiloherców, straty mocy stają się niedopuszczalnie wysokie. W magnetycznych materiałach amorficznych indukcje nasycenia zawierają się w przedziale niższych wartości 0,4-1,8 T. Wysoka przenikalność magnetyczna materiałów amorficznych powoduje, że ich charakterystyka magnesowania jest zbliżona do prostokątnej i prąd magnesujący stanowi jedynie 5–20% prądu dla materiałów konwencjonalnych. Jest to bardzo znacząca zaleta taśm amorficznych zastosowanych w magnetycznych mnożnikach częstotliwości. Podstawowe właściwości materiałów magnetycznych istotne dla pracy m.m.cz. podano w tablicy 4.3.

Tablica 4.3. Właściwości wybranych materiałów magnetycznych dla $B = 1 \text{ T}$ i $f = 50 \text{ Hz}$ [72-73, 77-78]

Materiał	B_s T	B_r T	H_c A/m	$\Delta P_{50 \text{ Hz } 1 \text{ T}}$ W/kg
Fe-Si(ET-5)	2,0	1,7	12,2	1,20
Permaloy Ni79Fe17Mo4	0,7	0,5	1,2	0,07*
Metglas 2605 SC	1,61	1,42	3,2	0,15
Metglas 2605 Co	1,80	1,60	4,0	0,20
Metglas 2714 A	0,55	0,40	0,4	0,01*
Metglas 2826 MB	0,88	0,50	0,4	0,09*
Metglas 2605 SM	1,30	0,80	2,6	0,15
Vitrovac 4040F	0,80	0,65	1,0	0,15*
Vitrovac 6025F	0,55	0,45	0,4	0,02*

* - przy indukcji nasycenia B_s .

W wyniku zgromadzonych danych katalogowych [72-74, 77-79] oraz obliczeń wg wzorów (4.4), (4.5) na rys. 4.3 przedstawiono straty mocy dla wybranych materiałów i różnych częstotliwości.



Rys. 4.3. Straty mocy ΔP w funkcji częstotliwości dla różnych materiałów przy indukcji nasycenia B_s , gdzie: 1 - blacha krzemowa ET-5, 2 - permaloy Ni79Fe17Mo4, 3 - Metglas 2605 S.C., 4 - Metglas 2605 S3, 5 - Metglas 2826 MB, 6 - Vitrovac 4040 F, 7 - Vitrovac 6025 F, 8 - Metglas 2714 A, [72-74, 77-79]

Jak wynika z ilustracji straty mocy przy indukcji nasycenia i częstotliwości do 10 kHz, dla niektórych materiałów magnetycznych nie przekraczają 10 W/kg. Pozwala to wnioskować, że zbudowane z tych materiałów magnetowody mnożników magnetycznych mogą pracować przy chłodzeniu naturalnym.

W wyniku przeprowadzonych analiz materiałowych na magnetowód m.m.cz. wyselekcjonowano materiały amorficzne o najniższych stratnościach, niewielkich relatywnie wartościach indukcji nasycenia oraz o prostokątnej charakterystyce magnesowania. Ostatecznie wybór padł na rdzenie amorficzne znanej niemieckiej wytwórni Vacuumschmelze pod firmową nazwą Vitrovac 6025 F.

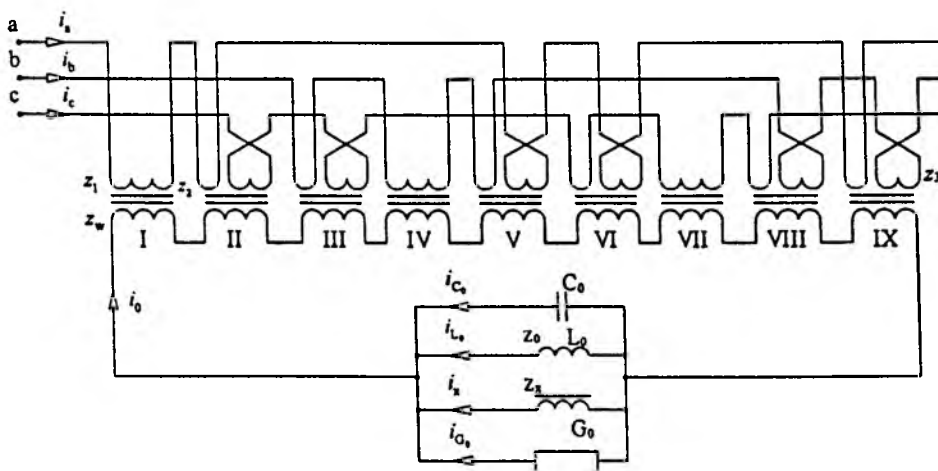
Dokładną specyfikację i wyniki badań laboratoryjnych sprowadzonych rdzeni przedstawiono w dalszych rozdziałach pracy.

5. UOGÓLNIONY MODEL MATEMATYCZNY MNOŻNIKÓW

Opracowanie niniejszego rozdziału koresponduje z ogólną teorią magnetycznych mnożników częstotliwości, w szczególności z założeniami upraszczającymi jakie zawarto w rozdziale 3.2.

5.1. Sformułowanie równania modelującego pracę magnetycznego dziewięciokrotnika częstotliwości

Teoretyczną analizę generacji napięć w magnetycznym dziewięciokrotniku częstotliwości przeprowadzono z uwzględnieniem jego obciążenia. Odbiornik przedstawiony w układzie równoległych gałęzi (rys.5.1) o podstawowych parametrach, odpowiednio G_0, L_0, C_0 zawiera również gałąź z dławikiem o liczbie zwojów z_x . (Wykaz symboli, oznaczeń i skrótów zamieszczono na str. 5,6 i 7).



Rys. 5.1. Układ połączeń magnetycznego dziewięciokrotnika częstotliwości z odbiornikiem

Zgodnie z pierwszym prawem Kirchhoffa w pierwotnym i wtórnym obwodzie dziewięciokrotnika obowiązują następujące zależności

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (5.1)$$

$$i_0 - i_{G_0} - i_{L_0} - i_{C_0} - i_x = 0 \quad (5.2)$$

Wartość chwilowa napięcia wyjściowego mnożnika wynosi

$$e = -z_w S \sum \dot{B} \quad (5.3)$$

gdzie:

$$\sum \dot{B} = \dot{B}_I + \dot{B}_{II} + \dot{B}_{III} + \dot{B}_{IV} + \dot{B}_V + \dot{B}_{VI} + \dot{B}_{VII} + \dot{B}_{VIII} + \dot{B}_{IX} \quad (5.4)$$

Nieliniowość dławika w odbiorniku uwzględniono aproksymując jego charakterystykę magnesowania niepełnym wielomianem piątego stopnia

$$f(B_x) = \alpha_x B_x + \beta_x B_x^5 \quad (5.5)$$

Korzystając z prawa przepływu dla obwodu magnetycznego dławika oraz równań (5.2) i (5.3) otrzymano następującą zależność wyrażającą wartości chwilowe prądów odbiornika:

$$i_0 + z_w S \left(C_0 \sum \ddot{B} + G_0 \sum \dot{B} + L_0^{-1} \sum B \right) + \frac{l_x z_w S}{z_x^2 S_x} \left[\alpha_x \sum B + \beta_x \left(\frac{z_w}{z_x} \right)^4 \left(\frac{S}{S_x} \right)^4 \left(\sum B \right)^5 \right] = 0 \quad (5.6)$$

gdzie:

$$\sum B = B_I + B_{II} + B_{III} + B_{IV} + B_V + B_{VI} + B_{VII} + B_{VIII} + B_{IX} \quad (5.7)$$

$$\sum \ddot{B} = \ddot{B}_I + \ddot{B}_{II} + \ddot{B}_{III} + \ddot{B}_{IV} + \ddot{B}_V + \ddot{B}_{VI} + \ddot{B}_{VII} + \ddot{B}_{VIII} + \ddot{B}_{IX} \quad (5.8)$$

Stan magnetyczny uwzględniający nieliniowość charakterystyki magnesowania oraz nieliniowość konduktancji odwzorowującej straty w każdym z rdzeni mnożnika można opisać następującym równaniem

$$\sum i_z = l(\alpha B + \beta B^5 + g \dot{B} + \eta \dot{B}^5) = l \cdot f(B, \dot{B}) \quad (5.9)$$

Prawo przepływu dla każdego z rdzeni transformatorów o uzwojeniach skojarzonych wg. schematu przedstawionego na rys. 5.1 pozwala na zapisanie układu równań (rys. 3.2)

$$\begin{bmatrix} i_a & i_0 \\ i_b & i_0 \\ i_c & i_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_1 \\ z_w \end{bmatrix} = l \begin{bmatrix} f(B_I, \dot{B}_I) \\ f(B_{IV}, \dot{B}_{IV}) \\ f(B_{VII}, \dot{B}_{VII}) \end{bmatrix} \quad (5.10a)$$

$$\begin{bmatrix} i_a - i_c & i_0 \\ i_b - i_a & i_0 \\ i_c - i_b & i_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_2 \\ z_3 \\ z_w \end{bmatrix} = l \begin{bmatrix} f(B_{II}, \dot{B}_{II}) \\ f(B_V, \dot{B}_V) \\ f(B_{VIII}, \dot{B}_{VIII}) \end{bmatrix} \quad (5.10b)$$

$$\begin{bmatrix} i_a - i_b & i_0 \\ i_b - i_c & i_0 \\ i_c - i_a & i_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_2 \\ z_3 \\ z_w \end{bmatrix} = l \begin{bmatrix} f(B_{IX}, \dot{B}_{IX}) \\ f(B_{III}, \dot{B}_{III}) \\ f(B_{VI}, \dot{B}_{VI}) \end{bmatrix} \quad (5.10c)$$

Zgodnie z przyjętym założeniem o identyczności każdego z rdzeni po zsumowaniu równań (5.10) i prostych przekształceniach otrzymano wyrażenie na wartość chwilową prądu odbiornika.

$$i_0 = \frac{l}{9z_w} \sum f(B, \dot{B}) \quad (5.11)$$

gdzie:

$$\sum f(B, \dot{B}) = \alpha \sum B + \beta \sum (B^5) + g \sum \dot{B} + \eta \sum (\dot{B}^5) \quad (5.12)$$

$$\begin{aligned} \sum (B^5) = & B^5_I + B^5_{II} + B^5_{III} + B^5_{IV} + B^5_V + B^5_{VI} + B^5_{VII} + \\ & + B^5_{VIII} + B^5_{IX} \end{aligned} \quad (5.13)$$

$$\begin{aligned} \sum (\dot{B}^5) = & \dot{B}^5_I + \dot{B}^5_{II} + \dot{B}^5_{III} + \dot{B}^5_{IV} + \dot{B}^5_V + \dot{B}^5_{VI} + \\ & + \dot{B}^5_{VII} + \dot{B}^5_{VIII} + \dot{B}^5_{IX} \end{aligned} \quad (5.14)$$

Uwzględniając równania (5.6) i (5.11) dotychczasowe rozważania modelujące układ można sprowadzić do wyrażenia (5.15)

$$\begin{aligned}
& 9z_w^2 S \left(C_0 \sum \ddot{B} + G_0 \sum \dot{B} + L_0^{-1} \sum B \right) + \alpha l \sum B + \beta l \sum (B^5) + \\
& + gl \sum \dot{B} + \eta l \sum (\dot{B}^5) + \\
& + \frac{9l_x z_w^2 S}{z_x^2 S_x} \left[\alpha_x \sum B + \beta_x \left(\frac{z_w}{z_x} \right)^4 \left(\frac{S}{S_x} \right)^4 \sum (B)^5 \right] = 0
\end{aligned} \tag{5.15}$$

Jeżeli do pierwotnych zacisków transformatora mnożnika doprowadzono symetryczne napięcie trójfazowe, wartości chwilowe indukcji magnetycznej - zgodnie z założeniem upraszczającym, można określić równaniami:

$$\begin{aligned}
B_I &= \hat{B}_1 \cos \omega t - \hat{B}_3 \cos 3\omega t - \hat{B}_9 \cos(9\omega t - \gamma) \\
B_{II} &= \hat{B}_1 \cos\left(\omega t - \frac{2}{9}\pi\right) - \hat{B}_3 \cos\left(3\omega t - \frac{2}{3}\pi\right) - \hat{B}_9 \cos(9\omega t - \gamma) \\
B_{III} &= \hat{B}_1 \cos\left(\omega t - \frac{4}{9}\pi\right) - \hat{B}_3 \cos\left(3\omega t + \frac{2}{3}\pi\right) - \hat{B}_9 \cos(9\omega t - \gamma) \\
B_{IV} &= \hat{B}_1 \cos\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right) - \hat{B}_3 \cos 3\omega t - \hat{B}_9 \cos(9\omega t - \gamma) \\
B_V &= \hat{B}_1 \cos\left(\omega t - \frac{8}{9}\pi\right) - \hat{B}_3 \cos\left(3\omega t - \frac{2}{3}\pi\right) - \hat{B}_9 \cos(9\omega t - \gamma) \\
B_{VI} &= \hat{B}_1 \cos\left(\omega t + \frac{8}{9}\pi\right) - \hat{B}_3 \cos\left(3\omega t + \frac{2}{3}\pi\right) - \hat{B}_9 \cos(9\omega t - \gamma) \\
B_{VII} &= \hat{B}_1 \cos\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi\right) - \hat{B}_3 \cos 3\omega t - \hat{B}_9 \cos(9\omega t - \gamma) \\
B_{VIII} &= \hat{B}_1 \cos\left(\omega t + \frac{4}{9}\pi\right) - \hat{B}_3 \cos\left(3\omega t - \frac{2}{3}\pi\right) - \hat{B}_9 \cos(9\omega t - \gamma) \\
B_{IX} &= \hat{B}_1 \cos\left(\omega t + \frac{2}{9}\pi\right) - \hat{B}_3 \cos\left(3\omega t + \frac{2}{3}\pi\right) - \hat{B}_9 \cos(9\omega t - \gamma)
\end{aligned} \tag{5.16}$$

gdzie:

γ – oznacza kąt przesunięcia fazowego dziewiątej harmonicznej indukcji w stanie obciążenia dziewięciokrotnika względem tejże indukcji w stanie jałowym.

Oznaczając dziewiątą harmoniczną indukcji w m.9.cz. symbolem $B_0(t)$ oraz uwzględniając równania (5.16) mamy:

$$\sum B = -9\hat{B}_9 \cos(9\omega t - \gamma) = -9B_0(t) \quad (5.17)$$

Można wykazać [174], iż suma piątych potęg indukcji magnetycznych i suma piątych potęg pochodnych indukcji m.9.cz. wyrażają się zależnościami:

$$\begin{aligned} \sum(B^5) = & -9 \left[B_0^5(t) + 5(\hat{B}_1^2 + \hat{B}_3^2)B_0^3(t) + \frac{5}{8}(3\hat{B}_1^4 - 4\hat{B}_1^3\hat{B}_3 + 12\hat{B}_1^2\hat{B}_3^2 + 3\hat{B}_3^4)B_0(t) + \right. \\ & \left. + \frac{5}{16}(8\hat{B}_3^3B_0^2(t) - 2\hat{B}_1^3\hat{B}_3^2 + 4\hat{B}_1^2\hat{B}_3^3 + \hat{B}_3^5)\cos 9\omega t \right] \end{aligned} \quad (5.18)$$

$$\begin{aligned} \sum(\dot{B}^5) = & -9 \left[\dot{B}_0^5(t) + 5\omega^2(\hat{B}_1^2 + 9\hat{B}_3^2)\dot{B}_0^3(t) + \frac{15}{8}\omega^4(\hat{B}_1^4 - 4\hat{B}_1^3\hat{B}_3 + 36\hat{B}_1^2\hat{B}_3^2 + \right. \\ & + 81\hat{B}_3^4)\dot{B}_0(t) + \\ & \left. + \frac{45}{16}\omega^3(24\hat{B}_3^3\dot{B}_0^2(t) + 2\omega^2\hat{B}_1^3\hat{B}_3^2 + 12\omega^2\hat{B}_1^2\hat{B}_3^3 + 27\omega^2\hat{B}_3^5)\sin 9\omega t \right] \end{aligned} \quad (5.19)$$

Powołując się na wyniki uzyskane analitycznie w pracy [171] oraz na podstawie badań pomiarowych [42, 63, 171] można stwierdzić, że zależność indukcji trzeciej harmonicznej $\hat{B}_3$ od indukcji podstawowej harmonicznej $\hat{B}_1$ w stanie jałowym mnożnika jest słuszna również dla pozostałych stanów jego pracy i z dobrą dokładnością daje się aproksymować funkcją liniową

$$\hat{B}_3 = a\hat{B}_1 \quad (5.20)$$

Uwzględniając powyższe zależności (5.17), (5.18), (5.19) i (5.20) z równania (5.15) otrzymano:

$$\begin{aligned}
& 9z_w^2 SC_0 \dot{B}_0(t) + \left[9z_w^2 SG_0 + gl + \frac{15}{8} \eta l \omega^4 (81a^4 + 36a^2 + 4a + 1) \hat{B}_1^4 \right] \dot{B}_0(t) + \\
& + 5\eta l \omega^2 (9a^2 + 1) \hat{B}_1^2 \dot{B}_0^3(t) + \eta l \dot{B}_0^5(t) + \\
& + \left[al + 9z_w^2 SL_0^{-1} + 9\alpha_x l_x \left(\frac{z_w}{z_x} \right)^2 \frac{S}{S_x} + \frac{5}{8} \beta l (3a^4 + 12a^2 - 4a + 3) \hat{B}_1^4 \right] B_0(t) + \\
& + 5\beta l (a^2 + 1) \hat{B}_1^2 B_0^3(t) + \beta l \left[59049 \left(\frac{z_w}{z_x} \right)^6 \left(\frac{S}{S_x} \right)^5 \frac{\beta_x l_x}{\beta l} + 1 \right] B_0^5(t) + \quad (5.21) \\
& + \frac{45}{16} \eta l \omega^3 \left[24a^3 \hat{B}_1^3 \dot{B}_0^2(t) + (27a^3 + 12a + 2) a^2 \omega^2 \hat{B}_1^5 \right] \sin 9\omega t + \\
& + \frac{5}{16} \beta l \left[8a^3 \hat{B}_1^3 B_0^2(t) + (a^3 + 4a - 2) a^2 \hat{B}_1^5 \right] \cos 9\omega t = 0
\end{aligned}$$

Rozpatrując dowolną fazę mnożnika np. fazę a (rys.5.1) oraz uwzględniając zależności (5.16) i (3.1), wartość chwilową pierwszej harmonicznej fazowego napięcia fazy a można określić wyrażeniem (5.22) [174].

$$\begin{aligned}
\sqrt{2}E \sin \omega t &= z_1 \omega S \hat{B}_1 \sin \omega t + z_2 \omega S \hat{B}_1 \sin(\omega t - 40^\circ) + z_3 \omega S \hat{B}_1 \sin(\omega t - 160^\circ) + \\
& - z_3 \omega S \hat{B}_1 \sin(\omega t + 160^\circ) + z_2 \omega S \hat{B}_1 \sin(\omega t + 40^\circ) = \\
& = z_1 \omega S \hat{B}_1 \left(1 + 2 \frac{\sin 20^\circ \cos 40^\circ}{\sin 120^\circ} - 2 \frac{\sin 40^\circ \cos 160^\circ}{\sin 120^\circ} \right) \sin \omega t = \\
& = 3z_1 \omega S \hat{B}_1 \sin \omega t \quad (5.22)
\end{aligned}$$

Ponieważ wszystkie fazy mnożnika są symetryczne, indukcje magnetyczne w funkcji napięć można wyrazić następująco:

$$\hat{B}_1 = \frac{\sqrt{2}E}{3\omega z_1 S}; \quad B_0(t) = \frac{\sqrt{2}e_0}{9\omega z_{\text{w}} S} \quad (5.23)$$

Wstawiając powyższe zależności do wyrażenia (5.21) otrzymano równanie modelujące pracę magnetycznego dziewięciokrotnika częstotliwości.

$$\begin{aligned}
& \ddot{e}_0 + \frac{G_0 + \frac{gl}{9z_w^2 S} + \frac{5\eta l E^4}{6 \cdot 9^2 z_1^4 z_w^2 S^5} (81a^3 + 36a^2 + 4a + 1)}{9\omega C_0} \dot{e}_0 + \\
& + \frac{20\eta l (9a^2 + 1) E^2}{9^3 \omega C_0 z_1^2 z_w^4 S^5} \dot{e}_0^3 + \frac{4\eta l}{9^2 \omega C_0 z_w^6 S^5} \dot{e}_0^5 + \\
& + \left[\frac{\alpha l}{9^3 \omega^2 C_0 z_w^2 S} + \frac{1}{9^2 \omega^2 C_0 L_0} + \frac{\alpha_x l_x}{9^2 \omega^2 C_0 z_x^2 S_x} + \frac{5\beta l (3a^4 + 12a^2 - 4a + 3) E^4}{2 \cdot 9^3 \omega^6 C_0 z_1^4 z_w^2 S^5} \right] e_0 + \\
& + \frac{20\beta l (a^2 + 1) E^2}{9^2 \omega^2 C_0 z_1^2 S (9\omega z_w S)^4} e_0^3 + \frac{4\beta l \left[9^5 \left(\frac{z_w}{z_x} \right)^6 \left(\frac{S}{S_x} \right)^5 \frac{\beta_x l_x}{\beta l} + 1 \right]}{9^2 \omega C_0 z_w (9\omega z_w S)^5} e_0^5 + \\
& + \left[\frac{10\eta l a^3 E^3}{9^2 \omega C_0 z_1^3 z_w^3 S^5} \dot{e}_0^2 + \frac{5\eta l a^2 (27a^3 + 12a + 2) E^5}{12 \cdot 9^3 \omega C_0 z_1^5 z_w S^5} \right] \sin 9\omega t + \\
& + \left[\frac{10\beta l a^3 E^3}{3 \cdot 9^2 \omega^3 C_0 z_1^3 S^2 (9\omega z_w S)^3} e_0^2 + \frac{5\beta l a^2 (a^3 + 4a - 2) E^5}{12 \cdot 9^4 \omega C_0 z_w (\omega z_1 S)^5} \right] \cos 9\omega t = 0
\end{aligned} \tag{5.24}$$

Dla przejrzystości zapisu i ułatwienia dalszych obliczeń wprowadzono następujące oznaczenia:

$$\begin{aligned}
\Theta &= 9\omega t; \quad N = 3 \frac{z_w}{z_1} \\
\bar{\alpha} &= \frac{\alpha l}{9^2 \omega z_w S}; \quad \bar{\alpha}_x = \frac{\alpha_x l_x}{9\omega z_x^2 S_x} \\
\bar{\beta} &= \frac{\beta l}{(9z_w)^6 (\omega S)^5}; \quad \bar{\eta} = \frac{\eta l}{9^4 z_w^6 S^5} \\
L_x &= \frac{\beta_x l_x}{\beta l} \left(\frac{z_w}{z_x} \right)^6 \left(9 \frac{S}{S_x} \right)^5; \quad G_t = G_0 + \frac{gl}{9z_w^2 S} \\
\bar{Q} &= a^3; \quad \bar{R} = a^2 (a^3 + 4a - 2) \\
\bar{S} &= 3a^4 + 12a^2 - 4a + 3; \quad \bar{T} = a^2 + 1 \\
\bar{U} &= 81a^4 + 36a^2 + 4a + 1; \quad \bar{V} = 9a^2 + 1; \quad \bar{W} = a^2 (27a^3 + 12a + 2) \\
K_0 &= \frac{1}{9\omega C_0} \left[G_t + \frac{5}{6} \bar{U} \bar{\eta} (NE)^4 \right]; \quad \bar{K}_3 = \frac{\bar{V} \bar{\eta} (NE)^2}{\omega C_0}; \quad \bar{K}_5 = \frac{4 \cdot 9^2 \bar{\eta}}{\omega C_0} \\
K_1 &= \frac{1}{9\omega C_0} \left[\bar{\alpha} + \bar{\alpha}_x + \frac{1}{9\omega L_0} + \frac{5}{2} \bar{S} \bar{\beta} (NE)^4 \right]; \quad K_3 = \frac{20 \bar{T}}{9\omega C_0} \bar{\beta} (NE)^2 \\
K_5 &= \frac{4(1 + L_x)}{9\omega C_0} \bar{\beta}; \quad \bar{K}_2 = \frac{30 \bar{Q}}{\omega C_0} \bar{\eta} (NE)^3; \quad \bar{F} = \frac{5 \bar{W}}{4 \cdot 9^2 \omega C_0} \bar{\eta} (NE)^5 \\
K_2 &= \frac{10 \bar{Q}}{9\omega C_0} \bar{\beta} (NE)^3; \quad F = \frac{5 \bar{R}}{36\omega C_0} \bar{\beta} (NE)^5
\end{aligned} \tag{5.25}$$

Wprowadzając przyjęte oznaczenia, ostateczna postać równania wyjściowego będącego matematycznym modelem analizowanego magnetycznego dziewięciokrotnika częstotliwości jest następująca:

$$\ddot{e}_0 + K_0 \dot{e}_0 + \overline{K}_3 \dot{e}_0^3 + \overline{K}_5 \dot{e}_0^5 + K_1 e_0 + K_3 e_0^3 + K_5 e_0^5 + (\overline{K}_2 \dot{e}_0^2 + \overline{F}) \sin \Theta + (K_2 e_0^2 + F) \cos \Theta = 0 \quad (5.26)$$

Jest to nieliniowe równanie różniczkowe drugiego rzędu ze zmienną niezależną e_0 jako wartością chwilową dziewiątej harmonicznej napięcia indukowanego w uzwojeniu wtórnym jednego z transformatorów dziewięciokrotnika.

5.2. Uogólnienie modelu matematycznego na reprezentatywną klasę magnetycznych powielaczy częstotliwości

W trakcie opracowywania teorii, po uzyskaniu równania modelującego pracę magnetycznego potrajacza częstotliwości, powstała myśl, czy otrzymane równania nie mogłyby pretendować do miana uogólnionego modelu matematycznego dla całej klasy magnetycznych mnożników częstotliwości. Pomysł wysunięcia takiej hipotezy zasadzał się na wspólnych podstawach działania mnożników i analogiach w ich budowie.

Jak wcześniej wspomniano największe zastosowanie w klasie magnetycznych mnożników częstotliwości znajdują potrajacze, pięciokrotniki i dziewięciokrotniki. Dlatego też próbę uzasadnienia hipotezy przeprowadzono konstruując model matematyczny dla każdego z wymienionych mnożników osobno.

Przyjęto założenia o występowaniu w odkształconych indukcjach magnetycznych potrajacza i pięciokrotnika odpowiednio pierwszej i trzeciej oraz pierwszej, trzeciej i piątej harmonicznych. Stosując pozostałe założenia identyczne jak w prezentowanej tutaj analizie dziewięciokrotnika i postępując analogicznie otrzymano [174] zupełnie ten sam typ równania modelującego (5.26), a tym samym potwierdzono słuszność przypuszczeń w rozpatrywanych przypadkach.

Tak więc syntetyzując rozważania, uzyskane równanie stanowi uogólniony model matematyczny dla reprezentatywnej klasy magnetycznych przemienników częstotliwości.

W tablicy 5.1 zestawiono współczynniki równania modelującego oraz parametry związane z każdym z rozpatrywanych mnożników.

Tablica 5.1. Parametry i współczynniki modelu matematycznego dla magnetycznych mnożników częstotliwości

L.P.	SYMB.	POTRAJACZ	PIĘCIOKROTNIK	DZIEWIĘCIOKROTNIK
1	Θ	$3\omega l$	$5\omega l$	$9\omega l$
2	N	$3 \frac{z_w}{z_1}$	$\frac{1}{k} \frac{z_w}{z_1} \quad (k = 1,76)$	$3 \frac{z_w}{z_1}$
3	$\bar{\alpha}$	$\frac{\alpha l}{3\omega z_w^2 S}$	$\frac{\alpha l}{5\omega z_w^2 S}$	$\frac{\alpha l}{81\omega z_w^2 S}$
4	$\bar{\alpha}_x$	$\frac{\alpha_x l_x}{\omega z_x^2 S_x}$	$\frac{\alpha_x l_x}{\omega z_x^2 S_x}$	$\frac{\alpha_x l_x}{9\omega z_x^2 S_x}$
5	$\bar{\beta}$	$\frac{\beta l}{z_w^6 (3\omega S)^5}$	$\frac{\beta l}{z_w^6 (\omega S)^5}$	$\frac{\beta l}{(9z_w)^6 (\omega S)^5}$
6	$\bar{\eta}$	$\frac{\eta l}{z_w^6 S^5}$	$\frac{\eta l}{z_w^6 S^5}$	$\frac{\eta l}{9^4 z_w^6 S^5}$
7	L_x	$3^5 \left[\frac{z_w}{z_x} \right]^6 \left[\frac{S}{S_x} \right]^5 \frac{\beta_x l_x}{\beta l}$	$5^5 \left[\frac{z_w}{z_x} \right]^6 \left[\frac{S}{S_x} \right]^5 \frac{\beta_x l_x}{\beta l}$	$9^5 \left[\frac{z_w}{z_x} \right]^6 \left[\frac{S}{S_x} \right]^5 \frac{\beta_x l_x}{\beta l}$
8	G_i	$3G_0 + \frac{gl}{z_w^2 S}$	$G_0 + \frac{gl}{5z_w^2 S}$	$G_0 + \frac{gl}{9z_w^2 S}$
9	$\bar{M}$	_____	$a(a-1)$	_____
10	$\bar{Q}$	_____	$a(3a+1)$	a^3
11	$\bar{R}$	_____	$-20a^4 + 30a^3 - 30a^2 + 20a - 1$	$a^2(a^3 + 4a - 2)$
12	$\bar{S}$	_____	$3a^4 + 12a^3 - 4a + 3$	$3a^4 + 12a^3 - 4a + 3$
13	$\bar{T}$	_____	$a^2 + 1$	$a^2 + 1$
14	$\bar{U}$	_____	$81a^4 + 36a^3 + 4a + 1$	$81a^4 + 36a^3 + 4a + 1$
15	$\bar{V}$	_____	$9a^2 + 1$	$9a^2 + 1$
16	$\bar{W}$	_____	$1620a^4 + 810a^3 + 270a^2 + 60a + 1$	$a^2(27a^3 + 12a + 2)$
17	K_0	$\frac{1}{9\omega C_0} \left[G_i + \frac{5}{54} \bar{\eta} (NE)^4 \right]$	$\frac{1}{5\omega C_0} \left[G_i + \frac{3}{2} \bar{U} \bar{\eta} (NE)^4 \right]$	$\frac{1}{9\omega C_0} \left[G_i + \frac{5}{6} \bar{U} \bar{\eta} (NE)^4 \right]$
18	$\bar{K}_1$	$\frac{1}{81\omega C_0} 20 \bar{\eta} (NE)^2$	$\frac{1}{5\omega C_0} 4 \bar{V} \bar{\eta} (NE)^2$	$\frac{1}{\omega C_0} 20 \bar{V} \bar{\eta} (NE)^2$

19	$\bar{K}_1$	$\frac{4\bar{\eta}}{9\omega C_0}$	$\frac{4\bar{\eta}}{25\omega C_0}$	$\frac{324\bar{\eta}}{\omega C_0}$
20	K_1	$\frac{1}{9\omega C_0} [\bar{\alpha} + \bar{\alpha}_* +$ $+ \frac{1}{\omega L_0} + \frac{15}{2} \bar{\beta}(NE)^*]$	$\frac{1}{25\omega C_0} [\bar{\alpha} + \bar{\alpha}_* +$ $+ \frac{1}{\omega L_0} + \frac{15}{2} \bar{S}\bar{\beta}(NE)^*]$	$\frac{1}{9\omega C_0} [\bar{\alpha} + \bar{\alpha}_* +$ $+ \frac{1}{9\omega L_0} + \frac{5}{2} \bar{S}\bar{\beta}(NE)^*]$
21	K_1	$\frac{1}{9\omega C_0} \bar{\beta}(NE)^2$	$\frac{4\bar{T}}{625\omega C_0} \bar{\beta}(NE)^2$	$\frac{20\bar{T}}{9\omega C_0} \bar{\beta}(NE)^2$
22	K_1	$\frac{4(L_x + 1)}{9\omega C_0} \bar{\beta}$	$\frac{4(L_x + 1)}{5^7 \omega C_0} \bar{\beta}$	$\frac{4(L_x + 1)}{9\omega C_0} \bar{\beta}$
23	$\bar{K}_2$	$\frac{10}{243\omega C_0} \bar{\eta}(NE)^3$	$\frac{18\bar{Q}}{5\omega C_0} \bar{\eta}(NE)^3$	$\frac{30\bar{Q}}{\omega C_0} \bar{\eta}(NE)^3$
24	$\bar{F}$	$\frac{5}{4 \cdot 3^7 \omega C_0} \bar{\eta}(NE)^3$	$\frac{\bar{W}}{100\omega C_0} \bar{\eta}(NE)^3$	$\frac{5\bar{W}}{324\omega C_0} \bar{\eta}(NE)^3$
25	K_2	$\frac{10}{9\omega C_0} \bar{\beta}(NE)^3$	$\frac{6\bar{M}}{125\omega C_0} \bar{\beta}(NE)^3$	$\frac{10\bar{Q}}{9\omega C_0} \bar{\beta}(NE)^3$
26	F	$\frac{5}{36\omega C_0} \bar{\beta}(NE)^3$	$\frac{\bar{R}}{100\omega C_0} \bar{\beta}(NE)^3$	$\frac{5\bar{R}}{36\omega C_0} \bar{\beta}(NE)^3$

5.3. Rozwiązanie równania metodą bilansu harmoniczných

Rozwiązanie równania modelującego pracę magnetycznych mnożników częstotliwości przeprowadzono metodą opartą na zasadzie bilansu harmoniczných. Stosownie do niej przyjęto, iż pierwsze przybliżenie rozwiązania nieliniowego równania różniczkowego jest funkcją sinusoidalną o tej samej częstotliwości co wymuszenie

$$e_0 = E_0 \sin(\Theta - \delta) \quad (5.27)$$

Wstawiając wyrażenie (5.27) do równania wyjściowego (5.26), po przekształceniach [174] i pominięciu wyższych harmoniczných od podstawowej, otrzymano układ równań:

$$\begin{aligned}
& K_0 + \frac{3}{4} \bar{K}_3 E_0^2 + \frac{5}{8} \bar{K}_5 E_0^4 + \left(\frac{3}{4} \bar{K}_2 E_0 + \frac{\bar{F}}{E_0} \right) \sin \delta + \\
& + \left(\frac{1}{4} K_2 E_0 + \frac{F}{E_0} \right) \cos \delta = 0 \\
& -1 + K_1 + \frac{3}{4} K_3 E_0^2 + \frac{5}{8} K_5 E_0^4 + \\
& + \left(\frac{1}{4} \bar{K}_2 E_0 + \frac{\bar{F}}{E_0} \right) \cos \delta - \left(\frac{3}{4} K_2 E_0 + \frac{F}{E_0} \right) \sin \delta = 0
\end{aligned} \tag{5.28}$$

Zgodnie z założeniem zaniedbywania wyższych harmonicznych związanych z częstotliwością roboczą poszczególnych mnożników, ograniczono się do rozwiązania z pierwszym przybliżeniem. Taka postać rozwiązania doskonale uwzględnia [113], już wszystkie cechy jakościowe ruchu drgającego opisanego prawie liniowym równaniem różniczkowym (5.26). Drugie lub wyższe przybliżenie nie wnosi nic nowego od strony jakościowej, a daje jedynie małą poprawkę, co nie usprawiedliwia związanej z tym ilości pracy obliczeniowej [113].

Dalsze postępowanie związane z rozwiązaniem równania przeprowadzono na przykładzie dotyczącym magnetycznego dziewięciokrotnika częstotliwości.

Wprowadzając oznaczenie

$$X = 9\omega C_0 - \bar{\alpha} - \bar{\alpha}_v - \frac{1}{9\omega L_0} \tag{5.29}$$

i korzystając z zależności (5.25) po przekształceniach [173] równań (5.28) mamy:

$$\begin{aligned}
& \frac{G_1}{X} + \frac{\bar{\eta}}{\beta} \left[\frac{1}{3} \bar{U} \frac{5\bar{\beta}}{2X} (NE)^4 + 54\bar{V} \frac{5\bar{\beta}}{2X} (NE)^2 E_0^2 + 729 \frac{5\bar{\beta}}{2X} E_0^4 \right] + \\
& + \frac{\bar{\eta}}{\beta} \frac{NE}{E_0} \left[81\bar{Q} \frac{5\bar{\beta}}{2X} (NE)^2 E_0^2 + \frac{1}{18} \bar{W} \frac{5\bar{\beta}}{2X} (NE)^4 \right] \sin \delta + \\
& + \frac{NE}{E_0} \left[\bar{Q} \frac{5\bar{\beta}}{2X} (NE)^2 E_0^2 + \frac{1}{2} \bar{R} \frac{5\bar{\beta}}{2X} (NE)^4 \right] \cos \delta = 0
\end{aligned} \tag{5.30a}$$

$$\begin{aligned}
& 1 - \left[\bar{S} \frac{5\bar{\beta}}{2X} (NE)^4 + 6\bar{T} \frac{5\bar{\beta}}{2X} (NE)^2 E_0^2 + \frac{5\bar{\beta}}{2X} (1 + L_x) E_0^4 \right] + \\
& - \frac{NE}{E_0} \left[27\bar{Q} \frac{5\bar{\eta}}{2X} (NE)^2 E_0^2 + \frac{1}{18} \bar{W} \frac{5\bar{\eta}}{2X} (NE)^4 \right] \cos \delta + \\
& + \frac{NE}{E_0} \left[3\bar{Q} \frac{5\bar{\beta}}{2X} (NE)^2 E_0^2 + \frac{1}{2} \bar{R} \frac{5\bar{\beta}}{2X} (NE)^4 \right] \sin \delta = 0
\end{aligned} \tag{5.30b}$$

Dla wygody dalszych obliczeń wprowadzono oznaczenia:

$$\begin{aligned}
\frac{G_1}{X} &= P; & \frac{\bar{\eta}}{\bar{\beta}} &= n \\
\frac{5\bar{\beta}}{2X} E_0^4 &= Y^4; & \frac{5\bar{\beta}}{2X} (NE)^4 &= Z^4
\end{aligned} \tag{5.31}$$

gdzie: E_0 - wartość skuteczna dziewiątej harmonicznej napięcia na zaciskach uzwojenia wtórnego jednego z transformatorów dziewięciokrotnika.

Wielkości Z , Y , n , P symbolizują odpowiednio: napięcie pierwotne, napięcie wtórne, współczynnik strat rdzeniowych oraz współczynnik obciążenia magnetycznego dziewięciokrotnika częstotliwości.

Uwzględniając zależności (5.31) w równaniach (5.30) otrzymano

$$\begin{aligned}
& P + n \left(\frac{1}{3} \bar{U} Z^4 + 54 \bar{V} Z^2 Y^2 + 729 Y^4 \right) + n \frac{Z}{Y} \left(81 \bar{Q} Z^2 Y^2 + \frac{1}{18} \bar{W} Z^4 \right) \sin \delta + \\
& + \frac{Z}{Y} \left(\bar{Q} Z^2 Y^2 + \frac{1}{2} \bar{R} Z^4 \right) \cos \delta = 0
\end{aligned} \tag{5.32a}$$

$$\begin{aligned}
& 1 - \left[\bar{S} Z^4 + 6 \bar{T} Z^2 Y^2 + (1 + L_x) Y^4 \right] - n \frac{Z}{Y} \left(27 \bar{Q} Z^2 Y^2 + \frac{1}{18} \bar{W} Z^4 \right) \cos \delta + \\
& + \frac{Z}{Y} \left(3 \bar{Q} Z^2 Y^2 + \frac{1}{2} \bar{R} Z^4 \right) \sin \delta = 0
\end{aligned} \tag{5.32b}$$

W celu rozwiązania powyższego układu równań przeprowadzono oszacowanie jego współczynników, przyjmując średnią wartość współczynnika „ a ” wyrażającego udział trzeciej harmonicznej indukcji dla różnych materiałów stosowanych na magnetowody mnożników [42, 60, 63] równą 0,25.

$$P + n(1,5Z^4 + 84,4Z^2Y^2 + 729Y^4) + n\frac{Z}{Y}(1,3Z^2Y^2 + 0,02Z^4)\sin\delta + \\ + \frac{Z}{Y}(0,02Z^2Y^2 + 0,03Z^4)\cos\delta = 0 \quad (5.33a)$$

$$1 - [2,8Z^4 + 6,4Z^2Y^2 + (1 + L_x)Y^4] - n\frac{Z}{Y}(0,4Z^2Y^2 + 0,02Z^4)\cos\delta + \\ + \frac{Z}{Y}(0,05Z^2Y^2 - 0,03Z^4)\sin\delta = 0 \quad (5.33b)$$

dla $Z = Y = 1$

$$P + 815n + 1,3n\sin\delta + 0,01\cos\delta = 0 \\ 1 - [9,2 + (1 + L_x)] - 0,4n\cos\delta + 0,02\sin\delta = 0 \quad (5.34)$$

W wyniku przeprowadzonego szacowania, zaniedbano wyraz z „cosδ” w równaniu (5.32a) i wyraz z „sinδ” w równaniu (5.32b), stąd

$$\sin\delta \cong - \frac{P + n\left(\frac{1}{3}\bar{U}Z^4 + 54\bar{V}Z^2Y^2 + 729Y^4\right)}{n\frac{Z}{Y}\left(81\bar{Q}Z^2Y^2 + \frac{1}{18}\bar{W}Z^4\right)} \quad (5.35)$$

Ostateczna postać rozwiązania jest następująca:

$$1 - [\bar{S}Z^4 + 6\bar{T}Z^2Y^2 + (1 + L_x)Y^4] \pm \\ \pm \left(27\bar{Q}Z^2Y^2 + \frac{1}{18}\bar{W}Z^4\right) \left\{ \left(n\frac{Z}{Y}\right)^2 - \left[\frac{P + n\left(\frac{1}{3}\bar{U}Z^4 + 54\bar{V}Z^2Y^2 + 729Y^4\right)}{81\bar{Q}Z^2Y^2 + \frac{1}{18}\bar{W}Z^4} \right]^2 \right\}^{\frac{1}{2}} = 0 \quad (5.36)$$

W przypadku zaniedbania strat dokładne rozwiązanie otrzymano kładąc $n = 0$ w równaniach (5.32).

$$1 - [\bar{S}Z^4 + 6\bar{T}Z^2Y^2 + (1 + L_x)Y^4] \pm \pm \left(3\bar{Q}Z^2Y^2 + \frac{1}{2}\bar{R}Z^4 \right) \left[\left(\frac{Z}{Y} \right)^2 - \left(\frac{P}{\bar{Q}Z^2Y^2 + \frac{1}{2}\bar{R}Z^4} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} = 0 \quad (5.37)$$

Stosując metodę bilansu harmoniczných do analizy nieliniowych układów magnetycznych potrajaczy i pięciokrotników częstotliwości [174] uzyskano analogiczne rozwiązania w postaci algebraicznych równań czwartego stopnia. Równania te różniące się jedynie współczynnikami zestawiono w poniższej tabelicy korespondującej z oznaczeniami tabelicy 5.1.

Tablica 5.2. Zestawienie rozwiązań równań modelujących pracę magnetycznych mnożników częstotliwości

Parametry jednakowo zdefiniowane dla magnetycznych mnożników częstotliwości	
$P = \frac{G_1}{X}; \quad n = \frac{\bar{\eta}}{\beta}; \quad Y^4 = \frac{5\bar{\beta}}{2X} E_0^4; \quad Z^4 = \frac{5\bar{\beta}}{2X} (NE)^4$	
Uwagi	Rozwiązania dla poszczególnych rodzajów m.m.cz.
POTRAJACZ	
$n = 0$	$1 - [3Z^4 + 6Z^2Y^2 + (1 + L_x)Y^4] \pm \pm \left(3Z^2Y^2 + \frac{1}{2}Z^4 \right) \left[\left(\frac{Z}{Y} \right)^2 - \left(\frac{P}{Z^2Y^2 + \frac{1}{2}Z^4} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} = 0$
$n \neq 0$	$1 - [3Z^4 + 6Z^2Y^2 + (1 + L_x)Y^4] \pm \pm \left(3Z^2Y^2 + \frac{1}{2}Z^4 \right) \left\{ \left(\frac{Z}{Y} \right)^2 - \left[\frac{P + n \left(\frac{1}{27}Z^4 + \frac{2}{3}Z^2Y^2 + Y^4 \right)}{Z^2Y^2 + \frac{1}{2}Z^4} \right]^2 \right\}^{\frac{1}{2}} = 0$
X	$9\omega C_0 - \bar{\alpha} - \bar{\alpha}_x - \frac{1}{\omega L_0}$

PIĘCIOKROTNIK

$n = 0$	$1 - \frac{1}{25} \left[\bar{S}Z^4 + \frac{6}{25} \bar{T}Z^2Y^2 + \frac{1}{625} (1 + L_x)Y^4 \right] \pm$ $\pm \frac{1}{25} \left(\frac{9}{5} \bar{M}Z^2Y^2 + \frac{1}{2} \bar{R}Z^4 \right) \left[\left(\frac{Z}{Y} \right)^2 - \left(\frac{25P}{\frac{3}{5} \bar{M}Z^2Y^2 + \frac{1}{2} \bar{R}Z^4} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} = 0$
$n \neq 0$	$1 - \frac{1}{25} \left[\bar{S}Z^4 + \frac{6}{25} \bar{T}Z^2Y^2 + \frac{1}{625} (1 + L_x)Y^4 \right] \pm$ $\pm \frac{1}{5} \left(9\bar{Q}Z^2Y^2 + \frac{1}{10} \bar{W}Z^4 \right) \left\{ \left(n \frac{Z}{Y} \right)^2 - \left[\frac{5P + n(3\bar{U}Z^4 + 6\bar{V}Z^2Y^2 + Y^4)}{27\bar{Q}Z^2Y^2 + \frac{1}{10} \bar{W}Z^4} \right]^2 \right\}^{\frac{1}{2}} = 0$
X	$5\omega C_0 - \frac{1}{5} \left(\bar{\alpha} + \bar{\alpha}_x + \frac{1}{\omega L_0} \right)$

DZIEWIĘCIOKROTNIK

$n = 0$	$1 - \left[\bar{S}Z^4 + 6\bar{T}Z^2Y^2 + (1 + L_x)Y^4 \right] \pm$ $\pm \left(3\bar{Q}Z^2Y^2 + \frac{1}{2} \bar{R}Z^4 \right) \left[\left(\frac{Z}{Y} \right)^2 - \left(\frac{P}{\bar{Q}Z^2Y^2 + \frac{1}{2} \bar{R}Z^4} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} = 0$
$n \neq 0$	$1 - \left[\bar{S}Z^4 + 6\bar{T}Z^2Y^2 + (1 + L_x)Y^4 \right] \pm$ $\pm \left(27\bar{Q}Z^2Y^2 + \frac{1}{18} \bar{W}Z^4 \right) \left\{ \left(n \frac{Z}{Y} \right)^2 - \left[\frac{P + n \left(\frac{1}{3} \bar{U}Z^4 + 54\bar{V}Z^2Y^2 + 729Y^4 \right)}{81\bar{Q}Z^2Y^2 + \frac{1}{18} \bar{W}Z^4} \right]^2 \right\}^{\frac{1}{2}} = 0$
X	$9\omega C_0 - \bar{\alpha} - \bar{\alpha}_x - \frac{1}{9\omega L_0}$

5.4. Charakterystyki napięciowe - interpretacja wyników

Analiza numeryczna rozwiązania równania modelującego pracę m.m.cz. uwzględniająca wpływ różnych stanów obciążenia i strat rdzeniowych została przeprowadzona dla potrajacza i dziewięciokrotnika częstotliwości.

Do obliczeń wykorzystano program matematyczny „Mathematica 2.2” [182] pracujący w środowisku graficznym Windows 3.1. Wyniki obliczeń przenoszono do plików tekstowych, po czym dalsza obróbka danych prowadzona była w programie graficznym Harvard Graphics v. 2.3. Algorytm obliczeń przeprowadzonych w programie Mathematica zamieszczono w pracy autora [174].

5.4.1 Analiza wpływu różnych stanów obciążenia liniowego

Wyniki uzyskane z obliczeń numerycznych przedstawiono w postaci rodziny charakterystyk $Y = f(Z)$ dla różnych wartości parametru P . Używanie wielkości niemianowanych Z i Y zamiast pierwotnego i wtórnego napięcia ma na celu uogólnienie otrzymanych wyników. Pozwala to na określenie kształtu i szacunkowych obliczeń odpowiedzi układu na zadane wymuszenie dla różnych parametrów samego mnożnika, jak też różnych rodzajów i wartości jego obciążenia.

Z uwagi na przejrzystość obliczeń, charakter obciążenia wygodniej jest wyrazić współczynnikiem P zdefiniowanym wg zależności przedstawionych w tablicy 5.2 np. dla dziewięciokrotnika

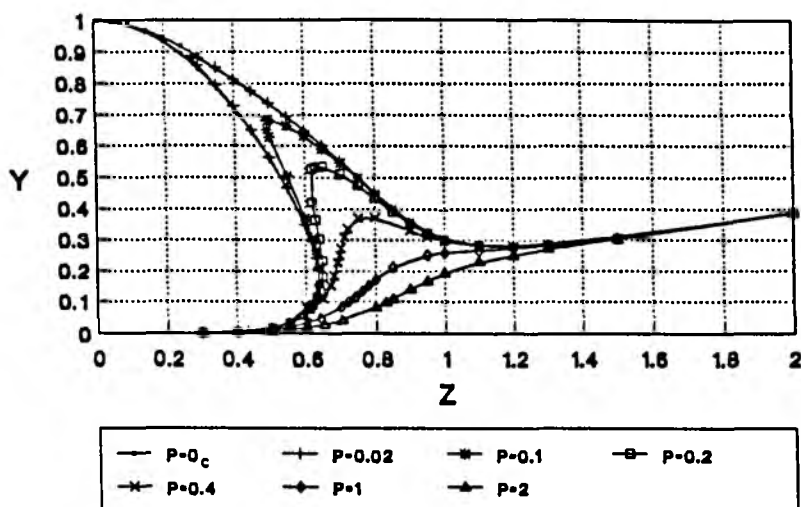
$$P = \frac{G_t}{X} = \frac{G_t}{9\omega C_e - \frac{1}{9\omega L_o} - \bar{\alpha} - \bar{\alpha}_x}$$

niż stosowanym zazwyczaj współczynnikiem mocy odbiornika $\cos\phi$. Tym niemniej w pewnych przypadkach parametr P może być utożsamiany z tradycyjnym współczynnikiem mocy. Mianowicie rozpatrując obciążenie pojemnościowe stwierdza się znikomą wartość parametru $\bar{\alpha}$ względem wartości X . Nawet dla stosunkowo małej pojemności kondensatora rzędu 1 μF i tylko sieciowej częstotliwości napięcia zasilającego, $\bar{\alpha}$ stanowi ok. 4% wartości X w badanym dziewięciokrotniku ($\bar{\alpha} = 1,125 \cdot 10^{-4} \text{ S}$ - rozdział 7). W większym modelu fizycznym, o znacznych przekrojach zastosowanych rdzeni $\bar{\alpha}$ stanowi zaledwie ułamek % wartości X [171]. Wobec tego zaniedbując $\bar{\alpha}$ łatwo za-

$$P = \text{ctg}\phi \approx \cos\phi \quad \text{dla } \cos\phi_{\text{poj.}} = 0 \div 0,35$$

gdzie: ϕ - oznacza kąt przesunięcia fazowego odbiornika.

Uwzględniając oba przypadki znaków poprzedzających jeden ze składników równań z tablicy 5.2. otrzymano dwa różne rozwiązania dla obciążenia pojemnościowego (rysunek 5.2 do 5.5 - znak „+” - lewa gałąź, znak „-” - prawa gałąź). Jak widać na drodze obliczeniowej wykrywalne jest zjawisko niejednoznaczności odpowiedzi układu.

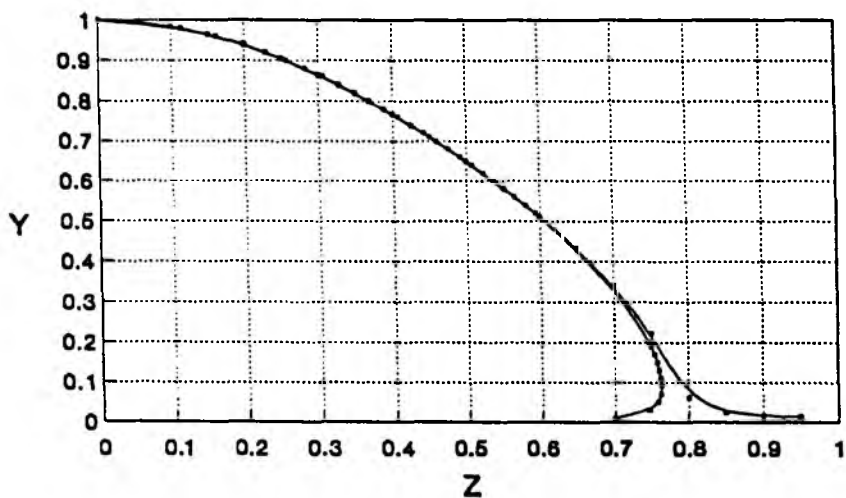


Rys. 5.2. Charakterystyka $Y=f(Z)$ dla obciążenia pojemnościowego potrajacza

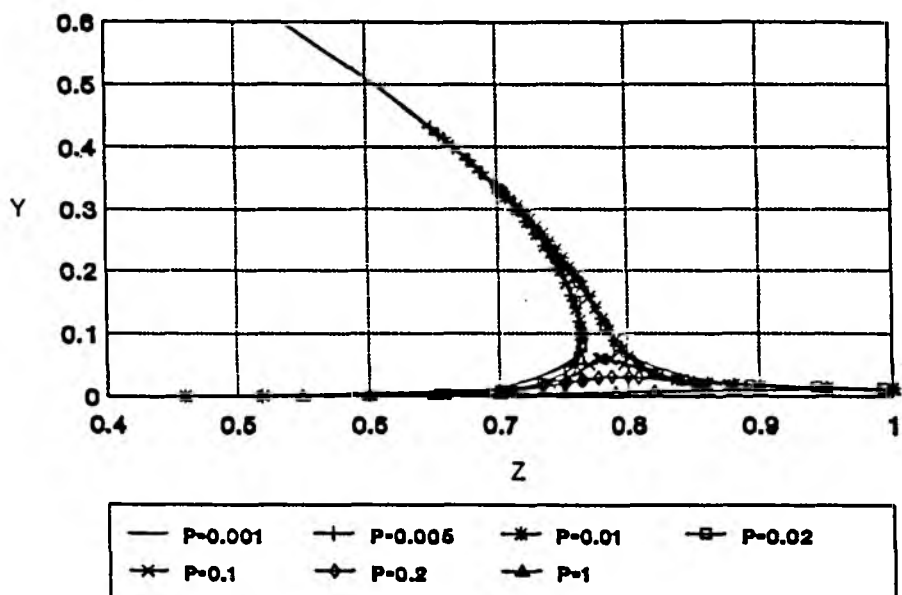
Rys. 5.2 przedstawia charakterystyki napięcia wtórnego $U_3(Y)$ potrajacza w funkcji napięcia pierwotnego $U_1(Z)$ przy obciążeniu pojemnościowym. Podobną charakterystykę $U_9(Y) = f(U_1(Z))$ dla dziewięciokrotnika prezentuje rys. 5.4.

Rozpatrując teoretyczny przypadek obciążenia idealnie pojemnościowego, z pominięciem wpływu strat w rdzeniu ($G_t = 0$) uzyskano charakterystyki $Y = f(Z)$ dla $P = 0_c$ przedstawione na rys. 5.2 dla potrajacza i rys. 5.3 dla dziewięciokrotnika. Otrzymane krzywe stanowią obwiednię charakterystyk opisujących wszystkie inne rodzaje obciążeń.

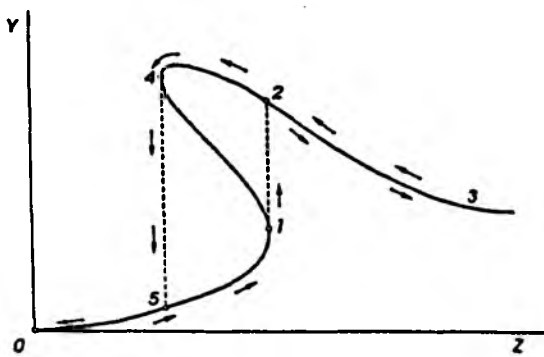
Z kształtu wyznaczonych krzywych wynika, że napięcie wyjściowe potrajacza częstotliwości staje się niestabilne, gdy współczynnik P przyjmuje wartości niższe od krytycznej $P < 0,25$, dla dziewięciokrotnika natomiast $P < 0,04$. Istnieje pewien przedział zmienności U_1 , w którym tej samej wartości napięcia pierwotnego odpowiadają trzy różne wartości napięcia wtórnego. Dokładniej mechanizm występującego tutaj zjawiska wyjaśniono na rys. 5.5.



Rys. 5.3. Charakterystyka $Y=f(Z)$ dla obciążenia idealnie pojemnościowego $P=0_c$ dziewięciokrotnika



Rys. 5.4. Charakterystyki $Y=f(Z)$ dla obciążenia pojemnościowego dziewięciokrotnika

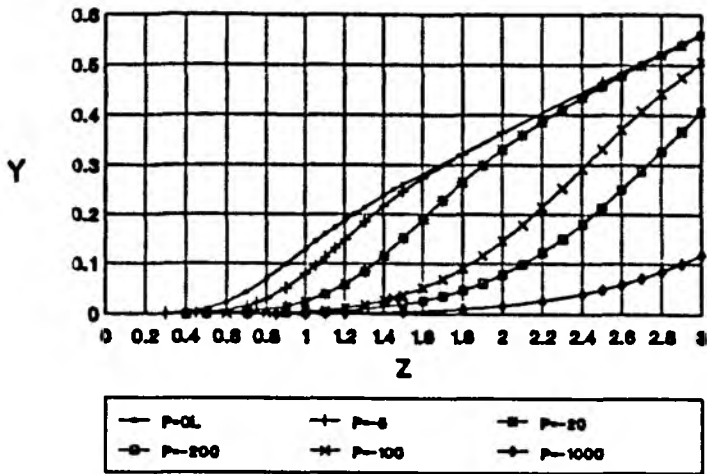


Rys. 5.5. Mechanizm zmian napięcia wyjściowego Y w funkcji napięcia zasilającego Z m.m.cz. obciążonego odbiornikiem o charakterze pojemnościowym

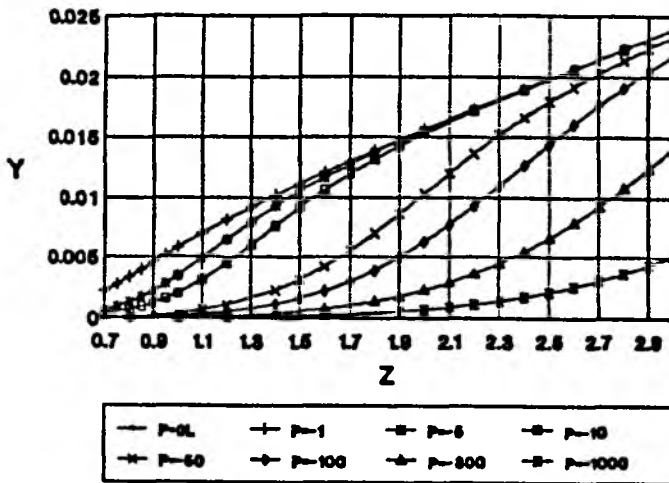
Stopniowy wzrost Z powoduje zmianę wielkości Y , najpierw poprzez jej łagodny wzrost (0-1), następnie gwałtowny skok (1-2), po czym zmniejszenie się (2-3). Przebieg zmienności Y powodowany zmniejszaniem się wielkości Z odbywa się według krzywej 3-2-4-5-0. Zatem można stwierdzić, że przebieg dla malejących wartości zadanych Z , nie jest taki sam jak przy ich wzroście. Zjawisko zachodzi tak jakby istniała pętla histerezy 1-2-4-5-1 ograniczona stabilną częścią krzywej 2-4, 5-1 i dwoma nieciągłymi zmianami 1-2 oraz 4-5.

Jak widać z wyznaczonych charakterystyk (rys. 5.2, rys. 5.4) kształt krzywych $Y = f(Z)$ zależy od wartości współczynnika P i można stwierdzić, że zwiększając obciążenie pojemnościowe (pojemność rośnie - P maleje) rośnie zdolność transformowania mocy mnożnika, ale odbywa się to kosztem zwiększenia się obszaru niestabilności. Zakres pracy niestabilnej w dziewięciokrotniku jest większy i występuje przy wartościach P o rząd wielkości mniejszych, niż w przypadku potrajacza. Możemy też stwierdzić, że ze wzrostem współczynnika P maleje amplituda napięcia wyjściowego mnożnika i nie zachodzi opisany wyżej (rys. 5.5) efekt przekaźnikowy. Dalsze zwiększanie obciążenia rezystancyjnego (P - rośnie) powoduje, iż zmiana napięcia wyjściowego w funkcji U_1 przedstawia się zależnością monotonicznie rosnącą.

Rozpatrując obciążenia mnożników różne od pojemnościowego, należy zmodyfikować równania zawarte w tablicy 5.2 uwzględniając zmianę znaku wielkości X . Rozwiązując te równania otrzymano charakterystyki $Y = f(Z)$ dla obciążenia indukcyjnego i rezystancyjnego potrajacza (rys. 5.6) i dziewięciokrotnika (rys. 5.7)



Rys. 5.6 Charakterystyki $Y=f(Z)$ dla obciążenia indukcyjnego i rezystancyjnego potrajacza



Rys. 5.7. Charakterystyki $Y=f(Z)$ dla obciążenia indukcyjnego i rezystancyjnego dziewięciokrotnika

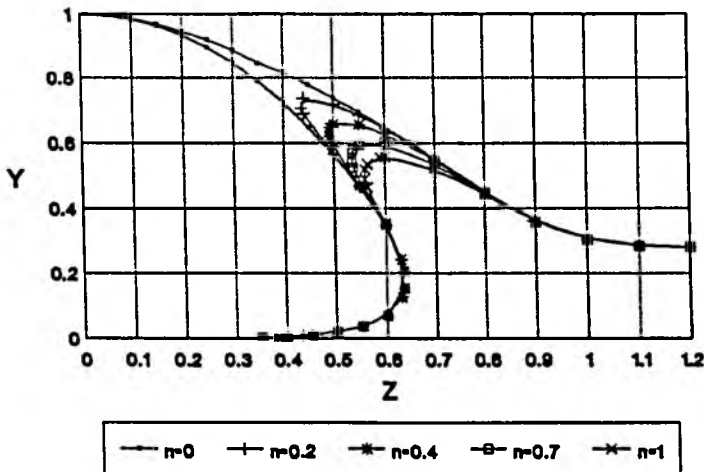
Na rysunkach przedstawiono charakterystyki stanu jałowego mnożników ($G_0 = 0, X = -\bar{\alpha}$) oraz teoretycznie możliwe obciążenie o charakterze idealnie indukcyjnym $\left(G_0 = 0, X_{\text{potrajacza}} = -\frac{1}{\omega L_0} - \bar{\alpha}, X_{\text{dziewięciokrotnika}} = -\frac{1}{9\omega L_0} - \bar{\alpha} \right)$

określone przebiegiem $Y = f(Z)$ dla $P = 0$. Pozostałe krzywe dotyczą rzeczywistych obciążeń indukcyjnych ($G_0 \neq 0$, X określone jak dla charakterystyki 0_L) oraz obciążeń rezystancyjnych ($G_0 \neq 0$, $X = -\bar{\alpha}$) i określone są ujemną wartością współczynnika P ($P < 0$). Z przebiegu charakterystyk wynika, że wzrost obciążenia o charakterze czynnym uwidocznił się malejącym współczynnikiem P powoduje zmniejszenie się amplitudy napięcia wyjściowego Y .

Dla przeprowadzenia szczegółowej analizy wpływu różnych parametrów na możliwości transformowania napięcia mnożników, oprócz zamieszczonych w niniejszym rozdziale charakterystyk $Y = f(Z)$ sporządzono szereg dodatkowych graficznych zależności wyeksponowanych w pracy [174].

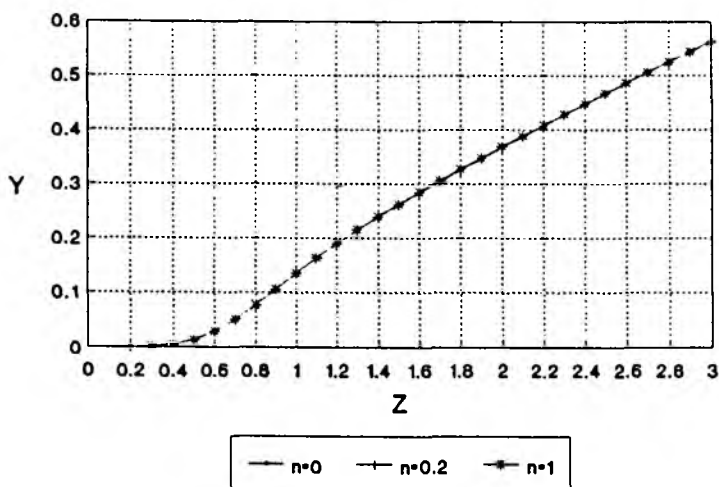
5.4.2 Wpływ strat rdzeniowych na charakterystyki napięciowe

Analizę przeprowadzono dla równań z tablicy 5.2 z uwzględnieniem parametru n . Parametr ten odwzorowuje straty rdzeniowe i z definicji (tablice 5.2 i 5.1) zależy od rodzaju materiału poprzez uwzględnienie współczynników aproksymacji charakterystyki magnesowania β oraz zastępczej konduktancji rdzenia η a także częstotliwości napięcia zasilającego mnożnik $\left(n_{\text{potrajacza}} = \omega^5 \frac{\eta}{\beta}\right)$. Dla pełnego odwzorowania strat rdzeniowych w konkretnym mnożniku należy brać pod uwagę wprowadzony także drugi współczynnik aproksymacji charakterystyki konduktancji zastępczej rdzenia $g \neq 0$, która zwiększa wartość G_L a zatem również współczynnik P (tablica 5.2).



Rys. 5.8. Charakterystyki $Y=f(Z)$ dla obciążenia pojemnościowego $P=0$, przy zmianie strat rdzeniowych $n=0 \div 1$ potrajacza

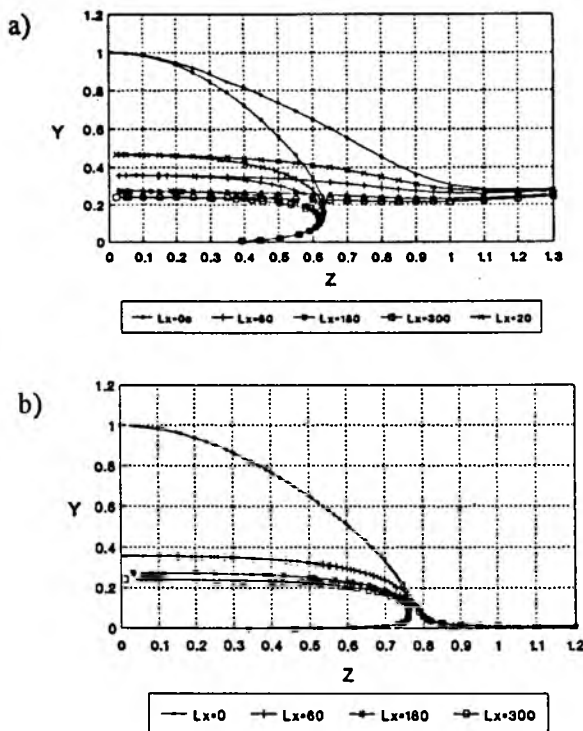
Widać z powyższej ilustracji znaczny wpływ strat rdzeniowych powodujących spadek napięcia wyjściowego w przypadku obciążenia pojemnościowego. Na podstawie skonstruowanego modelu matematycznego potrająca daje się praktycznie zauważyć oddziaływanie strat rdzeniowych na kształt charakterystyk napięciowych dla obciążeń idealnie pojemnościowych $P = 0_C$ (rys. 5.8) i rezystancyjno-pojemnościowych o współczynniku obciążenia $P \leq 0,2$ [174]. Przy wzroście parametrów L_x (rozdział 5.4.3) oraz P symbolizujących wzrost obciążeń indukcyjnych i rezystancyjnych nie obserwuje się wpływu strat rdzeniowych. Również stwierdzono brak takiego wpływu dla mnożnika częstotliwości obciążonego odbiornikiem o charakterze indukcyjnym $P = 0_L$ co ilustruje rys. 5.9, a także o charakterze rezystancyjnym i rezystancyjno-indukcyjnym $P < 0$ [174].



Rys. 5.9. Charakterystyka $Y=f(Z)$ dla obciążenia czysto indukcyjnego $P=0_L$ przy zmianie strat rdzeniowych $n=0 \div 1$

5.4.3 Analiza wpływu odbiornika nieliniowego

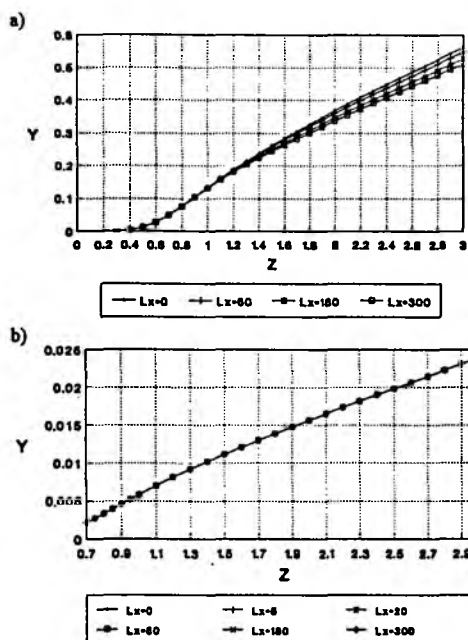
Zastosowano podobnie jak w poprzednich przypadkach procedurę rozwiązania równań określonych w tablicy 5.2., uwzględniając jednak wielkość L_x zdefiniowaną w tablicy 5.1. Wielkość ta określa relatywność nieliniowego odbiornika indukcyjnego względem parametrów rdzenia samego mnożnika. Odniesienia dotyczą geometrii rdzeni, liczby zwojów jak również współczynników określających rodzaj materiału rdzeniowego.



Rys. 5.10. Charakterystyki $Y=f(Z)$ dla obciążenia pojemnościowego $P=0_c$, przy nieliniowości odbiornika $L_x = 0 \div 300$ dla: a) potrajacza, b) dziesięciokrotnika

Wpływ nieliniowości obciążenia indukcyjnego dla odbiorników pojemnościowych potrajaczy i dziesięciokrotników ilustruje rys. 5.10. Obserwuje się znaczny nieliniowy wpływ wzrostu L_x w stosunku do odpowiadającego mu spadku wartości napięcia wtórnego. Nie zauważa się natomiast zmniejszenia efektu przekąźnikowego. Wzrost współczynnika L_x (tablica 5.1) symbolizujący zmniejszenie indukcyjności odbiornika nieliniowego, a zatem zwiększenie charakteru indukcyjnego całego odbiornika w postaci równolegle połączonych elementów (rys. 5.1) powoduje zmniejszenie amplitudy napięcia wyjściowego odbiornika pojemnościowego. Im bardziej maleje pojemnościowy charakter odbiornika, tym wpływ ten staje się mniejszy i jest praktycznie pomijalny dla $P \geq 1$ w potrajaczach i dla $P \geq 0,1$ w dziesięciokrotnikach [174].

Kolejne rysunki ilustrują wpływ parametru L_x przy obciążeniu indukcyjnym.



Rys.5.11. Charakterystyki $Y=f(Z)$ dla obciążenia indukcyjnego potrajacza a) oraz dziewięciokrotnika b) przy nieliniowości $L_x = 0 \div 300$

Można stwierdzić niewielki wpływ nieliniowości odbiornika potrajacza i to w końcowej części charakterystyki dla większych wartości napięcia pierwotnego oraz brak tego wpływu, w przypadku dziewięciokrotnika (rys. 5.11).

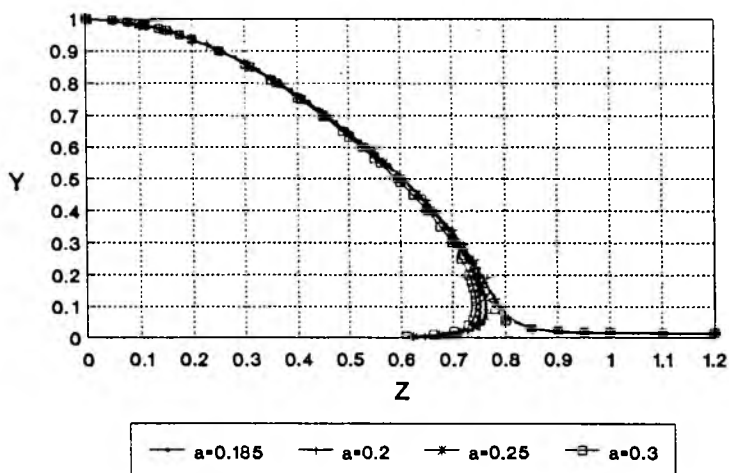
Z analizy otrzymanych charakterystyk [174] wynika tylko bardzo niewielkie oddziaływanie nieliniowego odbiornika indukcyjnego w potrajaczu, które zanika w miarę wzrostu obciążenia rezystancyjnego. Jednocześnie nawet dla obciążeń czysto indukcyjnych przy uwzględnieniu strat rdzeniowych ($n = 1$) nie stwierdza się tego wpływu.

W dziewięciokrotniku o obciążeniu indukcyjnym lub rezystancyjnym nie zaobserwowano na podstawie zbudowanego modelu matematycznego oddziaływania nieliniowego odbiornika indukcyjnego na charakterystyki napięciowe [174].

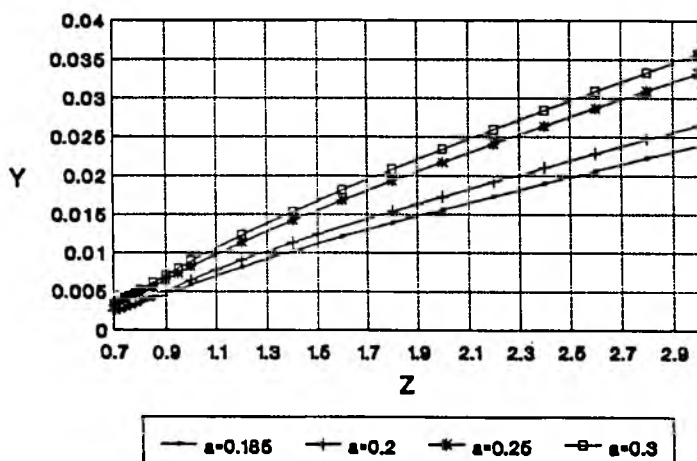
Generalnie należy stwierdzić, że przy obciążeniu różnym od pojemnościowego wpływ parametru L_x reprezentującego nieliniowość odbiornika indukcyjnego, jest pomijalnie mały.

5.4.4 Analiza wpływu materiału rdzeniowego

W analizie matematycznej materiał rdzenia opisano m.in. współczynnikiem „ a ” funkcji liniowej (5.20) aproksymującej zależność udziału trzeciej harmonicznej indukcji. Wpływ tego współczynnika przeprowadzono dla m.9.cz. a wyniki zamieszczono na rys. 5.12 i rys. 5.13.



Rys. 5.12. Charakterystyki $Y=f(Z)$ dla obciążenia pojemnościowego $P=0_c$, przy zmianie wartości współczynnika $a = 0.185 \div 0.3$



Rys. 5.13. Charakterystyki $Y=f(Z)$ dla obciążenia indukcyjnego $P = 0_L$, przy zmianie wartości współczynnika $a = 0.185 \div 0.3$

W przypadku obciążeń pojemnościowych (rys. 5.12) można zaobserwować jedynie nieznaczny wzrost napięcia wyjściowego przy wzroście współczynnika „ a ”, dla wartości Z do 0,78. W dalszej części charakterystyki zauważalny jest również niewielki spadek wartości Y wraz ze wzrostem współczynnika „ a ”. Z kolei wpływ tego parametru na pracę przy obciążeniu indukcyjnym przedstawia rys. 5.13. Tutaj widać dość znaczny wpływ materiału rdzeniowego na

wartość napięcia wyjściowego. Wzrost współczynnika „ a ” pociąga za sobą wzrost Y . Parametr materiałowy „ a ” związany jest z kształtem charakterystyki magnesowania i dla prostokątnych charakterystyk przyjmuje wartości największe. Tłumaczy to wzrost napięcia wtórnego dziewięciokrotnika, gdyż przy większych odkształceniach przebiegów, ze względu na bardziej prostokątną charakterystykę magnesowania rdzeni, większe wartości przyjmują wyższe harmoniczne, co w przypadku dziewięciokrotnika daje efekt w postaci wzrostu napięcia wtórnego.

Poza wspomnianym parametrem „ a ” o jakości materiału rdzeniowego w przyjętym modelu matematycznym decydują wartości współczynników aproksymacji krzywej magnesowania α i β oraz charakterystyki odwzorowującej konduktancję zastępczą rdzenia g i η . Z uwagi na straty rdzeniowe należy wybierać materiał o relatywnie małych wartościach współczynników g i η oraz dużych wartościach β .

Zarówno przyjęty model matematyczny jak i zastosowane metody numeryczne umożliwiają przeprowadzenie obliczeń i uzyskanie wyżej przedstawionych charakterystyk dla magnetycznego mnożnika częstotliwości o dowolnych parametrach. Uniwersalność ta stanowi niewątpliwą zaletę prezentowanej metody.

6. KOMPUTEROWA SYMULACJA PRACY MNOŻNIKÓW

Rozwój techniki mikrokomputerowej ostatnich lat umożliwił znaczne uproszczenia, tak w dziedzinie formułowania matematycznego problemu, jak również jego rozwiązania. Opracowane zostały pakiety programów pozwalających na analizę i projektowanie obwodów elektrycznych. W pracy przedstawiono metody numeryczne, których programy symulują zachowanie się rozpatrywanych układów elektromagnetycznych. Zastosowano standardowe języki symulacyjne, a w szczególności pakiet PSPICE. Koresponduje on ściśle z modelem matematycznym materiału rdzenia magnetycznego opisanym w rozdziale 4.2.

6.1. Charakterystyka użytych pakietów

Do przeprowadzenia symulacji pracy m.m.cz. wykorzystano znane pakiety i języki symulacyjne, takie jak PCNAP, PSPICE, MATLAB-SIMULINK, MATHEMATICA. Każdy z nich posiada pewne zalety i wady. W pracy niniejszej, po wstępnych próbach zrezygnowano z dwóch ostatnich pakietów, preferując PCNAP, a w szczególności PSPICE.

MATHEMATICA to uniwersalny pakiet służący do symbolicznego lub numerycznego rozwiązywania zagadnień dających się opisać równaniami analitycznymi. Służy on jedynie do ułatwienia obliczeń nie zastępując człowieka w sformułowaniu matematycznego opisu zagadnienia czy też metod sposobu ich rozwiązania. Ponieważ w rozdziale 5. przedstawiono już wersję analityczną układu, pakiet ten nie będzie przedmiotem dalszej prezentacji.

Podstawowym problemem skutecznej symulacji jest zamodelowanie nieliniowego transformatora z rdzeniem ferromagnetycznym, który jest głównym elementem każdego m.m.cz. Transformator, jako szczególny układ wzajemnie sprzężonych indukcyjności, ma prosty model wówczas, gdy można go traktować jako element liniowy. W innym przypadku model transformatora ma złożoną postać, o stopniu komplikacji zależnym od ilości i rodzaju opisywanych zjawisk nieliniowych i żądanej dokładności. Przeprowadzono różne próby od-

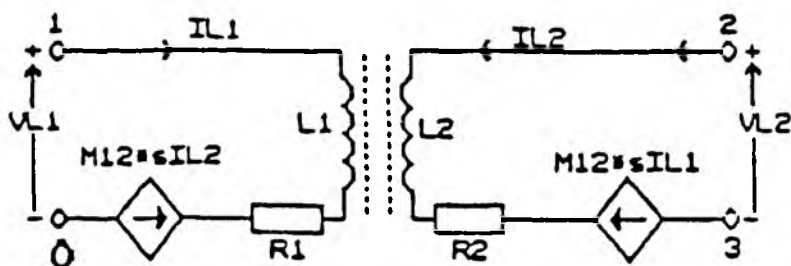
wzorowania tego elementu w symulowanych obwodach. Zadanie to nie jest łatwe, szczególnie jeżeli chodzi o zamodelowanie nie tylko samej nieliniowości obwodu z elementem ferromagnetycznym, ale również zjawiska histerezy magnetycznej.

Przeprowadzono symulację pracy m.3.cz. za pomocą pakietu MATLAB-SIMULINK modelując najpierw model transformatora jednofazowego na podstawie bilansu napięć chwilowych w uzwojeniu pierwotnym i wtórnym a następnie układ całego mnożnika. Mimo zastosowania pewnych uproszczeń, jak pominięcie strumieni rozproszenia, w procesie symulacji napotkano na problemy ograniczające wartości napięcia zasilającego, jak również jego częstotliwości. Wynika to z niedoskonałości pakietu. Sam model zawierał wiele pętli sprzężenia zwrotnego, których program nie mógł obejmować w rozwiązaniu przy znacznych wartościach i szybkich zmianach sygnałów. Wiązało się to z bardzo dużymi wartościami pochodnych. Tak więc, poczyniono dalsze uproszczenia polegające na rezygnacji z niektórych pętli sprzężenia. Ostatecznie otrzymano poprawną symulację jedynie natury jakościowej z ograniczeniem częstotliwości napięcia zasilającego do 50 Hz, co jest nie wystarczające dla analizy prezentowanego układu hybrydowego.

Zdecydowanie lepsze wyniki osiągnięto stosując języki PCNAP i PSPICE, które przedstawiono w sposób bardziej szczegółowy w kolejnych podrozdziałach.

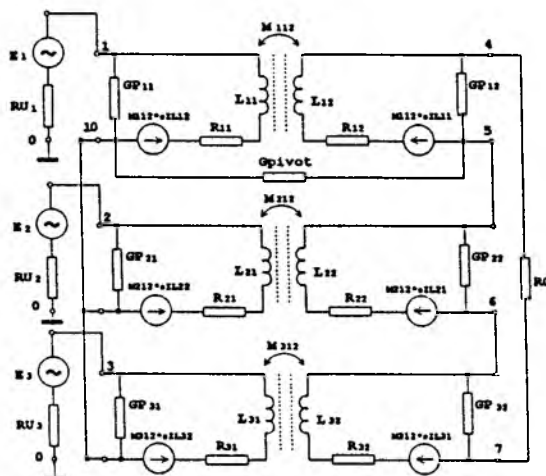
6.2. Symulacja za pomocą języka PCNAP

Przeprowadzono symulację pracy potrajacza, pięciokrotnika i dziewięciokrotnika częstotliwości z zastosowaniem dwóch modeli transformatora. Bazując na dostępnej literaturze [132, 147], wykorzystano przedstawiony tam model nieidealnego transformatora (rys. 6.1).



Rys. 6.1. Model transformatora nieidealnego w PCNAP

Prezentowany model przedstawia transformator ze stałą indukcyjnością i uwzględnia jedynie straty w uzwojeniach. Zjawisko nasycenia rdzenia magnetycznego jest niezbędne do tego, aby w ogóle mówić o symulacji pracy jakiegokolwiek krotnika częstotliwości. Wprowadzono więc, udoskonalenia modelu uwzględniające nieliniowość charakterystyki magnesowania rdzenia transformatora poprzez uzależnienie wartości współczynnika sprzężenia magnetycznego M_{12} od wielkości napięcia V_{L1} , przyłożonego do zacisków zasilających. Korekta modelu obejmuje również symulację strat w rdzeniu przez uwzględnienie elementów konduktancji pomocniczych GP1 (rys. 6.2).



Rys. 6.2. Schemat zastępczy modelu potrajacza częstotliwości

Znaczenie poszczególnych elementów modelu jest następujące:

GP(1)1 – konduktancja pomocnicza pierwotna (pierwszej fazy potrajacza), pozwalająca symulować straty w rdzeniu;

GP(1)2 – konduktancja pomocnicza wtórna, służy do obserwacji napięcia po stronie wtórnej;

R(1)1, R(1)2 – elementy rezystancyjne symulujące straty w uzwojeniach: pierwotnym i wtórnym;

L(1)1, L(1)2 – indukcyjność uzwojenia pierwotnego i wtórnego;

M(1)12 – współczynnik indukcyjności wzajemnej określony wzorem:

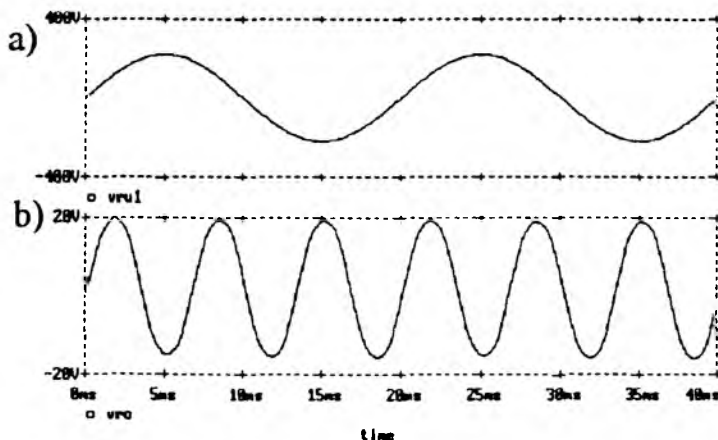
$$M_{12} = k\sqrt{L_1 L_2} \quad (6.1)$$

RU(1) – rezystancja wewnętrzna źródła napięcia zasilającego uzwojenie pierwotne;

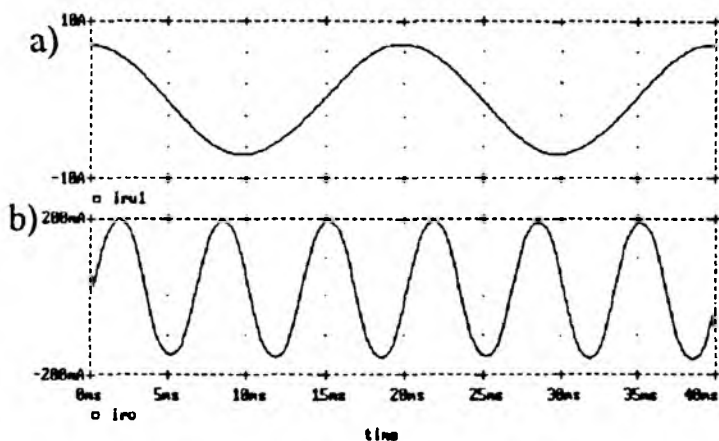
E(1) – wartość siły elektromotorycznej źródła;

RO – rezystancja obciążenia.

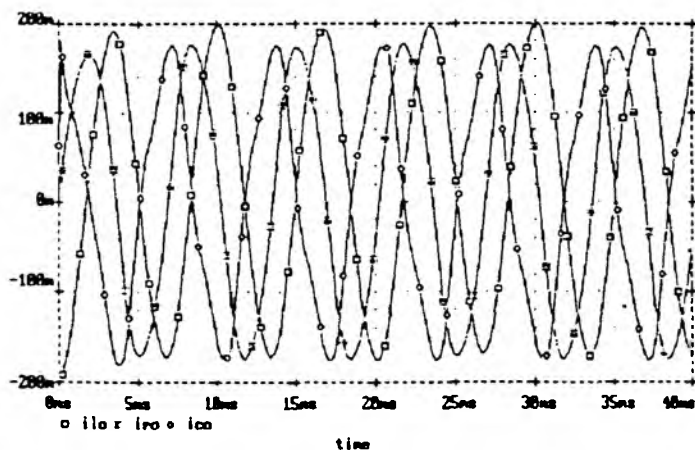
W pierwszym przybliżeniu symulacji pominięto straty rdzeniowe przyjmując $GP(1...3)1 = 0$, a także rezystancje wewnętrzne źródeł $RU(1...3) = 0$. Założono stałe wartości indukcyjności własnych $L(1...3)1 = 0,1$ H oraz $L(1...3)2 = 17$ mH. Indukcyjność wzajemną $M_{12} = k\sqrt{L_1L_2}$ obliczono przyjmując $k = 0,9$ oraz zmienną wartość $L_1 = f(U)$ określoną na drodze pomiarowej w funkcji napięcia zasilającego i wprowadzoną do programu POTRAJA.TXT poprzez funkcję FMI typu TAB2 [175]. Po zdefiniowaniu napięcia zasilającego jako sygnału sinusoidalnie zmiennego (rys. 6.3.a) otrzymano następujące przebiegi prądów i napięć:



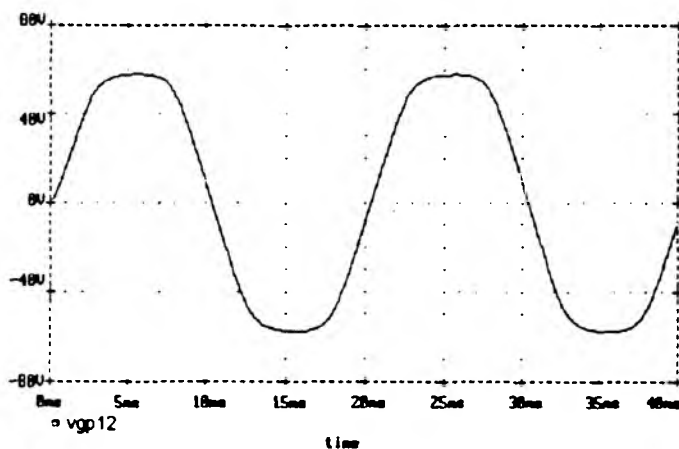
Rys. 6.3. Przebieg napięcia zasilającego $vrul$ (a) i napięcia na obciążeniu potrajacza vro (b) odbiornikiem rezystancyjnym $RO = 100 \Omega$.



Rys. 6.4. Przebieg prądu zasilającego potrajacz $irul$ (a) oraz prądu odbiornika rezystancyjnego iro (b) ($RO = 100 \Omega$)

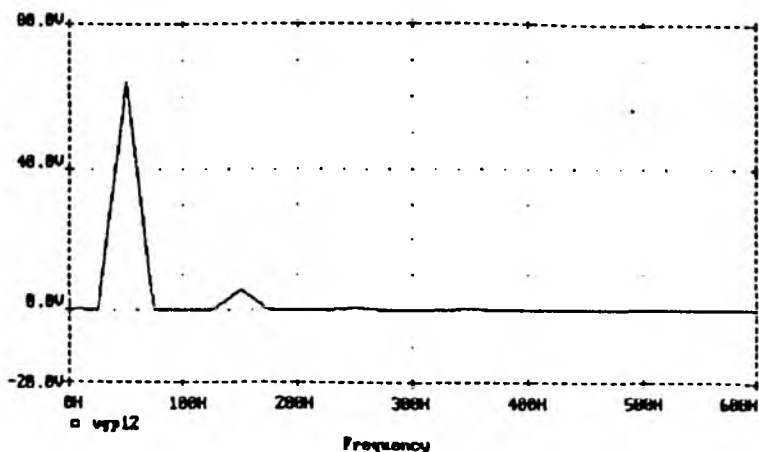


Rys. 6.5. Przebiegi prądów pobieranych z potrajacza przy obciążeniu RLC (odbiornik równoległy, $R = 100 \Omega$, $L = 100 \text{ mH}$, $C = 10 \mu\text{F}$)

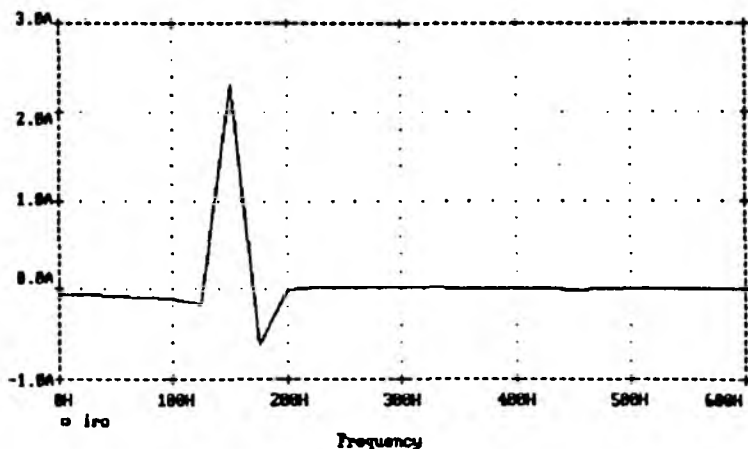


Rys. 6.6. Wpływ nieliniowości charakterystyki magnesowania rdzenia ferromagnetycznego na odkształcenie przebiegu napięcia wtórnego jednego transformatora vgp12

Graficzną ilustrację analizy Fouriera dla napięcia wtórnego i prądu wtórnego potrajacza przedstawiają rys 6.7 i rys. 6.8.

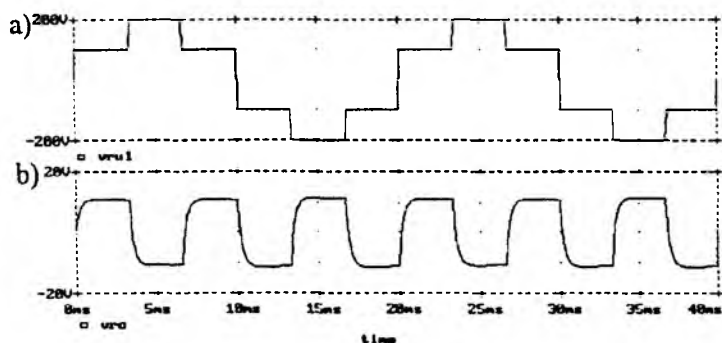


Rys. 6.7. Rozkład Fouriera napięcia wtórnego jednego transformatora vgp12 w stanie jałowym



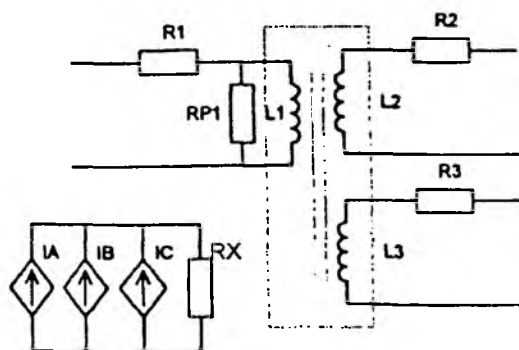
Rys. 6.8. Rozkład Fouriera prądu obciążenia potrajacza iro w stanie zwarcia

Definiując napięcie zasilające o przebiegu schodkowym (rys. 6.9.a) zbliżonym do kształtu sygnału wyjściowego falownika otrzymano następujący przebieg napięcia na zaciskach wyjściowych potrajacza (rys. 6.9.b). Wyniki otrzymane przy próbie odwzorowania ilościowego dla rzeczywistego potrajacza i zastosowaniu opisanego modelu przedstawiono w następnym rozdziale (7.6).



Rys. 6.9. Przykład symulacji wymuszenia odkształconego, a) napięcie zasilające, b) napięcie na obciążeniu rezystancyjnym potrajacza $RO = 100 \Omega$

Wykorzystując program symulacyjny PCNAP wprowadzono również inny model transformatora rdzeniowego uwzględniający jego nieliniowość [147], a przedstawiony na rys. 6.10.

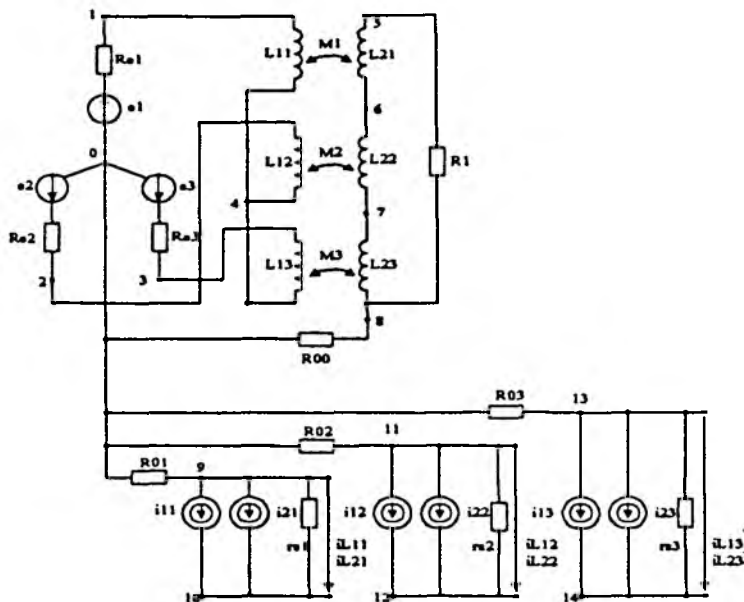


Rys. 6.10. Model trójzwojeniowego transformatora nieliniowego

Fragment nieliniowej części modelu zaznaczono na rysunku linią przerywaną. Obwód złożony z trzech źródeł prądowych i rezystora RX modeluje rdzeń transformatora. Zwroty prądów są zależne od rodzaju sprzężenia magnetycznego uzwojeń transformatora (dla sprzężenia dodatniego – zwroty zgodne, dla ujemnego – przeciwnie). Indukcyjności $L1$, $L2$, $L3$ są uzależnione funkcyjnie od wypadkowego strumienia magnetycznego. Wychodząc z klasycznej definicji

indukcyjności $L = z \frac{d\Phi}{di} = zS \frac{dB}{di}$ oraz aproksymacji krzywej magnesowania funkcją hiperboliczną $H = C_1 \text{sh} C_2 B$ po przekształceniach [175] otrzymano zależność:

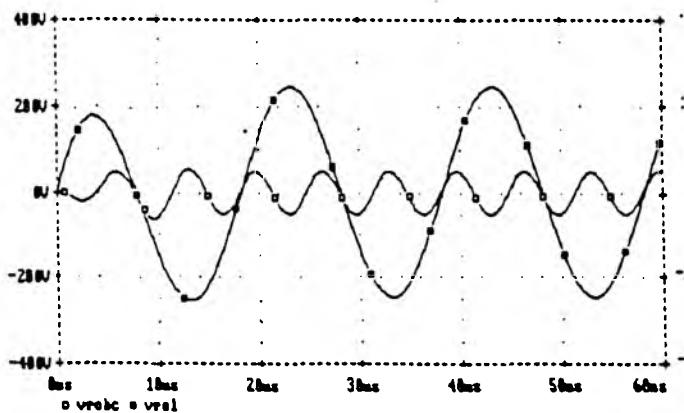
$$L = \frac{z^2 S}{C_2 \sqrt{(zi)^2 + (C_1 I)^2}} \quad (6.2)$$



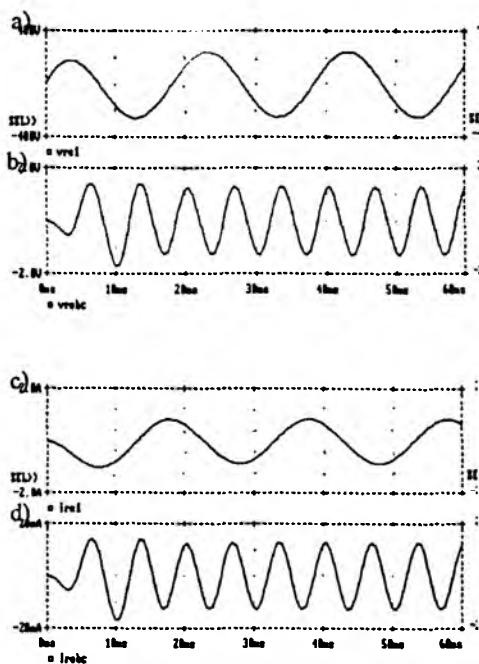
Rys. 6.11. Schemat zastępczy potrajacza

Wypadkowy strumień magnetyczny wyrażony jest symbolicznie w modelu poprzez prąd IRX płynący przez rezystor RX . Jest on sumą prądów modelujących strumienie pochodzące od wszystkich uzwojeń w postaci źródeł prądowych: IA , IB , IC . Wydajność tych źródeł zależy od prądów płynących przez poszczególne uzwojenia, z uwzględnieniem przekładni zwojowych. Indukcyjność wzajemną oblicza się z klasycznego wzoru (6.1). Pomijając rezystancję strat $RP1$ i wzoruując się na modelu transformatora z rys. 6.10 zbudowano schemat zastępczy potrajacza (rys. 6.11) symulujący jego pracę w języku PCNAP.

Zmiany indukcyjności uzwojeń transformatora uzależnione od zmiennych wartości wypadkowego strumienia magnetycznego wyrażonego przez prąd irs zostały uwzględnione w programie `POTR_2.TXT` [175]. Symulację przeprowadzono w dwu wersjach zasilania, ze źródła napięcia sinusoidalnego oraz o przebiegu schodkowym. Przy zasilaniu sinusoidalnym uzyskano następujące przebiegi:

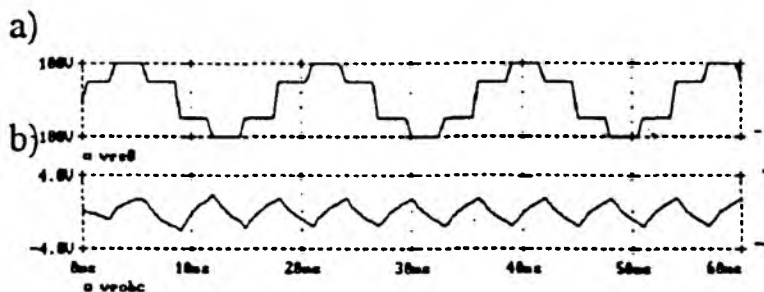


Rys. 6.12. Przebiegi napięcia zasilającego v_{rel} i wyjściowego v_{robc} w stanie jałowym potrająca

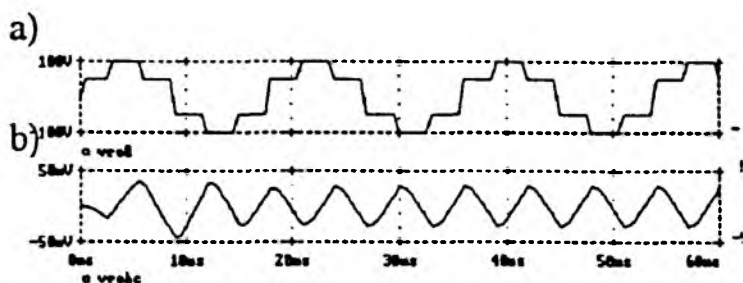


Rys. 6.13. Przebiegi napięć i prądów m.3.cz. przy obciążeniu RL (odbiornik równoległy, $R = 100 \Omega$, $L = 100 \text{ mH}$): a) napięcie zasilające, b) napięcie na odbiorniku, c) prąd po stronie pierwotnej mnożnika, d) prąd obciążenia

Przy zasilaniu potrajacza napięciem o kształcie schodkowym otrzymano przebiegi przedstawione na rysunkach 6.14 i 6.15.



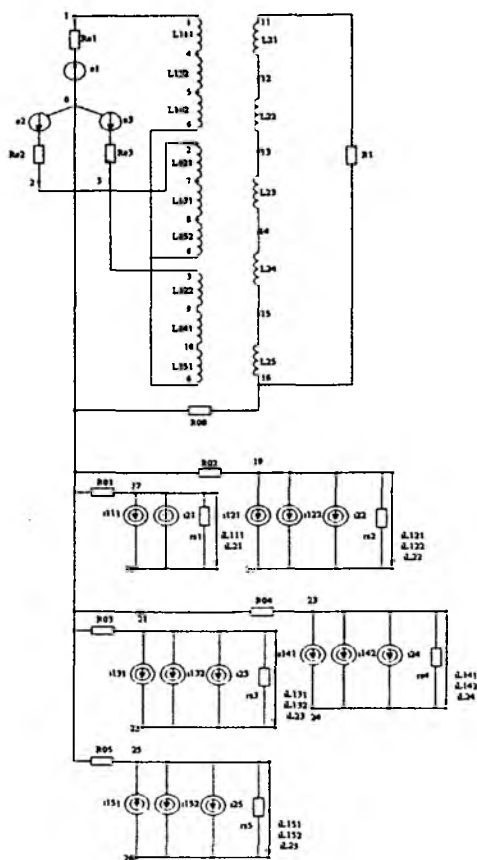
Rys. 6.14. Przebiegi napięcia zasilającego (a) i wyjściowego (b) potrajacza w stanie jałowym



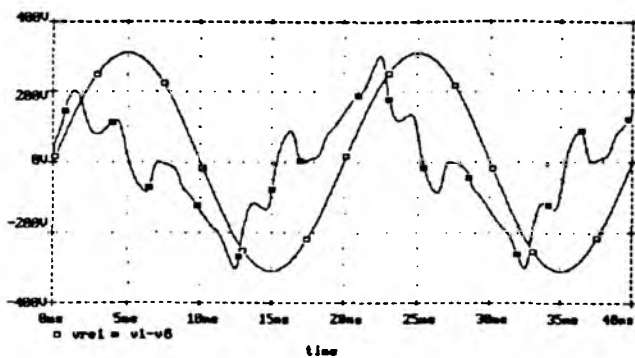
Rys. 6.15. Przebiegi napięcia zasilającego (a) i wyjściowego (b) potrajacza w stanie obciążenia RL (odbiornik równoległy $R = 100 \Omega$, $L = 100 \text{ mH}$)

W dalszej części analizy stosując język symulacyjny PCNAP oraz model transformatora z rys. 6.10 opracowano schemat magnetycznego pięciokrotnika częstotliwości (rys. 6.16).

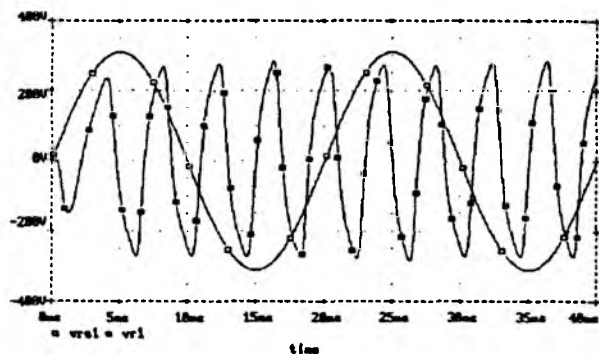
W wyniku działania programu PIEC. TXT [175], w którym zapisano strukturę obwodu pięciokrotnika, otrzymano przedstawione poniżej przebiegi i charakterystyki dla stanu jałowego mnożnika.



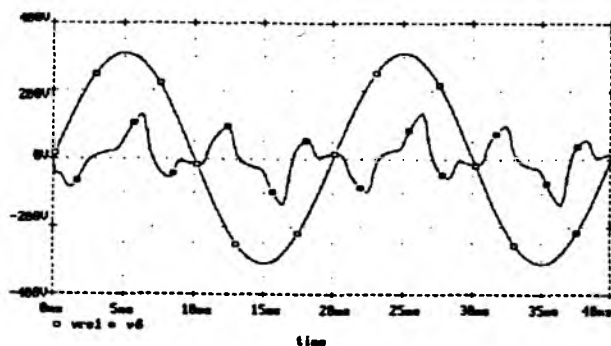
Rys. 6.16. Schemat układu połączeń pięciokrotnika częstotliwości



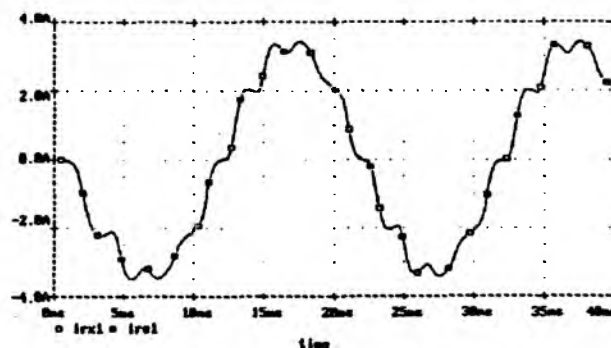
Rys. 6.17. Przebieg napięcia zasilającego v_{rel} i napięcia na jednej fazie uzwojenia pierwotnego $v_1 - v_6$



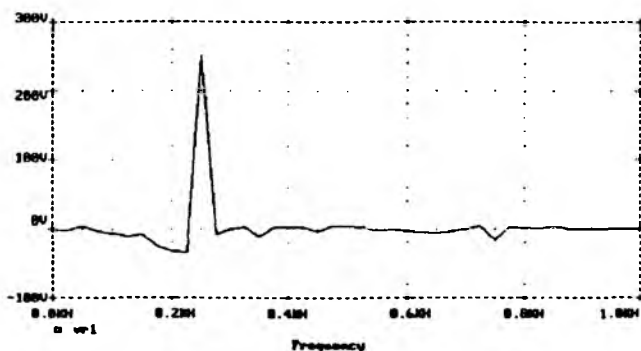
Rys. 6.18. Przebieg napięcia zasilającego i napięcia wyjściowego pięciokrotnika



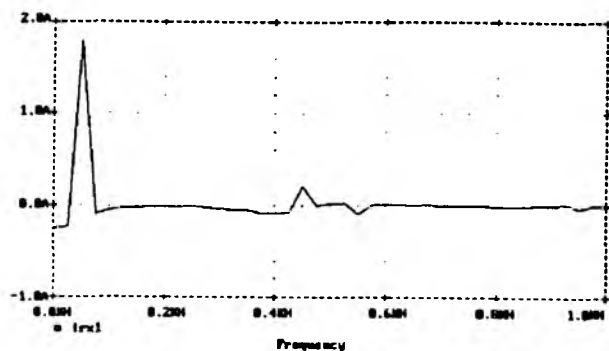
Rys. 6.19. Przebieg napięcia zasilającego oraz napięcia między punktem wspólnym uzwojeń fazowych 6 a punktem neutralnym sieci



Rys. 6.20. Przebieg prądu magnesującego rdzeń w stanie jałowym pięciokrotnika



Rys. 6.21. Rozkład Fouriera napięcia wyjściowego pięciokrotnika w stanie jałowym



Rys. 6.22. Analiza fourierowska prądu magnesującego rdzeń pięciokrotnika

Na bazie modelu transformatora przedstawionego na rys. 6.10 podjęto próbę numerycznej analizy pracy magnetycznego dziewięciokrotnika częstotliwości [175]. Niestety, dostępna wersja języka PCNAP v. 5.53 okazała się zbyt uboga aby poradzić sobie ze zbyt dużą liczbą węzłów elektrycznych występujących w schemacie zastępczym.

Z przeprowadzonej symulacji w różnych warunkach pracy potrająca i pięciokrotnika częstotliwości za pomocą języka PCNAP widać jego użyteczność poprzez stwierdzenie poprawności działania urządzeń a sensie jakościowym. Otrzymane przebiegi napięć i prądów są zgodne z kształtem odpowiednich wielkości obserwowanych na ekranie oscyloskopu włączanego w obwodach fizycznych modeli mnożników. W następnym rozdziale (7.6) przedstawiono udaną próbę odwzorowania rzeczywistego potrająca i pięciokrotnika,

uzyskując niewiele odbiegające wyniki od rezultatów uzyskanych na drodze pomiaru laboratoryjnego. Otrzymane wyniki symulacji korespondują z pomiarowymi charakterystykami napięciowymi $U_{wy} = f(U_{we})$ mnożników, dla których zarejestrowane błędy, szczególnie w zakresie napięć roboczych nie przekraczają kilku procent. W celu dalszej poprawy dokładności można zastosować lepszą aproksymację krzywej magnesowania np. przez jej tabelaryczne wprowadzenia do programu symulacji. Można również wzbogacić zaprezentowany model o dodatkowe elementy odzwierciedlające reaktancje rozproszenia oraz pojemności międzyzwojowe transformatorów. Problem uwzględnienia zjawiska histerezy magnetycznej i strat wirowych pozostaje nadal nie rozwiązany.

6.3. Symulacja z użyciem pakietu PSPICE v. 6.0

Proces doskonalenia i zwiększania zakresu zastosowania uniwersalnych programów komputerowej analizy układów elektrycznych polega m.in. na opracowaniu i włączeniu do bibliotek tych programów modeli nowych elementów, bądź rozszerzeniu modeli już znanych o nowe zjawiska fizyczne. W odróżnieniu od poprzednio używanych w tej pracy pakietów symulacyjnych, program PSPICE począwszy od wersji 3.01 posiada w swoich bibliotekach zdefiniowany model nieliniowego rdzenia magnetycznego. Poprzez określenie odpowiednich parametrów jest on wprowadzony w strukturę obwodu za pomocą deklaracji sprzężenia magnetycznego. Parametry można podzielić na dwie grupy. Pierwsza dotyczy geometrii rdzenia, druga opisuje materiał magnetyczny, z którego został wykonany rdzeń. Do pierwszej grupy należą następujące parametry:

- AREA - pole przekroju poprzecznego rdzenia,
- PATH - średnia długość linii pola magnetycznego wewnątrz rdzenia,
- GAP - szerokość szczeliny powietrznej rdzenia,
- STACK - współczynnik wypełnienia rdzenia.

Wyszczególnienie i znaczenie parametrów drugiej grupy związane jest ściśle z matematycznym modelem materiału magnetycznego, opisanym w rozdziale 4.2 niniejszej pracy. Zastosowana tutaj w nieco zmodyfikowanej wersji teoria Jilesa - Athertona charakteryzuje się tym, iż odwołuje się do procesów fizycznych i jest dobrze osadzona w przeszło 150-letniej historii badania ferromagnetyków. Inne znane propozycje modelowania procesów magnesowania sprowadzają się, ujmując najogólniej, do mniej lub bardziej udanego naśladownictwa geometrycznego pętli histerezy, bez głębszych uzasadnień fizycznych [6]. Użyty model umożliwia analizowanie układów elektrycznych z elementami magnetycznymi, gdy jest istotne uwzględnienie nieliniowości oraz histerezy magnetycznej rdzeni. Nie uwzględnia natomiast strat powstałych w wyniku indukowania się prądów wirowych. Należy również zauważyć, że teoria Jilesa - Athertona nie uzależnia przebiegu magnesowania od szybkości magne-

sowania, co oznacza, że przenikalność magnetyczna nie jest zależna od częstotliwości obiegu pętli histerezy.

Pierwsza niedogodność nie dotyczy materiałów magnetycznych o dużej wartości rezystywności a więc ferrytów, a także w pewnym sensie materiałów amorficznych o relatywnie dużych wartościach tej wielkości. Drugie niekorzystne zjawisko można eliminować, będąc w posiadaniu katalogowych pętli histerezy magnetycznej materiału dla różnych częstotliwości. W opisywanym przypadku analizy dysponowano rodziną charakterystyk $B = f(H)$ dla różnych częstotliwości, dzięki czemu uwzględniono ich wpływ. Trzeba też zauważyć, że model Jilesa - Athertona przy pewnych zestawach parametrów opisuje charakterystyki magnesowania znacznie odbiegające od znanych, czemu nie należy się zbyt dziwić, gdyż jest to model przybliżony. Dlatego trzeba starannie dobierać wartości parametrów modelu, śledząc krytycznie kształt obliczonych pętli histerezy. Stwierdzono [6] również, że praktycznie niemożliwy jest dobór współczynników charakteryzujących materiał ferromagnetyczny (tablica 4.1), aby w konkretnym przypadku przy jego opisywaniu uzyskać zadowalającą (bez odcinków o ujemnym nachyleniu) kształt pętli histerezy dla wszystkich możliwych amplitud sinusoidalnego pola magnesującego. Z reguły kształt pętli jest właściwy dla amplitud małych i dużych, natomiast w pewnym zakresie amplitud pośrednich występują odcinki o ujemnym nachyleniu. W przypadku m.m.cz. pokonanie przedstawionej trudności, czy choćby jej częściowe zmniejszenie polega na tym, iż naturalnym obszarem ich pracy jest część nieliniowa charakterystyki magnesowania w stanie nasycenia, a więc w zakresie dużych wartości pola magnesującego.

Szczególnie wrażliwym problemem podczas obliczania parametrów rdzenia jest wybór punktów na pierwotnej krzywej magnesowania tak, by jak najdokładniej odtworzyć krzywą katalogową. Ponieważ punkt o współrzędnych (H_x, B_x) (tablica 4.1) powinien leżeć na krzywej pierwotnego magnesowania blisko obszaru nasycenia, co może wiązać się z pojawieniem się dodatkowych błędów numerycznych podczas obliczeń z wykorzystaniem wzoru (4.31), warto odczytać z katalogu współrzędne kilku takich punktów. Dla każdego z nich należy obliczyć parametr σ_k ze wzoru (4.31). Jako wartość parametru σ_k należy przyjąć średnią uzyskanych wyników. Tej średniej używa się do obliczania parametru α_0 zgodnie ze wzorem (4.27). Doświadczenia zdobyte podczas obliczeń pozwalają na sformułowanie następujących zaleceń [49]:

- wartość indukcji B_x powinna mieścić się w granicach od 85% do 97% indukcji nasycenia,
- wybrany punkt (H_x, B_x) powinien leżeć zdecydowanie za kolanem krzywej pierwotnego magnesowania,
- wybrany punkt powinien leżeć w części krzywej, która jeszcze wyraźnie wznosi się,

- jeżeli krzywa pierwotnego magnesowania kończy się fragmentem wyraźnie wznoszącym się, należy wybierać punkty tuż przy końcu krzywej.

Korzystając z zależności zawartych w tablicy 4.1 oraz postępując zgodnie z powyższymi zaleceniami określono parametry modeli rdzenia magnetycznego potrajacza i dziewięciokrotnika częstotliwości.

W przypadku potrajacza materiałem rdzeniowym była blacha transformatorowa ET5. Wymiary rdzenia, dane katalogowe materiału oraz obliczone według poniższych zależności parametry jego modelu zestawiono w tablicy 6.1.

$$\mu' = \frac{B_r}{\mu_0 H_c} = \frac{1,59T}{4\pi \cdot 10^{-7} \frac{H}{m} \cdot 22 \frac{A}{m}} = 57512,8$$

$$C = \frac{\mu - 1}{\mu' - \mu} = \frac{56000 - 1}{57512,8 - 56000} = 37$$

$$K = H_c \frac{\mu'}{\mu' - 1} = 22 \frac{A}{m} \cdot \frac{57512,8}{57512,8 - 1} \approx 22 \frac{A}{m}$$

$$MS = \frac{B_s}{\mu_0} - H_s = \frac{1,96T}{4\pi \cdot 10^{-7} \frac{H}{m}} - 5000 \frac{A}{m} \approx 1,55 \cdot 10^6 \frac{A}{m}$$

$$M_x = \frac{B_x}{\mu_0} - H_x = \frac{1,84T}{4\pi \cdot 10^{-7} \frac{H}{m}} - 3500 \frac{A}{m} \approx 1,46 \cdot 10^6 \frac{A}{m}$$

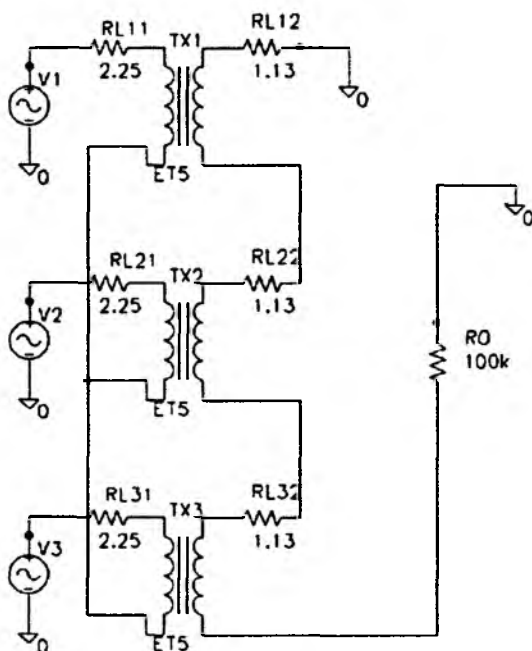
$$A = \frac{H_c - \frac{C}{1+C} \frac{M_x}{\mu-1}}{\frac{M_s}{M_s - M_x} - 3 \frac{M_x}{M_s}} = \frac{3500 \frac{A}{m} - \frac{37}{1+37} \cdot \frac{1,46 \cdot 10^6 \frac{A}{m}}{56000-1}}{\frac{1,55 \cdot 10^6 \frac{A}{m}}{1,55 \cdot 10^6 \frac{A}{m} - 1,46 \cdot 10^6 \frac{A}{m}} - 3 \cdot \frac{1,46 \cdot 10^6 \frac{A}{m}}{1,55 \cdot 10^6 \frac{A}{m}}} \approx 260 \frac{A}{m}$$

$$ALPHA = 3 \frac{A}{M_s} - \frac{C}{(\mu-1)(1+C)} = 3 \cdot \frac{260 \frac{A}{m}}{1,55 \cdot 10^6 \frac{A}{m}} - \frac{37}{(56000-1) \cdot (1+37)} \approx$$

$$\approx 4,7 \cdot 10^{-4}$$

Tablica 6.1. Parametry rdzenia potrajacza wykonanego z blachy transformatorowej ET5

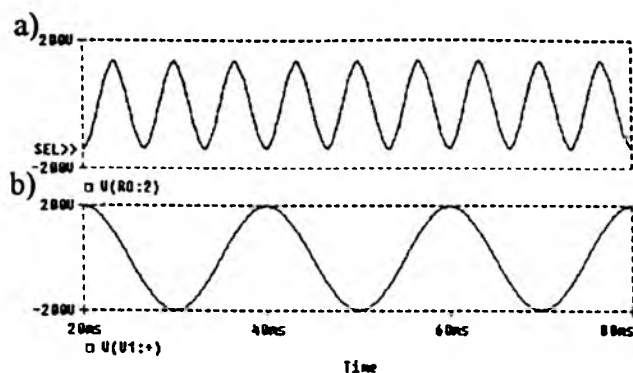
Dane katalogowe materiału		Wymiary rdzenia i parametry materiału	
H_c	22 A/m	$AREA$	$12,4 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2$
B_r	1,59 T	$PATH$	0,286 m
μ	56000	C	37
B_s	1,96 T	K	22 A/m
H_s	5000 A/m	MS	$1,55 \cdot 10^6 \text{ A/m}$
B_x	1,84 T	A	260 A/m
H_x	3500 A/m	$ALPHA$	$4,7 \cdot 10^{-4}$



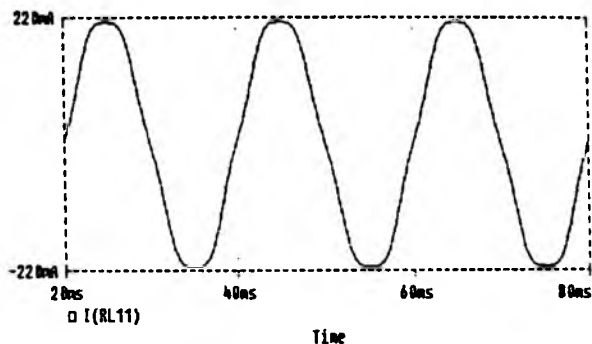
Rys. 6.23. Schemat potrajacza częstotliwości w programie PSPICE

Struktura obwodu potrajacza częstotliwości została przedstawiona na rys 6.23. Korzystając ze schematu i obliczonych parametrów materiałowych rdzeni wprowadzono dane wejściowe do opracowanego programu POTR1_5.OUT [175] otrzymując niżej przedstawione charakterystyki.

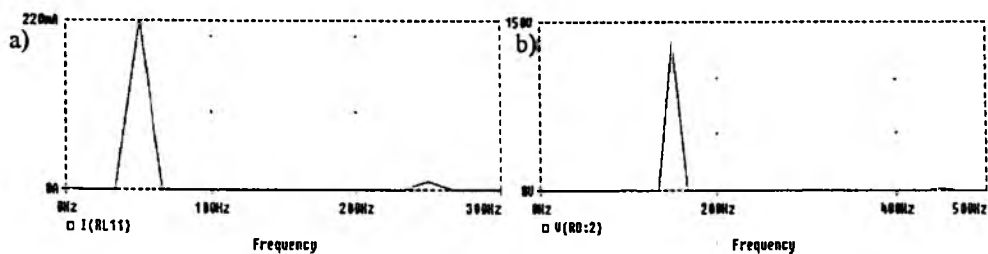
Symulację przeprowadzono dla stanu jałowego potrajacza, przy zasilaniu trójfazowym jego uzwojenia pierwotnego napięciem sinusoidalnie zmiennym o wartości skutecznej 140 V i częstotliwości 50 Hz.



Rys. 6.24. Przebiegi napięcia: a) wyjściowego U_{30} , b) zasilającego U_{10}

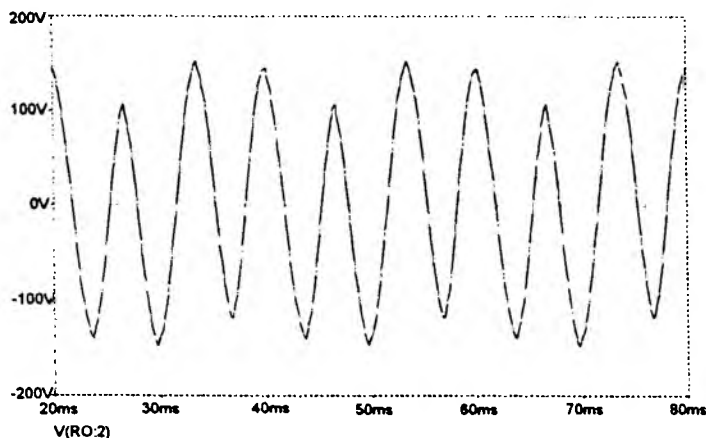


Rys. 6.25. Przebieg prądu pierwotnego I_{10} w jednej fazie potrajacza

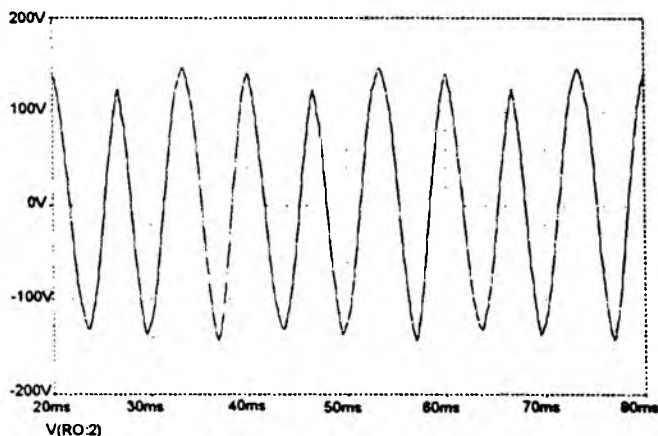


Rys. 6.26. Analiza Fouriera: a) prądu I_{10} na wejściu potrajacza, b) napięcia U_{30} na wyjściu potrajacza

Z zasady działania analizowanych m.m.cz. wynika konieczność symetrii ich budowy a więc identyczność poszczególnych rdzeni oraz zapewnienia określonych proporcji liczby zwojów a także zasilania symetrycznym napięciem trójfazowym. Poniższe rysunki ilustrują wpływ różnych niesymetrii na przebieg napięcia wyjściowego U_{30} potrajacza w stanie jałowym.

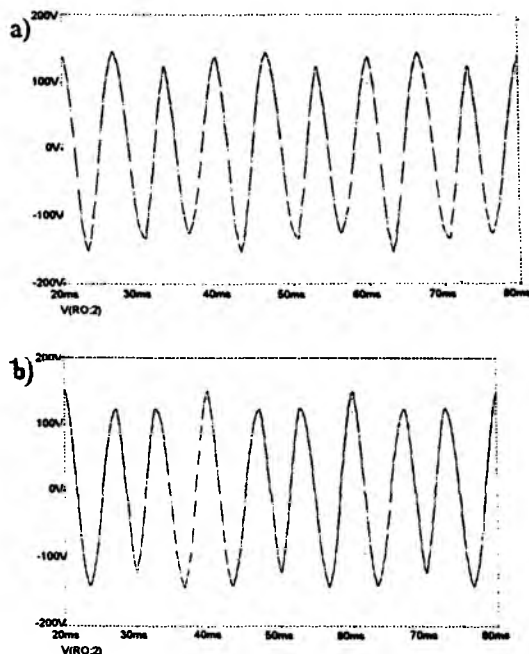


Rys. 6.27. Przebieg napięcia U_{30} przy 10% rozbieżności wartości parametrów materiałowych poszczególnych rdzeni potrajacza



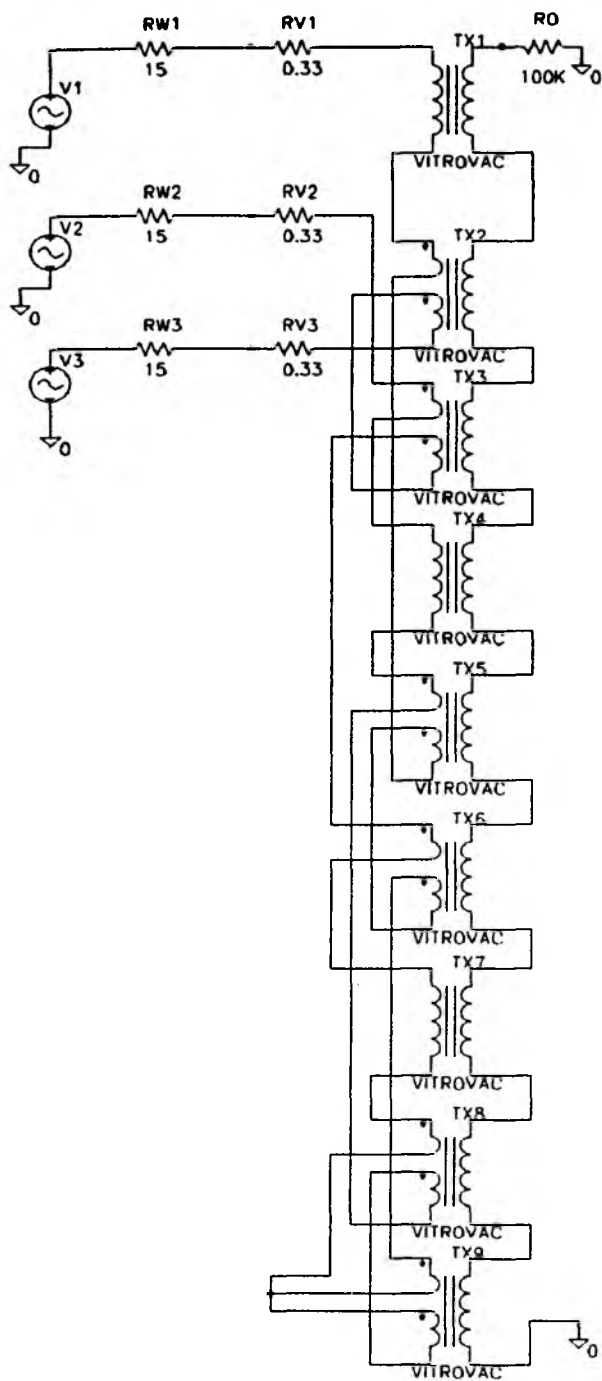
Rys. 6.28. Przebieg napięcia U_{30} przy 10% tolerancji liczby zwojów uzwojeń pierwotnych z_1

Porównanie wyników laboratoryjnych i uzyskanych na drodze symulacji komputerowej, przedstawiono w rozdziale 7.6.



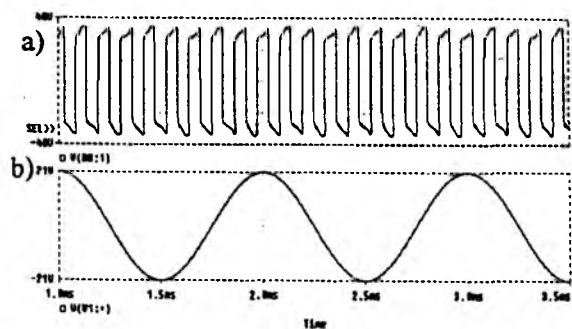
Rys. 6.29. Przebieg napięcia U_{30} przy niesymetrii napięć zasilających, ze względu na: a) 20% różnice w ich wartościach skutecznych, b) 10° różnice w wartościach przesunięć fazowych ($120^\circ \pm 10^\circ$)

Najbardziej złożonym spośród używanych m.m.cz jest dziewięciokrotnik. Schemat połączeń jego elementów, adoptowany do programu PSPICE przedstawia rys. 6.30. Uwzględniono w nim specyfikę nawinięcia uzwojeń strony pierwotnej poszczególnych transformatorów. Część z nich to transformatory trójzwojeniowe, których pakiet PSPICE nie posiada w swoich standardowych zestawach elementów. Po zdefiniowaniu i wprowadzeniu takich elementów do zestawu, opracowano tekst programu DZIWI_3.OUT symulującego pracę m.9.cz. [175]. W programie uwzględniono sposób skojarzenia elementów, geometrię rdzeni, liczbę zwojów, rezystancję uzwojeń oraz parametry materiałowe modelu rdzenia. Te ostatnie wyznaczono analogicznie jak dla potrajacza, korzystając z zależności zestawionych w tabelicy 4.1 posługując się danymi katalogowymi materiału rdzeniowego VITROVAC 6025 F zastosowanego w badanym dziewięciokrotniku [79]. Ponieważ symulowano pracę m.9.cz. przy zasilaniu go napięciem o częstotliwości 1000 Hz, dane katalogowe zawarte w tabelicy 7.2 uzupełniono z rys. 7.8.c przedstawiającego pętlę histerezy dla zastosowanych rdzeni przy częstotliwości 1 kHz.

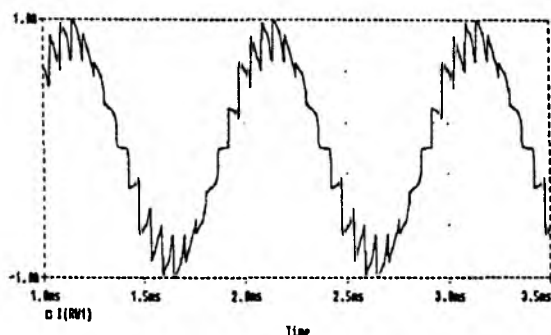


Rys. 6.30. Schemat układu dziewięciokrotnika odwzorowanego w programie PSPICE

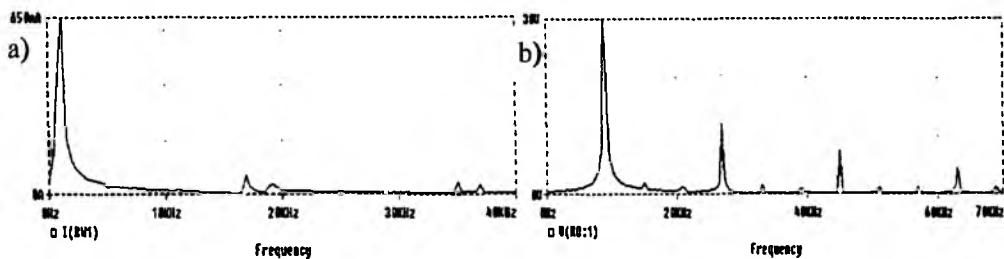
W wyniku przeprowadzonej symulacji pracy dziewięciokrotnika w stanie jałowym przy sinusoidalnym napięciu zasilającym o częstotliwości 1 kHz uzyskano następujące przebiegi:



Rys. 6.31. Przebieg napięcia wyjściowego (a) oraz napięcia zasilającego (b) dziewięciokrotnika w stanie jałowym

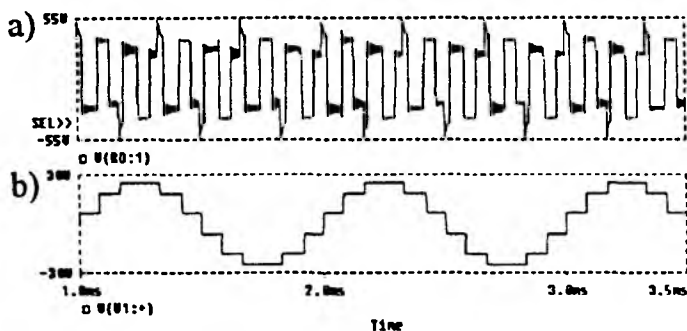


Rys. 6.32. Przebieg prądu zasilającego jedną z faz dziewięciokrotnika

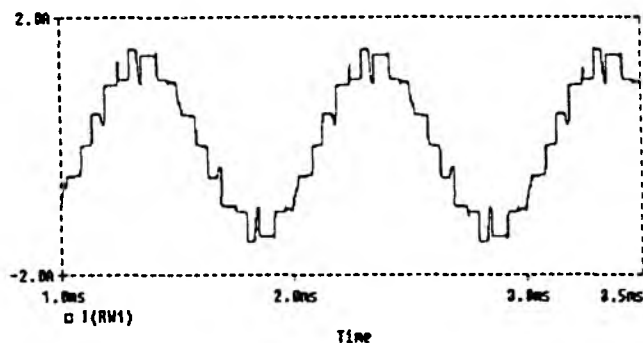


Rys. 6.33. Analiza Fouriera prądu pierwotnego (a) oraz napięcia na wyjściu (b) dziewięciokrotnika

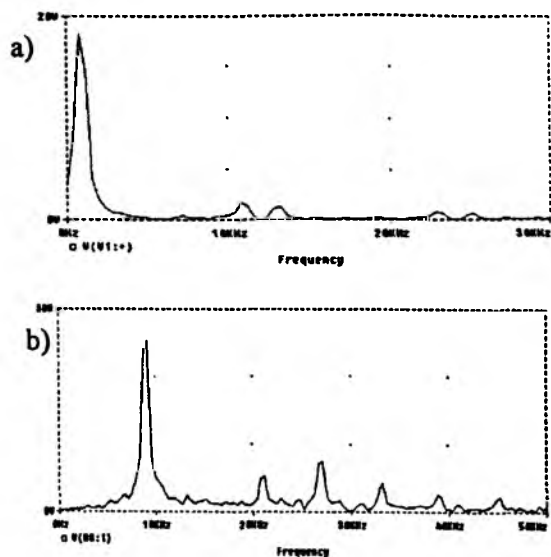
Dla odwzorowania pracy układu hybrydowego zasymulowano przebieg napięcia zasilającego dziewięciokrotnik, zgodny z kształtem napięcia schodkowego generowanego przez falownik. Dla stanu jałowego m.9.cz. przy częstotliwości napięcia wyjściowego 9 kHz otrzymano następujące przebiegi:



Rys. 6.34. Przebieg napięcia wyjściowego z układu hybrydowego (a) oraz napięcia generowanego przez falownik – U_{we} dziewięciokrotnika (b)



Rys. 6.35. Przebieg prądu pierwotnego m.9.cz. zasilanego z falownika



Rys. 6.36. Analiza Fouriera: a) napięcia generowanego przez falownik, b) napięcia wyjściowego układu hybrydowego

W podsumowaniu wyników symulacji przedstawionych w niniejszym rozdziale należy stwierdzić użyteczność programów PCNAP i PSPICE. Ewolucyjny sposób prezentacji zastosowań pakietów wskazuje na wyróżnienie tych dwóch programów a w szczególności języka PSPICE. Obydwa nadają się do rozwiązywania zagadnień technicznych w analizowanych obwodach nieliniowych. Przebiegi prądów i napięć oraz ich rozkłady widmowe otrzymane w wyniku analizy Fouriera poprawnie odwzorowują pracę magnetycznych mnożników częstotliwości, zarówno przy zasilaniu napięciem sinusoidalnie zmiennym jak też wygenerowanym przez falownik napięciem o przebiegu schodkowym. Problem zdefiniowania rzeczywistego transformatora w języku PCNAP przeprowadzono za pomocą tabelarycznie uwzględnionej nieliniowości $L = f(u)$ określonej na drodze pomiarowo - obliczeniowej. W innym modelu zastosowano aproksymację $L = f(i)$ za pomocą popularnej funkcji hiperbolicznej odwzorowującej krzywą magnesowania.

Bardziej naturalnym sposobem ujęcia nieliniowości transformatora charakteryzuje się język PSPICE, który na podstawie zazwyczaj dostępnych danych katalogowych materiału rdzeniowego definiuje jego własności łącznie z uwzględnieniem zjawiska histerezy. Opracowany w ostatnich latach model Jilesa - Athertona jest skutecznym i łatwym w użyciu narzędziem do analizy skomplikowanych nieliniowości magnetycznych. Zaletą pakietu PSPICE jest też możliwość symulacji pracy bardziej złożonych układów przy różnych warunkach wymuszeń, jak chociażby rozpatrywany przypadek dziewięciokrotnika zasilanego napięciem niesinusoidalnym podwyższonej częstotliwości.

7. BADANIA LABORATORYJNE

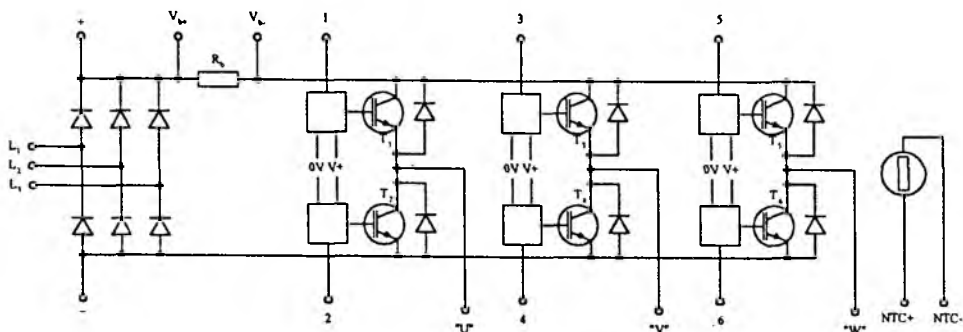
Rozdział niniejszy zawiera fragmentaryczny opis techniczny zbudowanego pierwszego i drugiego stopnia kaskady. Przedstawiono w nim również wyniki przeprowadzonych pomiarów laboratoryjnych służących do określenia parametrów amorficznych magnetowodów mnożnika, jak również wyniki badań dwięciokrotnika zasilanego napięciem sinusoidalnym i wreszcie kompletnego dwustopniowego hybrydowego układu przetwarzania częstotliwości. Porównując wyniki pomiarów laboratoryjnych z obliczeniami dokonano ich weryfikacji zarówno dla modelu analitycznego jak i numerycznych badań symulacyjnych.

7.1. Trójfazowy falownik napięcia

Przedstawiony opis urządzenia o trzech zasadniczych podzespołach: modułu mocy, układu sterującego i zasilacza koresponduje z treścią rozdziału 2.3. Bardziej szczegółowe informacje techniczne zawarto w pracy [174].

7.1.1 Moduł mocy falownika

Schemat połączeń elektrycznych wewnątrz modułu LGXT 1050 oraz oznaczenia wyprowadzeń przedstawia rys. 7.1. [81].



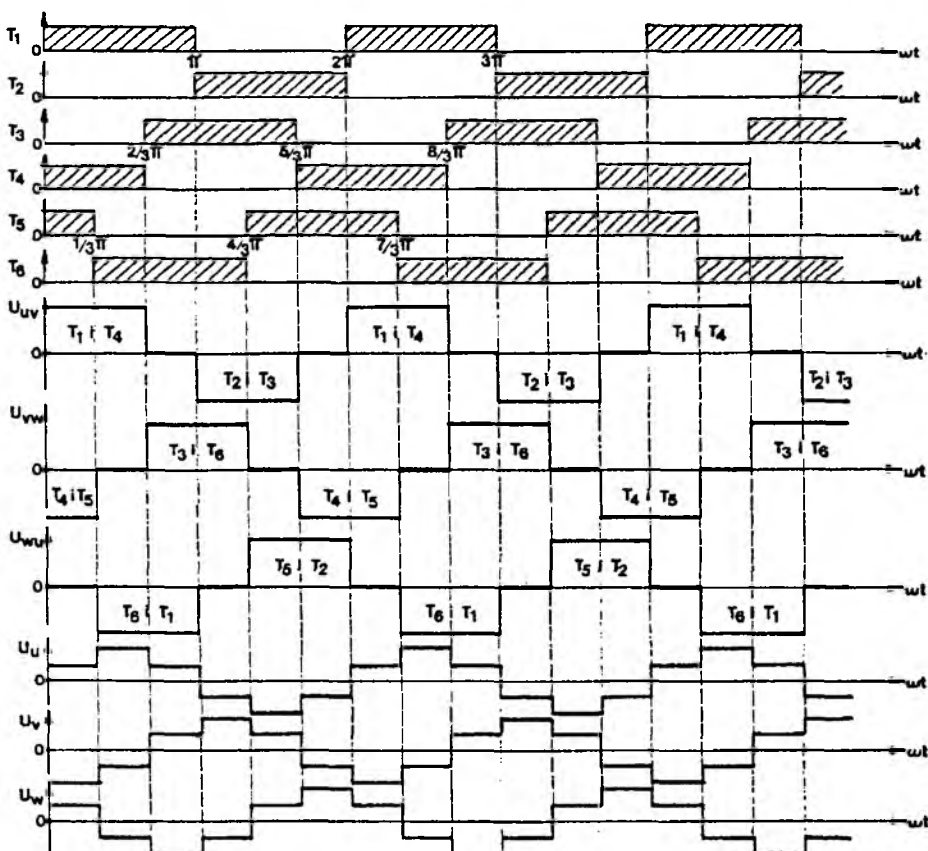
Rys. 7.1. Schemat elektryczny modułu mocy

Ogólną zasadę tworzenia napięcia trójfazowego przez trójfazowy mostkowy falownik napięcia można wyjaśnić na podstawie poniższego rysunku, który przedstawia diagram sterowania poszczególnych tranzystorów i przebiegi napięć międzyfazowych i fazowych. Dla uproszczenia opisu zakłada się, że tranzystory przewodzą ciągle przez pół okresu i że po wyłączeniu jednego tranzystora danej gałęzi następuje natychmiast (bez zwłoki) załączenie drugiego tranzystora. Tranzystory jednej gałęzi mostka (T_1 i T_2 , T_3 i T_4 , T_5 i T_6) są załączane na przemian, a przesunięcie fazowe pomiędzy cyklami pracy poszczególnych gałęzi wynosi $\frac{2}{3}\pi = 120^\circ$ el. Tak więc dodatnia półfala napięcia między-

fazowego U_{UV} wystąpi wtedy, gdy przewodzą tranzystory T_1 i T_4 , a ujemna - gdy przewodzą T_2 i T_3 . Dla napięcia U_{VW} - odpowiednio T_3 i T_6 oraz T_4 i T_5 , a dla napięcia U_{WU} - odpowiednio T_5 i T_2 oraz T_6 i T_1 .

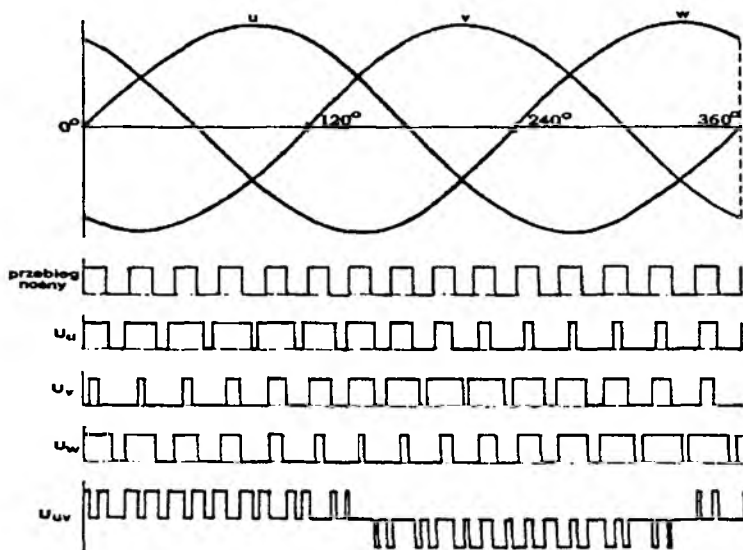
Napięcia fazowe odbiornika połączonego w gwiazdę są pokazane na trzech ostatnich wykresach i wynoszą:

$$\begin{aligned}\underline{U}_U &= \frac{1}{3}(\underline{U}_{UV} - \underline{U}_{WU}) \\ \underline{U}_V &= \frac{1}{3}(\underline{U}_{VW} - \underline{U}_{UV}) \\ \underline{U}_W &= \frac{1}{3}(\underline{U}_{WU} - \underline{U}_{VW})\end{aligned}\tag{7.1}$$



Rys.7.2. Diagram sterowania tranzystorów i przebiegi napięć odbiornika trójfazowego falownika mostkowego

Zastosowana w falowniku metoda modulacji szerokości impulsów polega na tym, że tranzystory są załączane wielokrotnie w ciągu półokresu, zgodnie z zasadą tej metody. Odpowiednia kolejność załączania tranzystorów impulsami o zmodulowanej szerokości pozwala uzyskać na wyjściu falownika odpowiednie napięcia. Przedstawia to rysunek 7.3.



Rys. 7.3. Zasada tworzenia napięć w trójfazowym mostkowym falowniku napięcia z modulacją szerokości impulsów

U_U - ciąg impulsów sterujących gałęzią fazy U mostka (przyłożonych między bazy tranzystorów T_1 i T_2),

U_V - ciąg impulsów sterujących gałęzią fazy V mostka (przyłożonych między bazy tranzystorów T_3 i T_4),

U_W - ciąg impulsów sterujących gałęzią fazy W mostka (przyłożonych między bazy tranzystorów T_5 i T_6),

U_{UV} - napięcie międzyfazowe w postaci ciągu impulsów o zmodulowanej szerokości. $U_{UV} = U_U - U_V$.

Generatory impulsów wyzwalających bramki tranzystorów izolują sterownik od zaworów mocy. Wyposażenie dodatkowe modułu, a więc bocznik i termistor, służą do zabezpieczeń układu, odpowiednio zwarciovych i termicznych. Trójfazowy diodowy mostek prostowniczy, pozwala na zasilanie falownika trójfazowym napięciem przemiennym.

Główne parametry elementów zestawiono w tablicy 7.1 [81]. Są to wartości maksymalne przy temperaturze $T_C = 25^\circ\text{C}$, jeżeli nie określono inaczej.

Tablica 7.1. Parametry elektryczne elementów modułu mocy LGXT 1050

Parametr	Warunki	Symbol	Wartość	Jedn.
TRANZYSTORY MOCY IGBT				
Napięcie przebicia kolektor-emiter	$V_{be}=0V, I_C=500\mu A$	Bv_{ces}	1000	V
Napięcie nasycenia kolektor-emiter	$V_{be}=15V, I_C=30A$	V_{cesat}	3,5	V
Ciągły prąd kolektora	$T_C=25^{\circ}C$	I_C	52	A
Ciągły prąd kolektora	$T_C=85^{\circ}C$	I_C	27	A
Impulsowy prąd kolektora	$T_C=85^{\circ}C, t_i=10\mu s$	I_{cm}	100	A
DIODY ZWROTNE				
Powtarzalne szczytowe nap. wsteczne	$T_C=85^{\circ}C$	V_{rm}	1000	V
Wart. śr. wyprostowanego prądu przew.	$t_i \leq 10\mu s$	$I_{f(av)}$	30	A
Powtarzalny szczytowy prąd przew.		I_{frm}	375	A
DIODY PROSTOWNICZE MOSTKA TRÓJFAZOWEGO				
Powtarzalne szczytowe nap. wsteczne	$T_C=100^{\circ}C$	V_{rm}	1000	V
Wart. śr. wyprostowanego prądu przew.		$I_{f(av)}$	40	A
INNE PARAMETRY				
Nap. pomocniczego źródła zasilania	$T_C=25^{\circ}C$ 50 Hz, prąd przemieniny	V_+	13÷18	V
Prąd pomocniczego źródła zasilania		I_+	400	mA
Rezystancja termistora NTC		R	68	k Ω
Isolacja od płyty chłodzącej		V_{izol}	2500	V
Max temperatura złącz		T_j	150	$^{\circ}C$
Wymiary modułu		188	128x25	mm

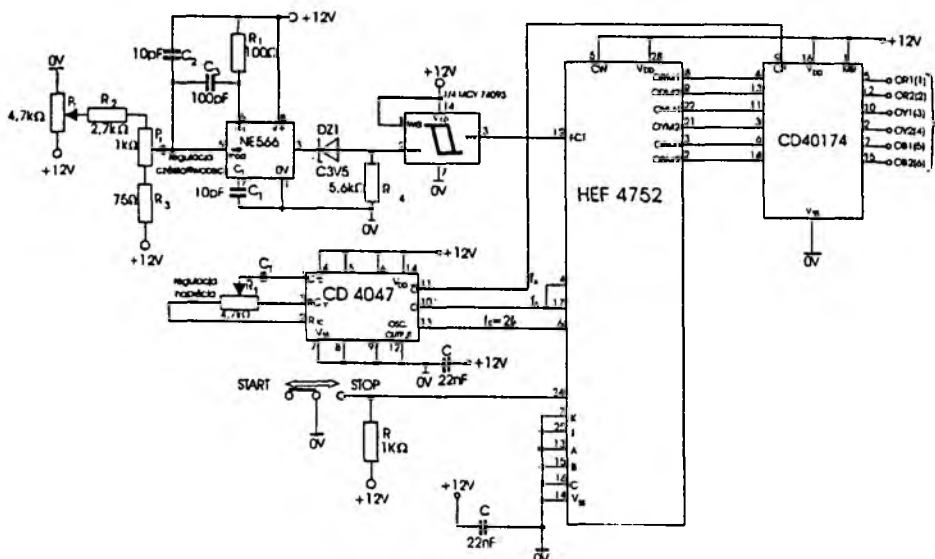
7.1.2 Sterownik falownika

Zgodnie z koncepcją urządzenia sterującego, opisaną w rozdz.2.3.2., urządzenie to jest zrealizowane z wykorzystaniem modulatora scalonego HEF 4752 i kilku układów scalonych współpracujących: NE 566, MCY 74093, CD 4047, CD 40174. Ideowy schemat połączeń sterownika przedstawia rys. 7.4.

Regulację częstotliwości sygnału wyjściowego (sterującego) dokonuje się przez regulację częstotliwości generatora zrealizowanego na układzie scalonym NE 566 [1]. Ponieważ częstotliwość generowanego przebiegu zależy od parametrów R_1 , C_1 oraz V_C (napięcia na wejściu modulującym - pin¹⁾ 5), najłatwiej jest regulować częstotliwość poprzez napięcie V_C , ustalone przez dzielnik napięcia zrealizowany na potencjometrach P_1 i P_f oraz rezystorach R_2 i R_3 , przy stałych parametrach R_1 i C_1 . W dzielniku użyto aż cztery rezystory, gdyż zmiana napięcia V_C odbywa się w bardzo małym zakresie przy dużym za-

¹⁾ pin (ang.) - wyprowadzenie, nóżka, np. pin 5 - nóżka nr 5

kresie zmian częstotliwości. Kondensatory C_2 i C_3 zapobiegają niepożądanym oscylacjom. Rezystor R_4 zwiększa wydajność prądową wyjścia generatora, dioda Zenera DZ_1 ustala wartość napięcia przebiegu podawanego z generatora na przerzutnik Schmitta.



Rys. 7.4. Schemat ideowy układu sterującego

Jako przerzutnik wykorzystana jest $\frac{1}{4}$ część układu scalonego MCY 74093 [83]. Przerzutnik eliminuje ewentualne szumy z przebiegu i poprawia jego prostokątny kształt. Następnie sygnał zegarowy podawany jest na wejście FCT modulatora scalonego HEF 4752.

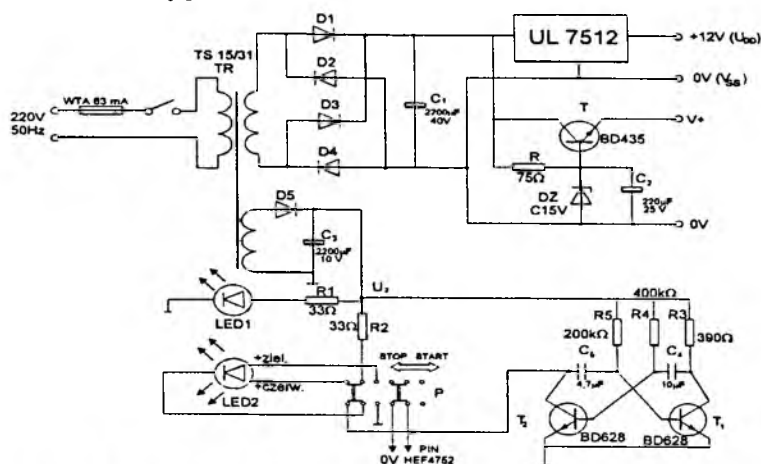
Multiwibrator CD 4047 pracujący w trybie astabilnym swobodnie biegnącym dostarcza sygnały zegarowe: „O” (pin 10) do wejść VCT i RCT i „OSC.OUTPUT” (pin 13) do wejścia OCT układu HEF 4752 oraz sygnał zegarowy „ $\overline{O}$ ” (pin 11) do wspólnego wejścia zegarowego CP sześciu przerzutników typu D (układ scalony CD 40174). Regulując częstotliwość drgań poprzez zmianę rezystancji potencjometru R_1 - będącego razem z kondensatorem C_1 obwodem oscylacyjnym multiwibratora - wpływamy na zmianę szerokości impulsów wyjściowych czyli w efekcie na zmianę napięcia wyjściowego falownika.

Przełącznik P wstrzymuje lub inicjuje wytwarzanie impulsów wyjściowych z modulatora - poprzez przełączenie wejścia L (pin 24) układu HEF 4752 odpowiednio na poziom niski (0) lub wysoki (1) [129].

Wszystkie układy sterownika zasilane są stabilizowanym napięciem $V_{DD} = +12\text{ V}$, $V_{SS} = 0\text{ V}$.

7.1.3 Układ zasilacza małej mocy

Schemat ideowy układu zasilacza przedstawia rysunek 7.5. Schemat obejmuje również układ sygnalizacyjny urządzenia.



Rys. 7.5. Schemat połączeń układu zasilacza oraz sygnalizacji urządzenia

Diody $D_1 - D_4$ tworzą prostowniczy mostek Graetza, zasilany z uzwojenia wtórnego transformatora sieciowego TR. Kondensator C_1 o dużej pojemności jest filtrem wygładzającym napięcie.

Jeden stabilizator zrealizowany na układzie scalonym UL 7512 stabilizuje napięcie zasilania układów scalonych sterownika na poziomie 12V.

Drugi stabilizator, znacznie słabszy, stabilizuje napięcie na poziomie ok. 14 V, potrzebne do zasilania transformatorów impulsów w module mocy falownika. Jest on zrealizowany na tranzystorze T z rezystorem polaryzującym R, diodą Zenera DZ i kondensatorem C_2 wygładzającym tętnienia na bazie tranzystora.

Drugie uzwojenie wtórne transformatora zasila - poprzez prostownik półfalowy zrealizowany na diodzie prostowniczej D_5 oraz filtr wygładzający C_3 - sygnalizację urządzenia. Dioda elektroluminescencyjna LED 1 jest związana z napięciem U_2 poprzez rezystor R_1 i sygnalizuje załączenie zasilacza do sieci, a więc i załączenie zasilania sterownika. Dioda elektroluminescencyjna dwukolorowa LED 2 jest połączona poprzez rezystor R_2 z napięciem U_2 z jednej strony (od anody), a z drugiej strony (od katody) poprzez przełącznik P z ujemnym biegunem napięcia U_2 lub z kolektorem tranzystora T_2 , czyli układem generatora. Tak więc w jednej pozycji przełącznika P (START) dioda świeci światłem ciągłym zielonym, a w drugiej pozycji (STOP) - światłem pulsującym czerwonym. Przełącznik P stanowi jedną część mechaniczną z przełącznikiem P z rys.6.4 (układ sterujący), to znaczy, że dioda LED 2 sygnalizuje stan na wyjściu układu sterującego - stan pracy (generowania impulsów wyjściowych) sygnalizuje ciąg

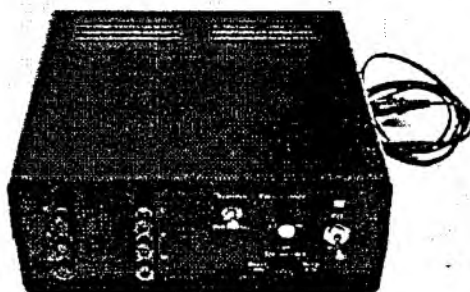
głym, zielonym światłem, a stan czuwania (wyzerowania wyjścia sterownika) - światłem czerwonym pulsującym. Jako przełącznik P wybrano przełącznik typu ISOSTAT.

Generator złożony z tranzystorów T_1 , T_2 , kondensatorów C_4 , C_5 i rezystorów R_3 , R_4 , R_5 , LED 2 i R_2 jest układem multiwibratora astabilnego. Zasada jego działania jest oparta na naprzemiennym ładowaniu i rozładowaniu kondensatorów C_4 i C_5 , blokujących i odblokowujących tranzystory, naprzemian T_1 i T_2 , co wywołuje cykliczny przepływ prądu w gałęziach $R_3 - T_1$ lub $R_2 - \text{LED 2} - T_2$.

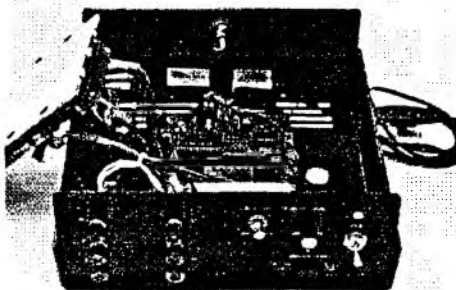
Zapotrzebowanie prądowe transformatorów impulsów modułu mocy falownika wynosi 400 mA przy napięciu 13÷18 V [81]. Wybrany tranzystor T - BD435 spełnia pod względem napięcia U_{CE} (40 V) i prądu I_C (1 A) te wymagania.

Zapotrzebowanie prądowe urządzenia sterującego wynosi do 50 mA (zależnie od częstotliwości). Wymagana jest tu duża stałość napięcia zasilającego. Zastosowano stabilizator napięcia UL 7512, którego napięcie wyjściowe wynosi 12V. Przy napięciu wejściowym min. 15V układ doskonale stabilizuje napięcie na poziomie znamionowym (12V) bez tętnień i zakłóceń. Wydajność prądowa stabilizatora scalonego jest z wielkim zapasem wystarczająca do zastosowania go w naszym układzie.

a)



b)



Rys. 7.6. Widok zewnętrzny falownika (a) oraz jego wnętrze (b)

Wykonany w Katedrze Podstaw Elektrotechniki P.L. falownik (rys. 7.6) charakteryzuje się niewielkimi wymiarami 236×221×98 mm.

7.1.4 Badania układu sterującego falownika

Przedmiotem badań była weryfikacja poprawności kształtu przebiegów sterujących tranzystorami mocy falownika. Zdjęto przebiegi czasowe sygnałów sterujących na zaciskach wyjściowych zbudowanego sterownika. Posłużono się elektronicznym rejestratorem przebiegów elektrycznych z pamięcią, jako urządzeniem nagrywającym - odtwarzającym oraz rejestratorem X-Y jako urządzeniem wykonawczym. Badania wykonano dla kilku częstotliwości dla dwóch wartości napięcia wyjściowego: min. i max. Przebiegi zarejestrowanych sygnałów sterujących na wyjściach 1-3 (rys. 7.1) sterownika odwzorowują kształt napięcia międzyfazowego U-V i przedstawiono je na rys. 7.7.

Niektóre „nierówności” impulsów i asymetrie w ich ułożeniu nie są wynikiem złego działania układu sterownika, a jedynie błędów próbkowania zastosowanego rejestratora. Należy tu jednocześnie dodać, że powyższe przebiegi oglądane bezpośrednio na ekranie oscyloskopu są w idealnej zgodzie z teorią modulacji szerokości impulsów (rys. 7.3 napięcie U_{UV}).

7.2. Magnetyczny dziewięciokrotnik częstotliwości

Integralną część mnożnika stanowią rdzenie magnetyczne. Zgodnie z przeprowadzoną analizą materiałową (rozdział 4) zaproponowano rdzenie z materiału amorficznego. Sprowadzono 9 jednakowych rdzeni o handlowej nazwie Vitrovac 6025 F wyprodukowanych w znanej niemieckiej firmie Vacuum-schmelze.

Każdy rdzeń wykonany jest w postaci zwijanej cienkiej taśmy amorficznej o grubości 25 μm - tworzącej bryłę zbliżoną do toroidu, ale o przekroju prostokątnym. Ponieważ taśma amorficzna jest czuła na naprężenia mechaniczne powstałe m.in. podczas uzwajania rdzenia oraz z powodów praktyczno-estetycznych, rdzeń właściwy umieszczony jest w obudowie z tworzywa sztucznego, której obecność zmienia wymiary zewnętrzne (porównaj z tablicą 7.2) odpowiednio na $d_1 = 27,7$ mm, $d_2 = 13,7$ mm, $h = 12,5$ mm.

Materiał amorficzny VITROVAC 6025 F jest stopem metali na bazie kobaltu. Rdzeń wykonany z tego materiału charakteryzuje się małą stratnością (rys. 4.3), co jest szczególną zaletą w magnetycznych mnożnikach częstotliwości. Znamionuje go niska wartość indukcji nasycenia, wysoki poziom przeni-

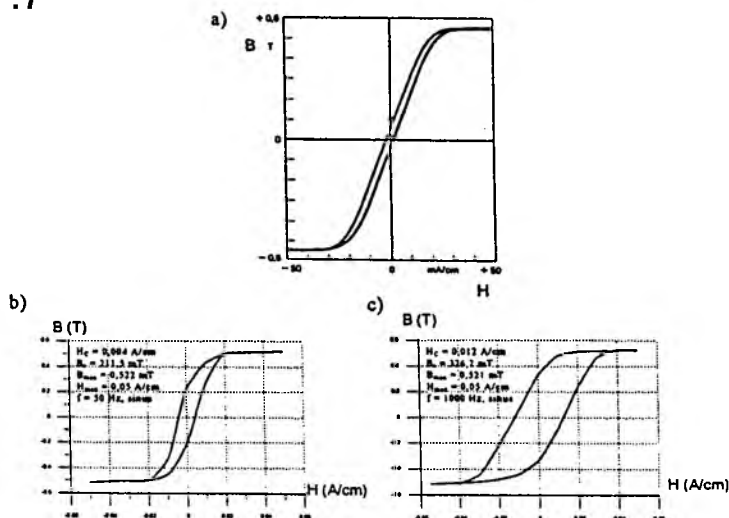
kalności magnetycznej i mały wpływ częstotliwości na jej wartość. Dokładną specyfikację własności materiału VITROVAC 6025 F oraz wymiarów i masy rdzenia zawarto w tablicy 7.2 [72, 79, 94].

Zgodnie z zapewnieniem producenta [79] własności magnetyczne rdzeni VITROVAC 6025 F są stabilne w zakresie temperatury pracy do 80°C. Na rysunku 7.8 przedstawiono katalogowe statyczne i dynamiczne pętle histerezy tych rdzeni. Porównując je, widać duży wpływ częstotliwości. Głównie chodzi tu o wartości natężenia koercji i remanencji, które odwrotnie niż wartości początkowej przenikalności magnetycznej rosną wraz ze wzrostem częstotliwości. Konsekwencją posiadania tych pętli jest możliwość uwzględniania wpływu częstotliwości na parametry matematycznych modeli rdzeni stosowanych w komputerowej symulacji pracy mnożników.

Tablica 7.2. Właściwości fizyczno-techniczne materiału amorficznego VITROVAC 6025 F i wykonanych z niego rdzeni

MATERIAŁ			RDZEN		
Wyszczególnienie	Jednostka	Wartość	Wyszczególnienie	Jednostka	Wartość
Indukcja nasycenia B_s	T	0,55	Średnica zewnętrzna d_1	mm	25
Natężenie koercji H_c	A/m	0,3	Średnica wewnętrzna d_2	mm	16
Przenikalność magnetyczna μ_3 (0,3 A/m, 1 kHz)	—	≥ 120000	Wysokość h	mm	10
Przenikalność magnetyczna μ_3 (0,3 A/m, 10 kHz)	—	≥ 95000	Przekrój czynny S_{Fe}	m ²	$36 \cdot 10^{-6}$
Magnetostrykcja nasycenia λ_{nas}	—	$< 0,2 \cdot 10^{-6}$	Średnia długość obwodu magnetycznego l_{Fe}	m	0,0644
Stratność Δp (100 kHz, 0,3 T)	W/kg	100	Masa m_{Fe}	kg	0,0178
Temperatura Curie T_c	°C	210			
Temperatura krystalizacji T_{kr}	°C	540			
Masa właściwa γ	kg/m ³	7700			
Rezystywność ρ	$\mu\Omega \cdot m$	1,35			
Twardość H_v	GPa	8-10			
Grubość taśmy d	μm	25			

Rys. 7.7

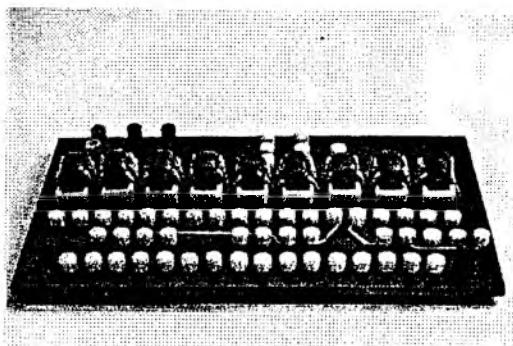


Rys. 7.8. Pętle histerezy toroidalnego rdzenia zwijanego z taśmy VITROVAC 6025 F:
a) statyczna, b) dynamiczna, $f = 50$ Hz, c) dynamiczna $f = 1$ kHz

Oprócz wymienionych danych katalogowych w następnym podrozdziale przedstawiono wyniki dokonanych badań laboratoryjnych rdzeni.

Wielkość posiadanych toroidalnych rdzeni amorficznych determinuje moc projektowanego urządzenia do małych wartości. Tak więc, zbudowany układ ma stanowić poligon doświadczalny dla jednostek większych realizowanych w przyszłości.

Laboratoryjny model magnetycznego dziewięciokrotnika częstotliwości (rys. 7.9) zaprojektowano według koncepcji schematu elektrycznego prezentowanego na rys. 5.1. Każda z faz zasila szeregowo połączone uzwojenia pierwotne pięciu transformatorów o odpowiednio dobranej liczbie zwojów (wzór(3.2)) z_1 , z_2 lub z_3 w konfiguracji przedstawionej na wspomnianym rys. 5.1. Uzwojenia wtórne wszystkich dziewięciu transformatorów o jednakowej liczbie zwojów z_w połączone są szeregowo.



Rys. 7.9. Widok modelu laboratoryjnego magnetycznego dziewięciokrotnika częstotliwości

Znając z zasady działania dziewięciokrotnika częstotliwości proporcje zwojowe (3.2) między zwojami uzwojenia pierwotnego oraz mając na uwadze małe wymiary okien rdzeni przyjęto następujące liczby zwojów: $z_1 = 37$, $z_2 = 14$, $z_3 = 28$, $z_w = 47$. W tablicy 7.3 przedstawiono specyfikacje liczby zwojów uzwojeń pierwotnych mnożnika.

Tablica 7.3. Specyfikacja uzwojeń pierwotnych poszczególnych rdzeni dziewięciokrotnika

Nr rdzenia	L1	L2	L3	L4	L5	L6	L7	L8	L9
faza A	37	14	-	-	28	28	-	-	14
faza B	-	-	14	37	14	-	-	28	28
faza C	-	28	28	-	-	14	37	14	-

Uzwojenie każdego rdzenia nawinięto równomiernie na całym jego obwodzie używając emaliowanych przewodów miedzianych o średnicach $d_{1Cu} = 0,7$ mm dla uzwojenia pierwotnego i $d_{2Cu} = 0,6$ mm dla uzwojenia wtórnego. Średnia długość przewodu uzwojenia pierwotnego w jednej fazie wynosi

$$l_{1Cu} = (z_1 + 2z_2 + 2z_3)(d_1 - d_2 + 2h) = (37 + 2 \cdot 14 + 2 \cdot 28)(27,7 - 13,7 + 2 \cdot 12,5) = 4719 \text{ mm}$$

Przyjmując konduktancję miedzi przewodowej w temperaturze 75°C $\gamma_{75} = 47 \text{ m}/\Omega \cdot \text{mm}^2$ wyznaczono rezystancje przewodu uzwojenia pierwotnego

$$R_l = \frac{l_{1Cu}}{\gamma_{75} \cdot S_{1Cu}} = 0,26 \Omega$$

Zmierzona rezystancja z powodu większej rzeczywistej długości przewodu spowodowanej wymiarami wielowarstwowego uzwojenia oraz dodatkową rezystancją połączeń odcinków przewodów na zaciskach jest większa od obliczonej i wynosi dla każdej fazy $0,33 \Omega$. Zmierzona rezystancja uzwojenia wtórnego wynosi $1,46 \Omega$. Tak więc przyjmując dopuszczalną wartość prądu $I_{1\max} = 2$ A szacunkowe straty w przewodach uzwojenia pierwotnego wynoszą $\Delta P_{Cu1} = 3 \cdot R_l \cdot I_{1\max}^2 \approx 4 \text{ W}$.

Straty mocy w uzwojeniu wtórnym są wielokrotnie mniejsze ze względu na małą wartość prądu po stronie wtórnej mnożnika.

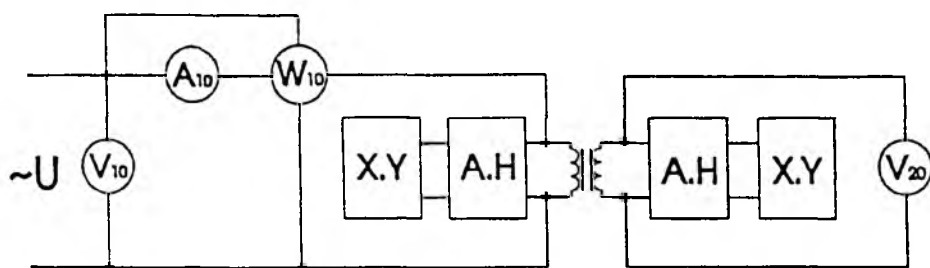
7.3. Parametry magnetowodów mnożnika częstotliwości

Przeprowadzono pomiary laboratoryjne w celu określenia charakterystyki magnesowania rdzeni, którą następnie aproksymowano różnymi funkcjami wyznaczając współczynniki tych aproksymacji. Wyznaczono również na drodze pomiarowej charakterystykę zastępczej konduktancji rdzenia, której współczynniki aproksymacji pozwolą uwzględnić straty rdzeniowe. Dokonano pomiaru przenikalności magnetycznej oraz udziału wyższych harmonicznych indukcji w rdzeniach. Wszystkie badania laboratoryjne rdzeni z wyjątkiem pomiaru przenikalności magnetycznej przeprowadzono przed ich właściwym montażem w układzie dziewięciokrotnika wyposażając jeden z nich w dwa uzwojenia o liczbie zwojów odpowiednio $z_1 = 550$ i $z_2 = 55$ nawiniętych przewodem miedzianym o przekroju $S_{1,2Cu} = 0,0962 \text{ mm}^2$.

7.3.1 Charakterystyka magnesowania

Zadaniem podstawowym w zagadnieniach dotyczących transformatorowych mnożników częstotliwości jest określenie krzywej magnesowania obwodu. W badaniach modelowych, gdy znany jest obiekt, charakterystykę taką wyznacza się najczęściej z próby stanu jałowego transformatorów mnożnika.

Charakterystykę magnesowania rdzenia wyznaczono z danych pomiarowych uzyskanych dla stanu jałowego, w układzie którego schemat przedstawia rys. 7.10.



Rys. 7.10. Układ połączeń do pomiaru charakterystyki magnesowania rdzenia

V_{10} - Woltomierz cyfrowy V541 (EP 43.3/1975)

V_{20} - Multimetr cyfrowy V543 (EP 43.3/2128)

A_{10} - Amperomierz elektrodynamiczny (EP 43.3/1641)

W_{10} - Watomierz o $\cos \varphi = 0,1$ (P3-1768-E2-M)

A.H - Analizator harmonicznych 2121 Brüel & Kjer (T. 664/1057)

X.Y - Rejestrator X-Y 620.02 (EP 6644.1/2967)

W związku z małymi wymiarami rdzenia a zatem małymi wartościami mierzonych wielkości dla zwiększenia dokładności ich określenia zastosowano procedurę rejestracji przebiegów napięć i prądu. Wartości skuteczne oraz wartości wyższych harmonicznych zarejestrowanych wielkości wyznaczono metodą Perry'ego, korzystając z komputerowego programu zamieszczonego w pracy [174]. Otrzymaną charakterystykę magnesowania przedstawiono na rys. 7.11.

Do obliczeń numerycznych charakterystyk napięciowych magnetycznego mnożnika częstotliwości (rozdział 5) potrzebna jest znajomość różnych współczynników aproksymacji określających właściwości magnetowodów.

Teoretyczna analiza pracy mnożników wymaga określenia m. in. funkcji zastępczej odwzorowującej przebieg doświadczalnej krzywej magnesowania.

Z uwagi na niejednorodność obwodów magnetycznych oraz duże zróżnicowanie materiałów stosowanych na rdzenie, ogólne rozwiązanie powyższego zagadnienia nie jest możliwe. Praktycznie stosuje się szereg funkcji zastępczych takich jak: sinus hiperboliczny, funkcje wielomianowe, funkcje składające się z odcinków prostej i inne.

Główne wymagania stawiane funkcji aproksymującej są następujące: możliwe ściśle odwzorowanie krzywej zadanej, a przynajmniej najbardziej interesującej części krzywej, wygoda operowania przyjętym wzorem, ogólność otrzymanych wyników i łatwość ich interpretacji wyników.

W niniejszej pracy uwzględniając powyższe, zastosowano dwa rodzaje aproksymacji:

- 1) funkcją sinusa hiperbolicznego

$$H = C_1 \operatorname{sh} C_2 B \quad (7.2)$$

- 2) funkcją wielomianową - niepełnym wielomianem piątego stopnia

$$H = \alpha B + \beta B^5 \quad (7.3)$$

Współczynniki aproksymacji wyznaczone metodą najmniejszych kwadratów [171] wynoszą odpowiednio

$$C_1 = 0,2223 \text{ A/m}; \quad C_2 = 6,423 \text{ 1/T}$$

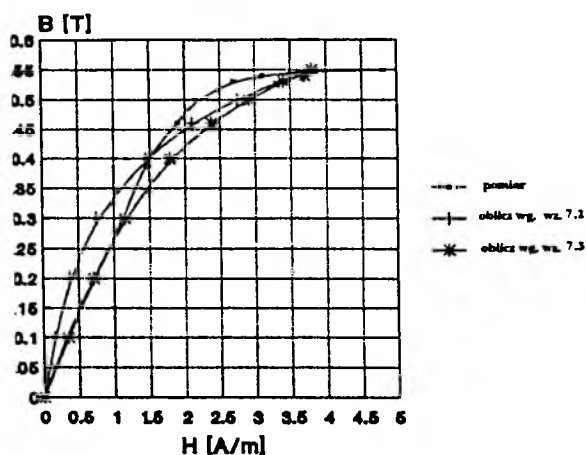
$$\alpha = 3,535 \text{ A/m} \cdot \text{T}; \quad \beta = 36,88 \text{ A/m} \cdot \text{T}^5$$

Dobór współczynników tą metodą zapewnia minimalizację sumy kwadratów odchyleń między wartościami pomiarowymi i wartościami funkcji aproksymującej w całym rozpatrywanym przedziale.

Porównanie charakterystyk magnesowania rdzenia uzyskanej z pomiarów i obliczonej z równań aproksymujących (7.2) i (7.3) przedstawiono w tablicy 7.4 i na rys. 7.11.

Tablica 7.4. Charakterystyki magnesowania uzyskane z pomiarów i obliczeń wg wzorów (7.2) i (7.3)

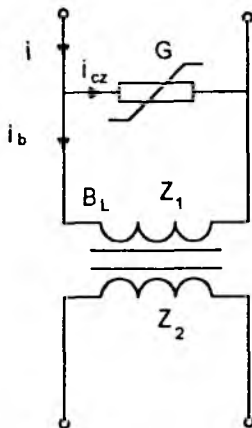
B	H	H_{obl} wg wz (7.2)	H_{obl} wg wz (7.3)
[T]	[A/m]	[A/m]	[A/m]
0,1	0,3	0,153	0,35
0,2	0,7	0,37	0,71
0,3	1,15	0,747	1,15
0,4	1,45	1,443	1,79
0,46	1,9	2,1	2,38
0,5	2,15	2,75	2,92
0,53	2,7	3,34	3,4
0,54	3,1	3,67	3,7
0,55	3,8	3,8	3,8
0,55	4,8	3,8	3,8



Rys. 7.11. Charakterystyki magnesowania rdzenia amorficznego VITROVAC 6025F wyznaczone z pomiarów i obliczeń na podstawie równań aproksymacyjnych

7.3.2 Charakterystyka zastępczej konduktancji rdzenia

W celu uwzględnienia strat w rdzeniu mnożnika częstotliwości wprowadzono model, którego schemat zastępczy ilustruje rysunek 7.12.



Rys. 7.12. Schemat zastępczy rdzenia m.m.cz., gdzie: G - konduktancja zastępcza, B_L - susceptancja zastępcza, i - prąd po stronie pierwotnej, i_{cz} , i_b - składowa czynna i bierna tego prądu

Dla potrzeb modelu wyodrębnia się składowe czynną i bierną natężenia pola magnetycznego.

$$H_{cz} = g\dot{B} + \eta\dot{B}^5 \quad (7.4)$$

$$H_b = \alpha B + \beta B^5 \quad (7.5)$$

Korzystając z prawa przepływu oraz zależności (7.4)

$$I_{cz} = \left(g\dot{B} + \eta\dot{B}^5 \right) \frac{l}{z_1} \quad (7.6)$$

Wiadomo, że

$$U = zS \frac{dB}{dt} = zS\dot{B} \quad (7.7)$$

Uwzględniając powyższą zależność w równaniu (7.6) otrzymano:

$$I_{cz} = g \frac{l}{z_1^2 S} U + \eta \frac{l}{z_1^6 S^5} U^5 \quad (7.8)$$

Na podstawie przeprowadzonych pomiarów laboratoryjnych wykreślono charakterystykę $I_{cz} = f(U)$, którą aproksymowano funkcją postaci:

$$I_{cz} = k_1 U + k_2 U^5 \quad (7.9)$$

gdzie: k_1 [S], k_2 [S/V⁴] - współczynniki aproksymacji.
Porównując wyrażenia (7.8) i (7.9) otrzymano:

$$g[m \cdot S] = k_1 \frac{z_1^2}{l} S \quad (7.10)$$

$$\eta \left[m^9 \cdot S / V^4 \right] = k_2 \frac{z_1^6}{l} S^5 \quad (7.11)$$

Konduktancję zastępczą rdzenia wyznacza się z zależności:

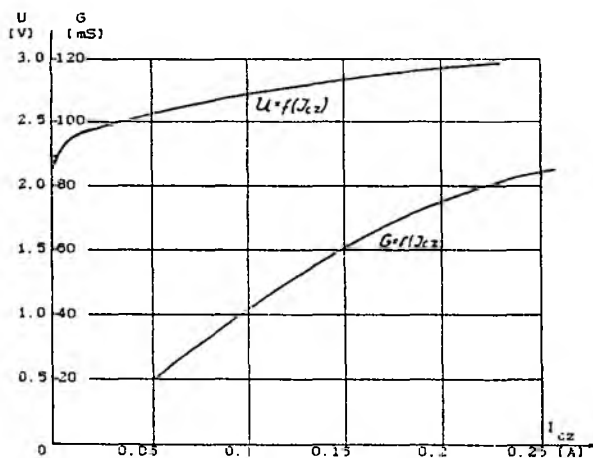
$$G = \frac{I_{cz}}{U} \quad (7.12)$$

Wyniki przeprowadzonych pomiarów i obliczeń zestawiono w tablicy 7.5, zaś ilustrację graficzną charakterystyk na rys 7.13.

Charakterystykę $I_{cz} = f(U)$ aproksymowano niepełnym wielomianem piątego stopnia zgodnie z zależnością (7.9) określając współczynniki aproksymacji $k_1 = 0,0313S$ oraz $k_2 = 0,00122 S/V^4$ [174]. Na podstawie wzorów (7.10) i (7.11) obliczono wyjściowe parametry rdzeni amorficznych VITROVAC, które wynoszą $g = 8,92 \cdot 10^{-3} m \cdot S$ oraz $\eta = 3,17075 \cdot 10^{-8} m^9 S/V^4$. Parametry te służą do odwzorowania strat rdzeniowych w modelu matematycznym magnetycznego mnożnika częstotliwości.

Tablica 7.5. Wyniki pomiarów i obliczeń charakterystyki zastępczej konduktancji badanych rdzeni amorficznych

Lp	U ₁₀	I ₁₀	P ₀	φ	cosφ	I _{cz}	G
	[V]	[mA]	[W]	°	-	[mA]	[mS]
1	2,18	6,18	-	88,53	0,026	0,161	0,074
2	2,24	12,65	-	85,6	0,077	0,974	0,435
3	2,27	25,42	-	84	0,105	2,67	1,18
4	2,31	43,62	-	76,7	0,23	10,03	4,34
5	2,43	55,43	-	72	0,309	17,13	7,05
6	2,49	83,02	-	70,5	0,334	27,73	11,1
7	2,58	150	0,138	-	0,346	51,9	20,1
8	2,66	200	0,224	-	0,398	79,6	29,9
9	2,77	250	0,366	-	0,491	122,75	44,3
10	2,7	300	0,512	-	0,576	172,8	64
11	2,89	350	0,710	-	0,619	216,65	75
12	3,15	400	0,930	-	0,672	268,8	85,3
13	3,27	450	1,176	-	0,754	339,3	104



Rys. 7.13. Charakterystyki pomiarowe $U=f(I_{cz})$ oraz zastępczej konduktancji $G=f(I_{cz})$ badanego rdzenia

7.3.3 Przenikalność magnetyczna rdzeni

W wyniku przeprowadzonych pomiarów wyznaczono początkową przenikalność magnetyczną każdego z 9 rdzeni przy natężeniu pola magnetycznego $H = 0,3 \text{ A/m}$. Pomiarów dokonano dla dwóch różnych częstotliwości obejmujących przedział częstotliwości pracy magnetycznych przetworników t.j. dla $f = 1$

kHz i $f = 10$ kHz. Wyniki pomiarów przenikalności i jej procentową zmianę w funkcji częstotliwości zestawiono w tablicy 7.6.

Tablica 7.6. Wartości zmierzonej przenikalności początkowej μ_3 dla $H = 0,3$ A/m i dwóch częstotliwości 1kHz i 10kHz rdzeni amorficznych VITROVAC 6025F

Nr rdzenia	Przenikalność μ_3		$\Delta\mu$ [%]
	1 kHz	10 kHz	
1	175300	141700	19.2
2	188900	147600	21.9
3	162700	130000	20.1
4	172100	135200	21.4
5	180100	148000	17.8
6	182400	150300	17.6
7	182300	150400	17.5
8	174000	142800	17.9
9	173700	141100	17.6
Średnio	174800	140900	19.4

7.3.4 Indukcja magnetyczna

O użyteczności materiału na rdzeń mnożnika częstotliwości przesądza m.in. wysoki udział wyższych harmoniczných indukcji. Szczególnie pożądany jest wysoki udział roboczej harmoniczných czyli trzeciej w potrajaczu i dziewiątej harmoniczných w magnetycznym dziewięciokrotniku częstotliwości. Przy odpowiednim doborze funkcji aproksymującej charakterystykę magnesowania możliwe jest analityczne określenie udziału wyższych harmoniczných indukcji. Rozwiązanie tego problemu dla funkcji aproksymującej postaci (7.2) $H = C_1 \sin C_2 B$ przedstawiono w pracy [171]. Wyprowadzono w niej zależności pozwalające wyznaczyć amplitudę trzeciej i dziewiątej harmoniczných dla zadanej amplitudy harmoniczných podstawowej i znanej charakterystyki magnesowania.

Na podstawie tych zależności [171] obliczono udział wyższych harmoniczných indukcji badanego rdzenia i zamieszczono je w tablicy 7.7.

Tablica 7.7. Wartości wyższych harmoniczných indukcyj wyznaczone analitycznie [171] dla rdzenia amorficznego VITROVAC 6025F

$\hat{B}_1$	T	0.40	0.45	0.50	0.55	0.60
$\hat{B}_3$	T	0.0082	0.0183	0.0310	0.0452	0.0691
$\hat{B}_9$	T	$2.83 \cdot 10^{-4}$	$1.17 \cdot 10^{-3}$	$2.53 \cdot 10^{-3}$	$9.05 \cdot 10^{-3}$	$1.47 \cdot 10^{-2}$

W celu zweryfikowania obliczeń przeprowadzono pomiary w układzie przedstawionym na rys. 7.10. Wyższe harmoniczne zaindukowanego napięcia zmierzono analizatorem harmoniczných Brüel & Kjer a także określono je metodą Perry'ego korzystając z zarejestrowanych przebiegów napięcia oraz programu obliczeń [174]. Na podstawie zależności (7.13) wyznaczono amplitudy pierwszej, trzeciej i dziewiątej harmoniczných indukcyj a wyniki pomiarów i obliczeń zestawiono w tablicy 7.8.

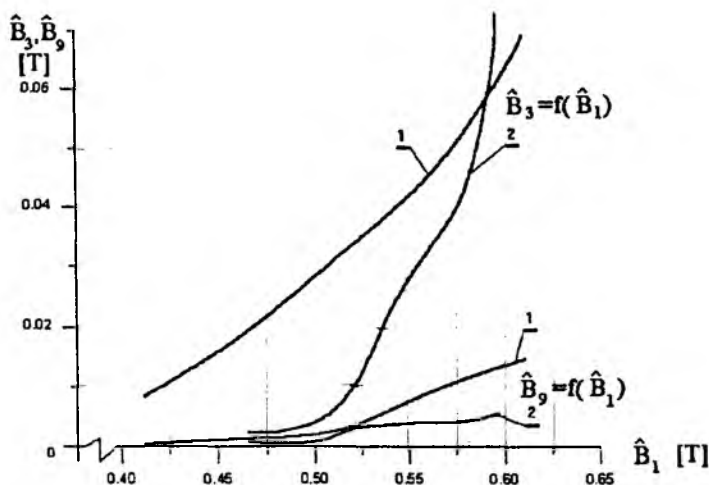
$$\hat{B}_k = \frac{U_k}{\sqrt{2} \cdot k\pi f z_2 S} \quad (7.13)$$

gdzie: k - rząd harmonicznej.

Tablica 7.8. Wyniki pomiarów i obliczeń udziałów wyższych harmoniczných w badanym rdzeniu

Lp.	U_1	U_2	U_{23}	U_{29}	$\hat{B}$	$\hat{B}$	$\hat{B}_9$
	[V]	[V]	[V]	[V]	[T]	[T]	[T]
1	2,000	0,2237	0,0030	0,0032	0,4548	0,00230	0,00082
2	2,183	0,2316	0,0070	0,0050	0,4963	0,00531	0,00126
3	2,233	0,2290	0,0124	0,0075	0,5084	0,00940	0,00280
4	2,308	0,2064	0,0259	0,0136	0,5247	0,01963	0,00339
5	2,342	0,2481	0,0323	0,0142	0,5325	0,02451	0,00358
6	2,390	0,2512	0,0393	0,0151	0,5434	0,02978	0,00382
7	2,489	0,2593	0,0536	0,0159	0,5660	0,04062	0,00402
8	2,578	0,2674	0,0960	0,0214	0,5861	0,07275	0,00541

Udział wyższych harmoniczných indukcyj wyznaczony analitycznie i z pomiarów przedstawia rys. 7.14.

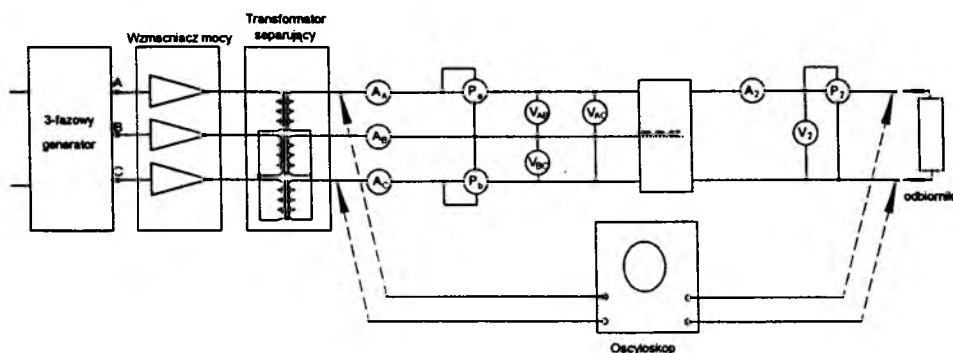


Rys. 7.14. Amplitudy trzeciej i dziewiątej harmonicznych indukcji magnetycznej w rdzeniu amorficznym VITROVAC 6025F 1 - wyznaczone analitycznie, 2 - pomierzone

Wyniki obliczeń trzeciej i dziewiątej harmonicznych indukcji wyznaczone analitycznie wykazują dość dobrą zgodność jakościową z wartościami uzyskanymi z pomiarów. Odchylenia ilościowe są raczej duże, chociaż zależności $\hat{B}_3 = f(\hat{B}_1)$ obliczone i wyznaczone analitycznie w zakresie indukcji nasycenia, przy których pracują mnożniki magnetyczne można uznać za wystarczająco zbliżone. Zależność $\hat{B}_9 = f(\hat{B}_1)$ ma zasadnicze znaczenie przy określaniu korzystnych obszarów pracy dziewięciokrotnika ze względu na wartość dziewiątej harmonicznej indukcji spełniającej tutaj rolę indukcji roboczej. Należy zaznaczyć, iż zarówno mierzone jak i wyznaczone analitycznie wartości harmonicznych indukcji przeprowadzono dla stanu jałowego mnożnika. Jak wykazano w pracach [60, 171] stan obciążenia dziewięciokrotnika nie wpływa na zmianę charakterystyki $\hat{B}_3 = f(\hat{B}_1)$. Natomiast obserwuje się oddziaływanie strony wtórnej mnożnika poprzez wpływ i zmianę dziewiątej harmonicznej indukcji na kształt i wartość amplitudy indukcji wypadkowej w stanie obciążenia. Wypadkowa indukcja dziewiątej harmonicznej posiada inną fazę i amplitudę niż w stanie jałowym. Spowoduje to zmniejszenie napięcia wyjściowego $U_9(B_9)$ w stosunku do napięcia stanu jałowego $U_{90}(B_{90})$ przy obciążeniu czynno-indukcyjnym na skutek rozmagnesowującego oddziaływania obciążenia na indukcję B_{90} . Dla obciążeń czynno-pojemnościowych obserwuje się domagnesowujący wpływ obciążenia na rdzeń w postaci zwiększonego napięcia wyjściowego U_9 w stosunku do U_{90} .

7.4. Magnetyczny dziewięciokrotnik częstotliwości zasilany napięciem podwyższonej częstotliwości

W celu określenia właściwości zbudowanego dziewięciokrotnika częstotliwości jako maszyny elektrycznej, przeprowadzono szereg prób i zdjęto charakterystyki dla różnych stanów jego pracy. Pomiarów dokonano w układzie przedstawionym na rys.7.15 bądź podobnym gdzie w miejscu trójfazowego generatora i wzmacniacza mocy zainstalowano wykonany falownik.

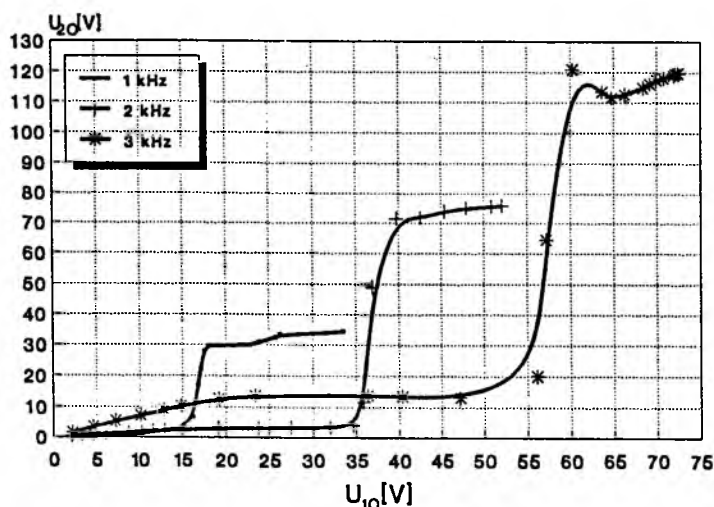


Rys. 7.15. Schemat układu pomiarowego

Układ zasilający w wersji bez falownika zawiera 3-fazowy generator o regulowanej wartości napięcia sinusoidalnego. Sygnał generatora jest wzmacniany przez wzmacniacz mocy - Pioneer Stereo Power Amplifiers M-73, RS 1000VA, No 92/4-3 KJ 9500 136 S, No 92/4-2 KJ 9500214 S. W celu eliminacji składowych stałych sygnału zastosowano zbudowany trójfazowy transformator izolacyjny o przekładni zwojowej 1:1 (20 zwojów). Do pomiarów napięcia użyto mierników cyfrowych RM5 3210. Natężenie prądu i moce mierzono za pomocą wielofunkcyjnego cyfrowego układu pomiarowego Norma D 4155 o zakresach 1 mV - 300 V, 1 μ W - 100 kW, 10 Hz - 2 MHz.

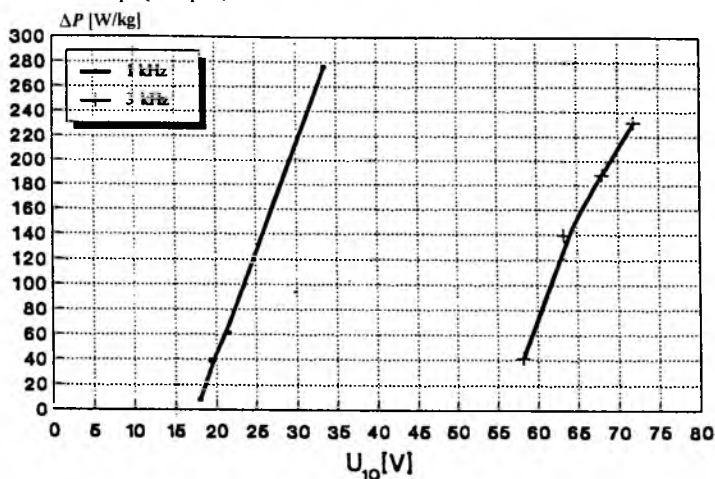
Oscylogramy prądów i napięć zostały wykonane przy użyciu cyfrowego układu pamięci Adaptor Thurlby DSA 524 oraz połączony z nim plotera X-Y Hewlett Packard. Były one również przedmiotem bezpośrednich obserwacji na ekranie oscyloskopu.

Pomiary i obserwacje przebiegów przeprowadzono dla stanu jałowego, stanu zwarcia i obciążenia mnożnika dla trzech różnych częstotliwości napięcia wejściowego 1, 2 i 3 kHz. Właściwe działanie mnożnika uwarunkowane jest przekroczeniem progowej wartości napięcia zasilającego, które wprowadza rdzeń dziewięciokrotnika w stan nasycenia. Napięcia te jak ilustruje rys.7.16 są zróżnicowane wartością częstotliwości i dla 1, 2 i 3 kHz przekraczają odpowiednio 17 V, 40 V i 60 V.



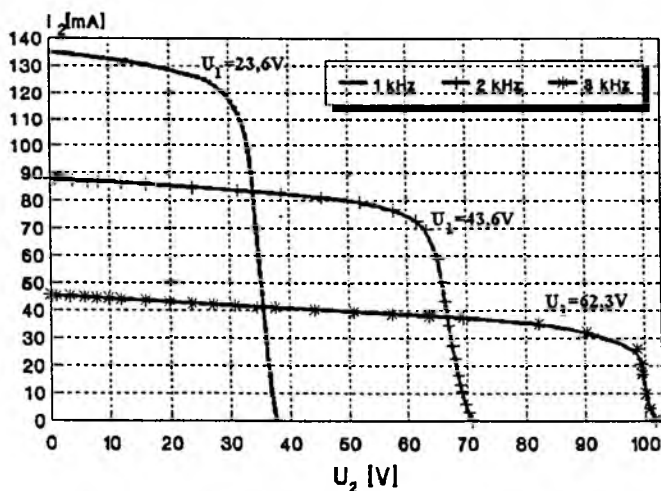
Rys. 7.16. Charakterystyki napięciowe w stanie jałowym dziewięciokrotnika

Z przeprowadzonych badań stratności rdzenia wynika brak wpływu obciążenia na jego wartość co stwierdzono przez porównanie charakterystyk stratności w stanie jałowym i stanie zwarcia (rys. 7.17). Fakt ten należy tłumaczyć decydującym wpływem pierwszej harmonicznej na wartość strat rdzeniowych. Jednostkowe straty mocy w zastosowanym w mnożniku rdzeniu zwijającym z taśmy materiału amorficznego VITROVAC 6025 F osiągają wartości kilkudziesięciu W/kg. Przy częstotliwości napięcia wejściowego 1 kHz i punkcie pracy $U_{10} = 23$ V wynoszą 80 W/kg zaś, dla $f = 3$ kHz, $U_{10} = 62$ V – $\Delta P = 90$ W/kg. Straty te rosną wraz ze wzrostem napięcia zasilającego mnożnik ale mimo znacznych wartości częstotliwości nie stwierdzono grzania się rdzeni w badanych zakresach napięć i prądów.

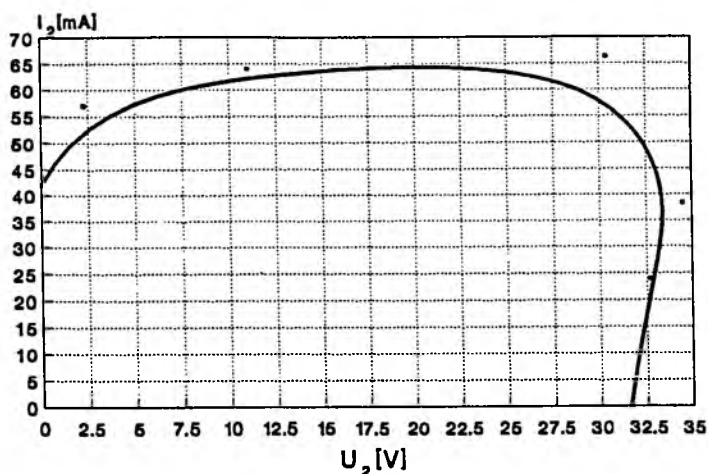


Rys. 7.17. Stratność w funkcji napięcia zasilającego w stanie jałowym mnożnika

Na podstawie pomiarów zdjęto charakterystyki zewnętrzne dla obciążenia rezystancyjnego (rys.7.18) oraz pojemnościowego (rys. 7.19).



Rys. 7.18. Charakterystyka zewnętrzna dziewięciokrotnika dla obciążenia rezystancyjnego

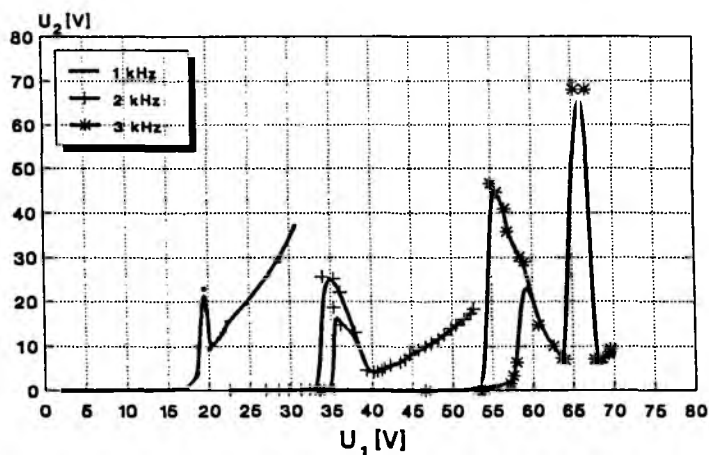


Rys. 7.19. Charakterystyka zewnętrzna dziewięciokrotnika dla obciążenia pojemnościowego

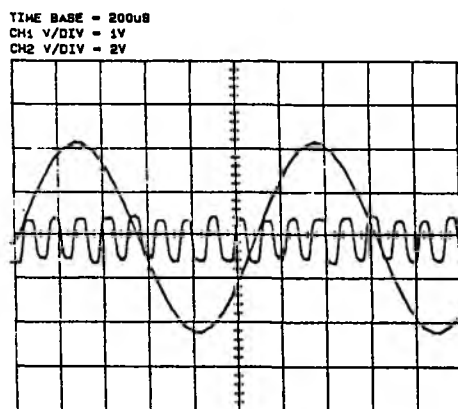
Obserwuje się sztywne charakterystyki zewnętrzne dla obciążenia rezystancyjnego z napięciem wyjściowym ok. 35V dla częstotliwości wyjściowej 9kHz oraz ok. 65V dla $f=18kHz$. Przy częstotliwościach powyżej 20kHz stwierdzono generowanie się w układzie zakłóceń akustycznych. Przy obciąże-

niu pojemnościowym zgodnie z teoretycznymi wynikami uzyskanymi przy zastosowaniu wyprowadzonego modelu matematycznego mnożnika stwierdza się niestabilne obszary pracy i histerezyowe charakterystyki napięciowe napięcia wyjściowego w funkcji napięcia zasilającego dziewięciokrotnik (rys. 7.20).

Obserwowane niestabilności dotyczą jedynie obciążeń pojemnościowych i są następstwem zjawisk ferorezonansowych w układzie. Stwierdzono poprawność działania urządzenia, o czym świadczą m.in. prezentowane przebiegi (rys. 7.21) wybrane spośród licznie zgromadzonych oscylogramów zawartych w pracy [174].

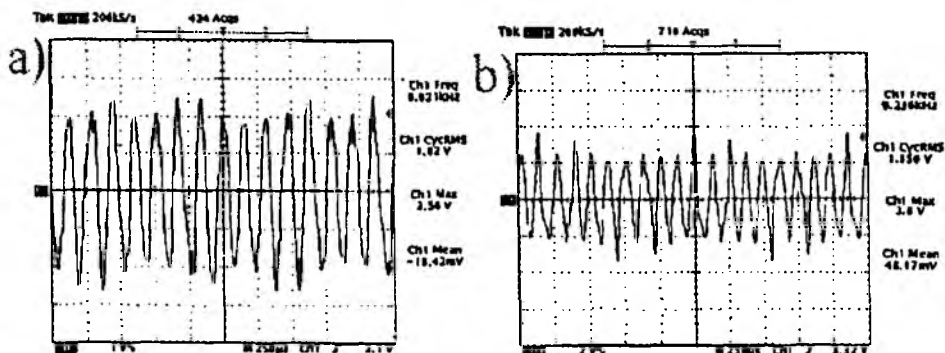


Rys.7.20. Napięcie wyjściowe w funkcji napięcia zasilającego dziewięciokrotnika obciążony pojemnością $C = 100 \text{ nF}$

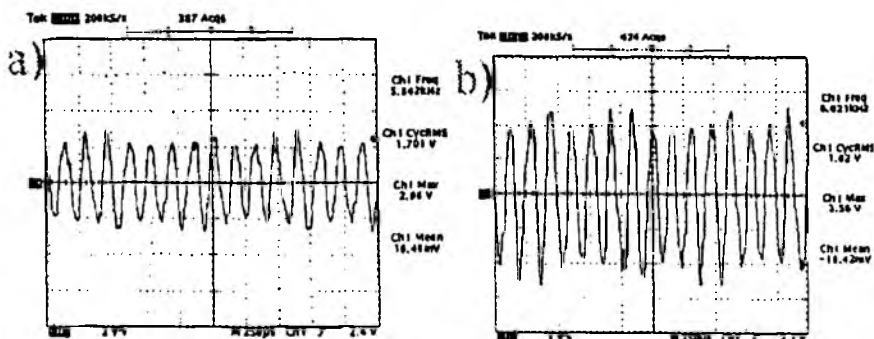


Rys. 7.21. Oscylogram fazowego napięcia U_1 zasilającego dziewięciokrotnik i napięcia wtórnego U_2 dla $f = 1 \text{ kHz}$ przy obciążeniu rezystancyjno-pojemnościowym $R = 100 \, \Omega$, $C = 47 \text{ nF}$, $U_1 = 27,1 \text{ V}$, $U_2 = 8 \text{ V}$, $I_1 = 0,5 \text{ A}$

W przypadku zasilania badanego dziewięciokrotnika przez falownik, układ również działa prawidłowo generując napięcie podwyższonej częstotliwości o przebiegach prezentowanych na poniższych oscylogramach.



Rys. 7.22. Oscylogramy napięcia wyjściowego hybrydowego układu przetwarzania częstotliwości w stanie jałowym dla: a) $f_{wy} = 9936$ Hz, b) 9236 Hz



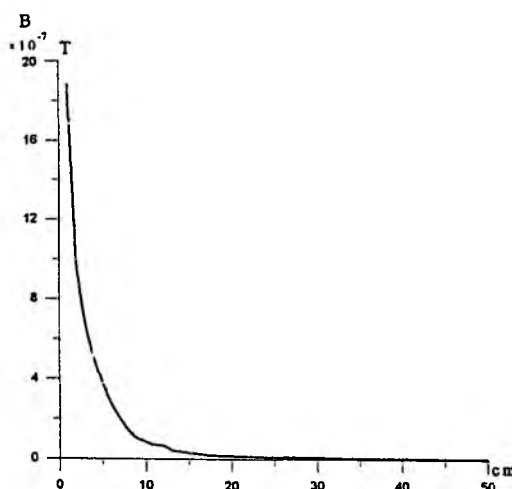
Rys. 7.23. Oscylogramy napięcia wyjściowego hybrydowego układu przetwarzania częstotliwości dla: a) obciążenia RL, $f = 5842$ Hz, b) obciążenia RC, $f = 6021$ Hz, $R = 5512 \Omega$, $C = 0,185 \mu F$

Z uwagi na podwyższoną częstotliwość napięcia generowanego przez układ hybrydowy, dokonano pomiaru wartości pól magnetycznych w jego otoczeniu. Pomiary przeprowadzono cyfrowym miernikiem pola magnetycznego TRACER MR 100S, odczytując wartości indukcji magnetycznej w funkcji odległości od badanego m.9.cz. zasilanego napięciem 22 V z falownika i obciążonego odbiornikiem rezystancyjnym o wartości $R = 5 \text{ k}\Omega$.

Częstotliwość napięcia wyjściowego wynosiła 10,2 kHz. Ilustrację wyników pomiarów zestawionych w tablicy 7.9 przedstawia rys. 7.24.

Tablica 7.9. Wartości indukcji magnetycznych w funkcji odległości

l cm	B $\times 10^{-7} \text{ T}$	l cm	B $\times 10^{-7} \text{ T}$	l cm	B $\times 10^{-7} \text{ T}$	l cm	B $\times 10^{-7} \text{ T}$
1	18,85	14	0,39	27	0,120	40	0,068
2	9,70	15	0,31	28	0,105	41	0,066
3	6,75	16	0,29	29	0,108	42	0,057
4	5,00	17	0,23	30	0,104	43	0,051
5	3,75	18	0,20	31	0,100	44	0,043
6	2,70	19	0,198	32	0,092	45	0,039
7	1,98	20	0,183	33	0,080	46	0,037
8	1,40	21	0,172	34	0,077	47	0,036
9	1,03	22	0,161	35	0,075	48	0,035
10	0,85	23	0,149	36	0,074	49	0,034
11	0,70	24	0,137	37	0,073	50	0,032
12	0,67	25	0,129	38	0,071	51	0,031
13	0,45	26	0,126	39	0,069	52	0,031



Rys.7.24. Indukcja magnetyczna w funkcji odległości od źródła zakłóceń - hybrydowego układu przetwarzania częstotliwości

Dla porównania otrzymanych wyników w tablicy 7.10 zestawiono typowe wartości pól magnetycznych dla linii wysokiego napięcia, monitorów komputerowych, odbiorników telewizyjnych i innych elektrycznych odbiorników domowych.

Mimo stwierdzonych zewnętrznie odczuwalnych zakłóceń w postaci słyszalnych efektów dźwiękowych przy częstotliwościach napięcia zasilającego m.9.cz. większych od 1,5 kHz (f napięcia wyjściowego > 13 kHz), oraz zarejestrowanych zakłóceń odbioru fal radiowych, z porównania typowych wartości indukcji magnetycznych np. w odległości 30 cm od źródła pola, stwierdza się znikomą wartość ok. $0,1 \times 10^{-7}$ T wobec $(5-10) \times 10^{-7}$ T dla minitora komputerowego czy odbiornika telewizyjnego.

Tablica 7.10. Typowe wartości pól magnetycznych

Źródło pola	Indukcja [$\cdot 10^{-7}$ T]	Odległość
Monitor lub komputer	5-10	30cm
	1-5	60cm
Linie wysokiego napięcia	5-200	30m
Kuchnie mikrofalowe	10-50	30cm
	3-10	60cm
Koce elektryczne	10-100	1.5cm
Radiobudzik	1-10	30cm

7.5. Weryfikacja modelu matematycznego

W celu przeprowadzenia weryfikacji obliczeń opartych na przyjętym modelu matematycznym dziewięciokrotnika porównano jego pomiarowe i obliczeniowe charakterystyki napięciowe, uzyskane na drodze analizy teoretycznej (rozdziały 5 i 6). Rozpatrzono przypadek obciążenia dziewięciokrotnika odbiornikiem pojemnościowym $C = 2,7 \mu\text{F}$. Do przeprowadzenia ostatecznych obliczeń użyto zdefiniowanych wcześniej zależności zestawionych w tablicach 5.1 i 5.2, oraz wyznaczonych na drodze pomiarowej współczynników aproksymacji:

$$\alpha = 3,535 \text{ A/m} \cdot \text{T}$$

$$\beta = 36,88 \text{ A/m T}^5$$

$$g = 8,92 \cdot 10^{-3} \text{ m} \cdot \text{S}$$

Obliczono następnie wartości $\bar{\alpha}$ i $\bar{\beta}$ dla rozpatrywanego mnożnika.

$$\begin{aligned}\bar{\alpha} &= \frac{\alpha l}{81 \omega z_w^2 S} = \frac{3,535 \cdot 6,44 \cdot 10^{-2}}{81 \cdot 314 \cdot 47^2 \cdot 36 \cdot 10^{-6}} \frac{\text{A} \cdot \text{m} \cdot \text{s}}{\text{m} \cdot \text{T} \cdot \text{m}^2} = \\ &= 1,12554 \cdot 10^{-4} \frac{\text{A} \cdot \text{s} \cdot \text{m}^2}{\text{V} \cdot \text{s} \cdot \text{m}^2} = 1,126 \cdot 10^{-4} \text{ S}\end{aligned}\quad (7.14)$$

$$\begin{aligned}\bar{\beta} &= \frac{\beta l}{(9 z_w)^6 (\omega S)^5} = \frac{36,88 \cdot 6,44 \cdot 10^{-2}}{(9 \cdot 47)^6 \cdot (314 \cdot 36 \cdot 10^{-6})^5} \frac{\text{A} \cdot \text{m} \cdot \text{s}^5}{\text{m} \cdot \text{T}^5 \cdot \text{m}^{10}} = \\ &= 2,24 \cdot 10^{-6} \frac{\text{A}}{\text{V}^5}\end{aligned}\quad (7.15)$$

W konkretnym przypadku odbiornika o pojemności $2,7 \mu\text{F}$ wartość X wynosi:

$$\begin{aligned}X &= 9 \omega C_o - \bar{\alpha} - \bar{\alpha}_x - \frac{1}{9 \omega L_o} = 9 \cdot 314 \cdot 2,7 \cdot 10^{-6} \frac{\text{F}}{\text{s}} - 1,126 \cdot 10^{-4} \text{ S} = \\ &= 7,6302 \cdot 10^{-3} \frac{\text{A} \cdot \text{s}}{\text{V} \cdot \text{s}} - 1,126 \cdot 10^{-4} \text{ S} = 7,518 \cdot 10^{-3} \text{ S}\end{aligned}\quad (7.16)$$

$$\sqrt[4]{\frac{2X}{5\bar{\beta}}} = \sqrt[4]{\frac{2 \cdot 7,518 \cdot 10^{-3} \text{ S} \cdot \text{V}^5}{5 \cdot 2,24 \cdot 10^{-6} \text{ A}}} = 6,05 \text{ V}\quad (7.17)$$

Wyrażenia określające wartości skuteczne napięcia zasilającego i wtórnego, obliczono z zależności (5.31):

$$U_1 = \sqrt{3} E = \frac{\sqrt{3}}{3} \frac{z_1}{z_w} \sqrt{\frac{2X}{5\bar{\beta}}} Z = \frac{\sqrt{3}}{3} \cdot \frac{37}{47} \cdot 6,05 \text{ Z} [\text{V}] = 2,748 \text{ Z} [\text{V}]\quad (7.18)$$

$$U_9 = 9 E_0 = 9 \cdot \sqrt[4]{\frac{2X}{5\bar{\beta}}} Y = 9 \cdot 6,05 \text{ Y} [\text{V}] = 54,45 \text{ Y} [\text{V}]\quad (7.19)$$

Dla obciążenia czysto pojemnościowego przyjęto współczynnik $P = \frac{G_1}{X} = 0_c$.

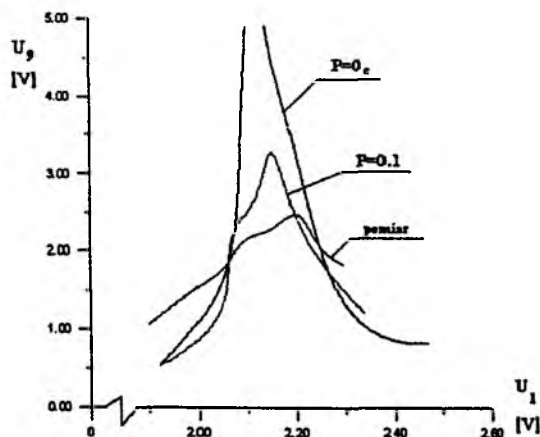
W tablicy 7.11 zestawiono obliczone numerycznie wartości X , Y dla przypadku

$P = 0_c$ (rozdział 5) oraz odpowiadające im wartości napięć U_1 i U_9 . Zawarto w niej również wartości tych napięć określonych na drodze pomiarowej.

Tablica 7.11. Wartości obliczonych i zmierzonych napięć m.9.cz. obciążonego pojemnościowo $C = 2,7 \mu F - P = 0_c$

Obliczenia				Pomiar	
Z	Y	U_1	U_9	U_1	U_9
-	-	V	V	V	V
0,6995	0,01	1,92	0,54	1,90	1,05
0,7467	0,03	2,05	1,63	1,95	1,31
0,7625	0,07	2,09	3,81	2,00	1,54
0,7637	0,09	2,10	4,90	2,05	1,77
0,7800	0,09	2,14	4,90	2,10	2,15
0,8000	0,06	2,20	3,27	2,15	2,28
0,8500	0,02	2,33	1,09	2,20	2,47
0,8700	0,016	2,39	0,87	2,25	2,05
0,9000	0,015	2,47	0,82	2,30	1,82

Porównanie wyznaczonej analitycznie charakterystyki napięciowej $U_9 = f(U_1)$ dla przypadku obciążenia idealnie pojemnościowego $P = 0_c$ i charakterystyki pomiarowej przedstawiono na rys. 7.25.



Rys. 7.25. Charakterystyki napięciowe magnetycznego dziewięciokrotnika częstotliwości obciążonego pojemnościowo $C = 2,7 \mu F$, pomiarowe i obliczeniowe dla $P = 0_c$ i z uwzględnieniem strat rdzeniowych $P = 0,1$

Charakterystyka obliczeniowa z punktu widzenia jakościowego ma zbliżony kształt do przebiegów uzyskanych podczas badań eksperymentalnych w rzeczywistym układzie fizycznym. W pewnych przedziałach występuje również

zgodność według kryteriów ilościowych. Zastosowana metoda pozwala z dokładnością obarczoną kilkunastoprocentowym błędem względnym określić wartość napięcia pierwotnego U_1 przy której występuje maksimum napięcia wtórno. Główne rozbieżności wyników obliczeniowych i pomiarowych dotyczą określenia maksymalnej wartości napięcia wyjściowego $U_{9\max}$. Powodem tego jak należy przypuszczać jest założenie o bezstratności mnożnika. Dlatego wprowadzono korektę uwzględniającą straty rdzeniowe poprzez wykorzystanie określonego wcześniej w rozdziale 7.3.2 parametru g . Zgodnie z definicją wielkości G_t określonej w tablicy 5.1

$$G_t = G_o + \frac{g l}{9z_w^2 S} = \frac{8,92 \cdot 10^{-3} \cdot 0,0644 \text{ m} \cdot \text{S} \cdot \text{m}}{9 \cdot 47^2 \cdot 36 \cdot 10^{-6} \text{ m}^2} = 8,03 \cdot 10^{-4} \text{ S} \quad (7.20)$$

Wtedy mimo teoretycznie idealnie pojemnościowego charakteru obciążenia współczynnik $P = \frac{G_t}{X}$ jest różny od zera i wynosi

$$P = \frac{8,03 \cdot 10^{-4} \text{ S}}{7,518 \cdot 10^{-3} \text{ S}} = 0,106 \approx 0,1 \quad (7.21)$$

Zgodnie z rozważaniami rozdziału 5.4.1 parametr P można identyfikować tutaj z konwencjonalnym współczynnikiem mocy odbiornika $P = \cos \phi_0 = 0,1$. Korzystając z obliczonych numerycznie wartości Z i Y dla $P = 0,1$ oraz wcześniej określonych zależności (7.18) i (7.19) w tablicy 7.12 zestawiono wartości obliczonych napięć U_1 i U_9 , które w ujęciu graficznym ilustruje również rysunek 7.25.

Tablica 7.12. Wartości obliczonych napięć m.9.cz. obciążonego pojemnościowo $C = 2,7 \mu\text{F}$ z uwzględnieniem strat rdzeniowych $P = 0,1$

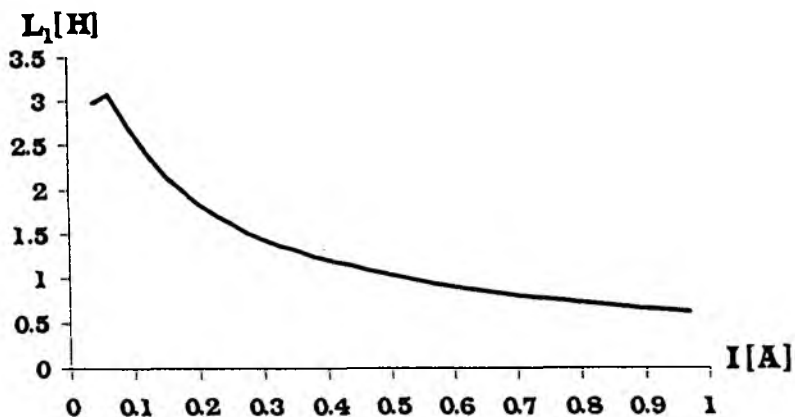
Z	Y	U_1	U_9
-	-	V	V
0,699	0,01	1,92	0,54
0,742	0,02	2,03	1,08
0,749	0,03	2,06	1,63
0,755	0,04	2,07	2,18
0,770	0,05	2,12	2,72
0,782	0,06	2,15	3,27
0,800	0,045	2,20	2,45
0,850	0,022	2,34	1,20

Z porównania charakterystyk $U_0 = f(U_1)$ pomiarowej i obliczeniowej dla $P = 0,1$ przedstawionych na rys. 7.25 wynika duża zgodność zarówno w kryteriach jakościowych jak również ilościowych. Maksymalny błąd dotyczy nadal określenia wartości maksymalnej napięcia wyjściowego ale nie przekracza poziomu 24%. Niedokładność wyliczonej wartości napięcia pierwotnego przy której występuje maksimum napięcia wtórnego wynosi mniej niż 10%. Tak więc korekta wprowadzona poprzez uwzględnienie strat rdzeniowych w modelu matematycznym badanego dziewięciokrotnika częstotliwości przynosi istotną poprawę dokładności.

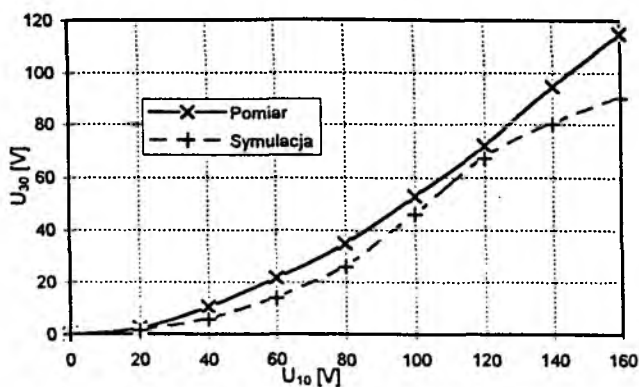
7.6. Weryfikacja eksperymentalna symulacji komputerowych

Symulacje pracy magnetycznych mnożników częstotliwości uwięczone zostały nie tylko pomyślnymi wynikami natury jakościowej przedstawionymi w rozdziale 6 ale również natury ilościowej co stanowi dopiero o ich pozytywnej weryfikacji. Oczywiście odwzorowanie to posiada określoną dokładność w zależności od użytego symulatora i przyjętego modelu układu. Przeprowadzono symulację rzeczywistych urządzeń tj. potrajacza, pięciokrotnika i dziewięciokrotnika częstotliwości poprzez wykreślenie ich charakterystyk napięciowych w stanie jałowym $U_{wy} = f(U_{we})$ a następnie porównano je z odpowiednimi charakterystykami pomiarowymi.

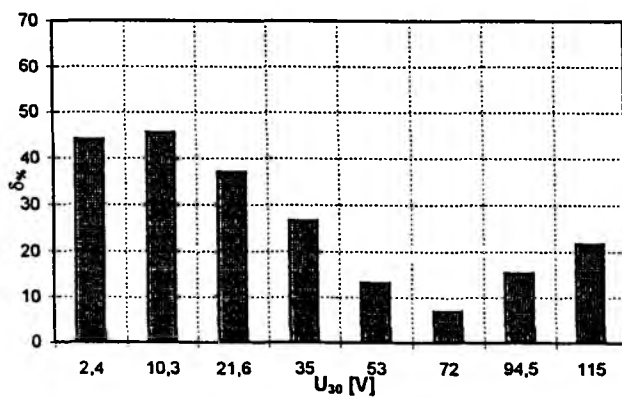
Ujmując chronologicznie pierwszą próbę symulacji zastosowano dla rzeczywistego potrajacza przy użyciu języka PCNAP i modelu urządzenia, którego schemat przedstawia rys. 6.2. W tym celu zdjęto charakterystykę indukcyjności własnej uzwojenia pierwotnego jednego z transformatorów w funkcji prądu płynącego przez to uzwojenie $L(1)1 = f(I)$ (rys.7.26) w całym zakresie zmian napięcia roboczego. Następnie ze wzoru 6.1 określono jak zmienia się wartość indukcyjności wzajemnej $M(1)12$ w tym zakresie. Do samego modelu symulacji nie wykorzystano jednak zależności $M(1)12$ w funkcji prądu, lecz w funkcji napięcia przyłożonego do zacisków uzwojenia pierwotnego. Dodatkowo wzbogacono model wprowadzając parametr rzeczywistej zmierzonej rezystancji uzwojenia jak również element symulujący straty w rdzeniu. Uruchamiając program, uzyskano charakterystykę napięciową $U_{30} = f(U_{10})$, którą porównano następnie z rzeczywistą charakterystyką pomiarową.



Rys. 7.26. Charakterystyka zmian indukcyjności w funkcji prądu $L_1 = f(I)$ uzwojenia pierwotnego potrajacza



Rys. 7.27. Porównanie pomiarowej i symulacyjnej charakterystyki napięciowej potrajacza w stanie jałowym



Rys. 7.28. Błąd względny symulacji

Trzeba zaznaczyć, że do określenia zależności współczynnika indukcyjności wzajemnej M_{12} wykorzystano tylko przebieg zmian indukcyjności własnej uzwojenia pierwotnego L_1 w funkcji wymuszenia. Do pełnego odwzorowania fizycznego modelu potrająca należałoby zmierzyć zmiany indukcyjności po stronie wtórnej L_2 jednego z transformatorów. Dla poprawienia dokładności symulacji można również wzbogacić zaprezentowany model o dodatkowe elementy odzwierciedlające reaktancję rozproszenia oraz pojemności międzyzwojowe transformatorów. Jednak najtrudniej byłoby uwzględnić w symulacji zjawisko histerezy magnetycznej i związanych z tym strat w materiale magnetycznym oraz strat powstałych na skutek indukowania się prądów wirowych w rdzeniu. W programie POTR_1.TXT [175] wprowadzono wprowadzić nieliniowy element FRU, który ma symulować ogólne straty w rdzeniu magnetycznym, lecz jest to raczej zgrubne odzwierciedlenie badanego zjawiska. Wartości tego elementu jako rezystancji strat rdzeniowych zostały wyznaczone doświadczalnie na konkretnym modelu fizycznym. W celu dokładniejszego odwzorowania tych zjawisk należałoby je opisać równaniami matematycznymi i wprowadzić do programu. Poprzestano jednak na tym, z uwagi na zastosowanie lepszych metod symulacji, opisanych dalej.

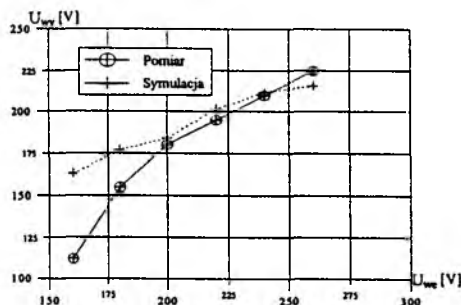
Druga próba dotyczy symulacji pracy pięciokrotnika częstotliwości z użyciem modelu transformatora przedstawionego na rys. 6.10 i symulatora PCNAP. Jest ona bardziej naturalna niż opisana wyżej, ponieważ do wyznaczenia charakterystyki $L = f(i)$ nie wymaga pomiarów. Korzysta natomiast z praktycznie często stosowanej aproksymacji, katalogowej krzywej magnesowania rdzenia funkcją hiperboliczną $H = C_1 \operatorname{sh} C_2 B$ i wzoru 6.2, który dla badanego materiału ($C_1 = 3,1421 \text{ A/m}$, $C_2 = 4,4167 \text{ 1/T}$) przyjmuje postać:

$$L = \frac{1}{\sqrt{450i^2 + 0,1}} \quad (7.22)$$

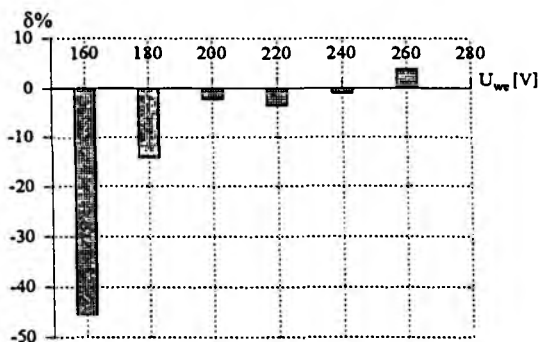
Porównanie uzyskanych w ten sposób charakterystyk napięciowych symulacyjnej i pomiarowej przedstawiono w tablicy 7.13 oraz na rysunkach 7.29 i 7.30.

Tablica 7.13 Wartości napięć z symulacji i z pomiaru dla pięciokrotnika w stanie jałowym

U_{WE}	U_{WY}		δ
	pomiar	symulacja	
V	V	V	%
160	112	163	-45,5
180	155	177	-14,2
200	180	184	-2,2
220	195	202	-3,5
240	210	212	-0,9
260	225	216	4,0



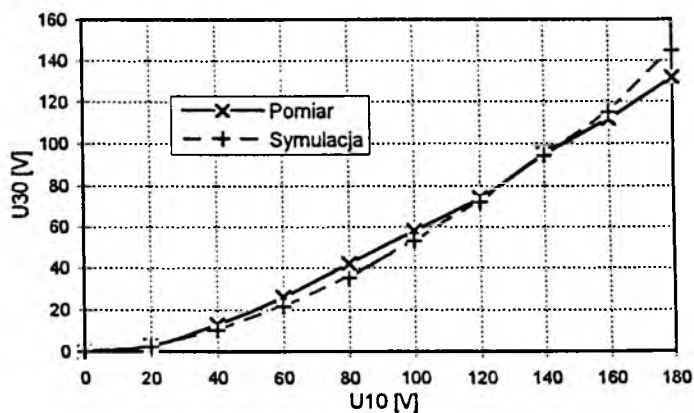
Rys. 7.29. Zależność napięcia wyjściowego od napięcia wejściowego dla stanu jałowego pięciokrotnika



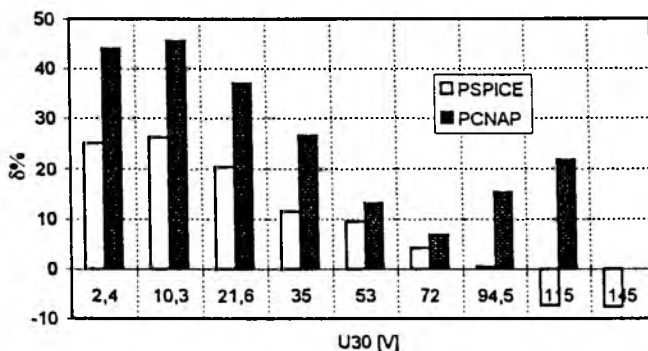
Rys. 7.30. Wykres błędów względnych

Największy błąd występuje dla napięć $U_{we} \leq 180$ V. Jest to spowodowane niedoskonałością aproksymacji krzywej magnesowania za pomocą funkcji hiperbolicznej, która nie uwzględnia dokładnie początkowego przegięcia charakterystyki $B = f(H)$ [42]. W przedziale napięć 200 - 260 V błąd względny nie przekracza 4% a nawet schodzi poniżej 1% dla napięcia 240 V. Powyższy model można więc traktować jako stosunkowo dokładny, szczególnie, co jest zaletą w zakresie napięć roboczych mnożnika. Problem histerezy magnetycznej i strat wiropądowych pozostaje jednak nadal nie rozwiązany.

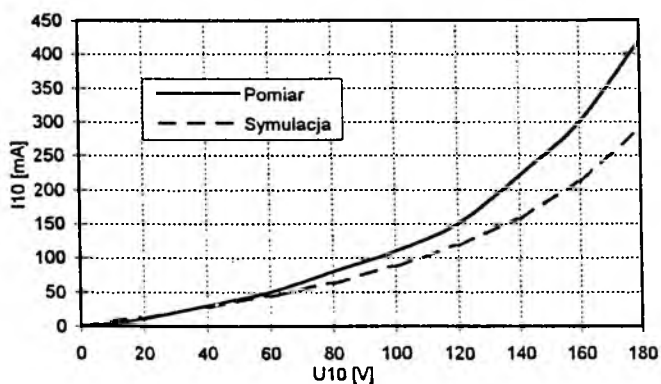
Dalsze próby symulacji przeprowadzono z użyciem programu PSPICE opisanym w rozdziałach 4.2 i 6.3. W pierwszej kolejności obiektem badań był m.3.cz., ten sam model fizyczny dla którego wyniki symulacji w języku PCNAP podano wyżej. Otrzymane charakterystyki oraz porównanie błędu względnego dla tych dwóch symulatorów przedstawiono na rysunkach 7.31, 7.32, 7.33 i 7.34.



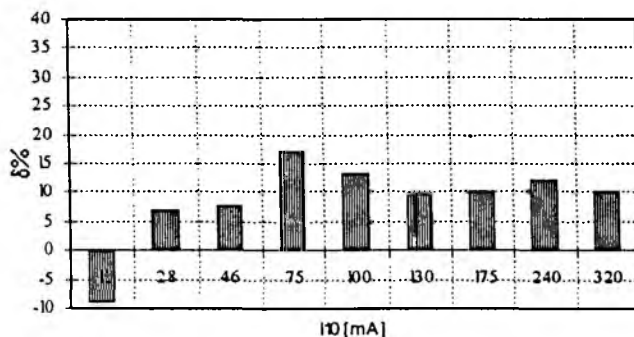
Rys. 7.31. Porównanie charakterystyk napięciowych potrajacza pomiarowej i symulowanej w języku PSPICE



Rys. 7.32. Porównanie błędu względnego symulacji przy użyciu języków PSPICE i PCNAP



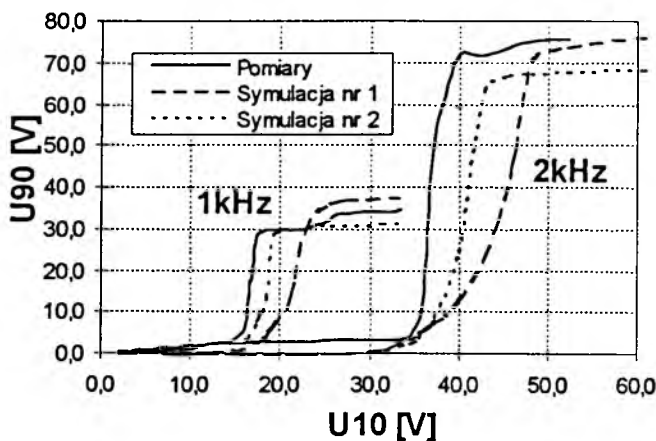
Rys. 7.33. Charakterystyka prądowo-napięciowa potrajacza w stanie jałowym



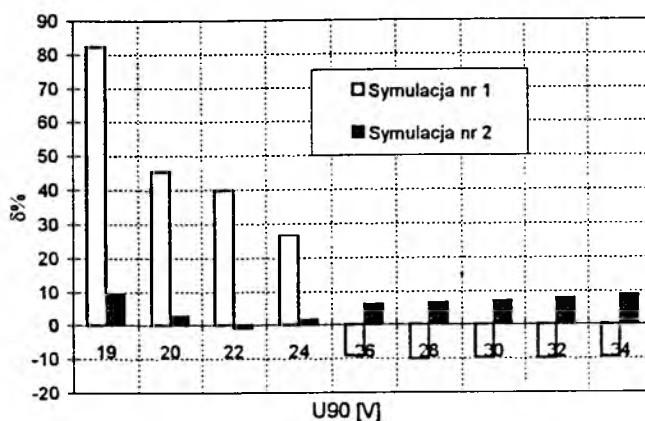
Rys. 7.34. Błąd względny symulacji charakterystyk prądowo-napięciowych potrajacza

Z porównania prezentowanych charakterystyk potrajacza wynika duża dokładność symulacji przy użyciu języka PSPICE i jego przewaga nad programem PCNAP (rys. 7.32). Maksymalny błąd względny dla charakterystyk napięciowych jest dość duży ($< 25\%$) jedynie w wąskim zakresie małych napięć wyjściowych, gdy mnożnik nie pracuje jeszcze we właściwym sobie stanie nasycenia rdzenia, natomiast w szerokim zakresie roboczych napięć wyjściowych $60 \div 140$ V nie przekracza kilku procent (w zakresie $60 \div 100$ V – $\delta < 5\%$). Poprawne wyniki były zachętą do dalszych prób odwzorowania bardziej skomplikowanego układu jakim jest m.9.cz. zasilany ponadto napięciem podwyższonej częstotliwości 1 kHz czy 2 kHz. Rysunek 7.35 przedstawia kolejne etapy poprawy dokładności symulacji w stosunku do rzeczywistego modelu dziewięciokrotnika.

Symulacja nr 1 została przeprowadzona dla parametrów modelu rdzenia poprawnie zdefiniowanych dla jego geometrii, natomiast dla zgrubnie określonych parametrów materiałowych na podstawie katalogowej, statycznej pętli histerezy [79] (rys. 7.8.a). W następnym kroku (symulacja nr 2) wykorzystano dostarczoną bezpośrednio z wytwórni Vacuumschmelze dynamiczną pętlę histerezy magnetycznej dla zastosowanego materiału rdzeniowego VITROVAC 6025 F, zdjętą przy częstotliwości 1 kHz (rys. 7.8.b). Pozwoliło to na znaczne przybliżenie charakterystyk, symulacyjnej i pomiarowej, wyrażone zaledwie kilkuprocentowym błędem względnym w całym przedziale roboczych napięć dziewięciokrotnika. Można zaobserwować, że dla częstotliwości 2 kHz charakterystyki są bardziej rozbieżne. Powodem jest fakt opisanego symulowanego dziewięciokrotnika parametrami materiałowymi dla 1 kHz.



Rys. 7.35. Charakterystyki napięciowe dziewięciokrotnika w stanie jałowym



Rys. 7.36. Błąd względny symulacji charakterystyk napięciowych dziewięciokrotnika zasilanego napięciem o częstotliwości 1 kHz

Podsumowując rezultaty przeprowadzonych symulacji programem PSPICE należy stwierdzić jego przewagę nad wykorzystywanymi wcześniej symulatorami i to zarówno w dokładności otrzymywanych wyników jak i możliwościach samego programu. Dalszej poprawy dokładności należałoby szukać w zastosowaniu modelu rdzenia, który uwzględniałby zjawisko występowania strat wirowych, co ma szczególne znaczenie zwłaszcza przy symulacji układów zasilanych źródłami podwyższonej częstotliwości. PSPICE jest jedynym progra-

mem, który umożliwił symulację skomplikowanego elektromagnetycznego układu dziewięciokrotnika częstotliwości, czego inne dostępne symulatory nie były w stanie zapewnić. Dokładność otrzymanych wyników dowodzi o skuteczności zastosowania pakietu PSPICE nie tylko dla samej prezentacji zasady działania m.m.cz. ale również do odwzorowania pracy ich rzeczywistych modeli fizycznych w małych kilkuprocentowych granicach błędu.

8. WNIOSKI I PODSUMOWANIE

8.1. Wnioski

Przeprowadzone rozważania teoretyczne oraz badania laboratoryjne fizycznego modelu hybrydowego układu przetwarzania częstotliwości wskazują na poprawność jego pracy i pozwalają na wysunięcie szeregu wniosków natury ogólnej jak też bardziej szczegółowych. Zgodnie z celem rozprawy akcent poznawczy położony został na drugim stopniu układu jakim jest magnetyczny przetwornik częstotliwości. Mając na uwadze złożoność obiektu, jego nieliniowość oraz nowatorstwo tematyki, zaznaczonej w literaturze technicznej jedynie badaniami eksperymentalnymi naukowców japońskich, należy podkreślić otwartość problematyki i zasygnalizować kierunki dalszych badań naukowych w tej dziedzinie.

Rozważania niniejszego opracowania uwzględniające kolejność ich prezentacji prowadzą do następujących wniosków:

- Do realizacji pierwszego stopnia kaskady wybrano trójfazowy tranzystorowy falownik napięciowy pracujący w układzie mostkowym. Charakteryzuje go prostota i pewność działania w szerokim zakresie zmian wielkości obciążenia i jego różnorodności. Jest przystosowany do pracy w dużym przedziale częstotliwości i znacznym zakresie mocy (w granicach kilkudziesięciu kilowatów), przy jednoczesnym zapewnieniu małych gabarytów. Częstotliwość napięcia wyjściowego zbudowanego falownika może być regulowana w zakresie 60÷1140 Hz. Maksymalną moc układu określają, podane przez producenta, parametry zastosowanych tranzystorów: dopuszczalne napięcie kolektor-emiter 1000V, prąd ciągły kolektora 27A przy temperaturze pracy 85°C. Moc jaką można pobrać jest więc znaczna i z dużym zapasem wystarczająca do zasilania zbudowanego modelu magnetycznego dziewięciokrotnika częstotliwości. Do sterowania tranzystorów mocy falownika zastosowano metodę modulacji szerokości impulsów, wykorzystując technikę

cyfrową, która przyczynia się do znikomego poboru mocy do zasilania układu jak również jego miniaturyzacji. Zwiększenie zakresu regulowanej częstotliwości a także niezbyt dużego przedziału regulacji napięcia wyjściowego falownika jest możliwe poprzez zastąpienie w układzie sterowania modulatora HEF 4752. Wymaga to jednak użycia kosztowniejszego układu o większej skali integracji. Zaletą zbudowanego falownika jest wbudowany w moduł mocy prostownik który pozwala na zasilanie pierwszego stopnia hybrydy dowolnie jedno- lub trójfazowym napięciem przemiennym jak też napięciem stałym.

- Drugi stopień układu hybrydowego, zgodnie z jego koncepcją, stanowi magnetyczny mnożnik częstotliwości (m.m.cz.), który w konkretnym modelu fizycznym jest dziewięciokrotnikiem. Z uwagi na niespotykany dotąd obszar pracy mnożnika w przedziałach częstotliwości rzędu kilku kiloherców oraz wynikający z jego zasady działania konieczny warunek pracy w zakresie indukcji nasycenia występują zdecydowanie większe rygory wymagań technologicznych wobec rdzenia. W tej sytuacji pojawia się potrzeba wnikliwego wyboru materiału magnetowodu. Na podstawie przeprowadzonej analizy porównawczej wyselekcjonowano amorficzny materiał magnetyczny niemieckiej firmy Vacuumschmelze pod handlową nazwą Vitrovac 6025 F. Alternatywnie równoważnymi właściwościami może być rdzeń amorficzny Metglas 2714A produkowany przez amerykańską firmę Allied Signal Inc. Materiały te charakteryzują się wymaganą szczególnie niską stratnością, która według danych katalogowych wynosi 0,01-0,02 W/kg dla indukcji nasycenia i częstotliwości 50 Hz, podczas gdy tradycyjne blachy elektrotechniczne w takich warunkach znamionuje stratność o wartości około 1 W/kg i większej. Pewien mankament wybranego materiału rdzeniowego stanowi relatywnie niska indukcja nasycenia dochodząca do wartości 0,55 T. Staje się to powodem ograniczeń wielkości transformowanej energii elektrycznej przy określonych gabarytach urządzenia. Z drugiej strony stanowi to zaletę polegającą na zmniejszaniu bardzo istotnej tutaj wielkości strat rosnących wraz ze wzrostem indukcji magnetycznej. Ponadto zgodnie ze światowymi trendami energooszczędności, w dziedzinie transformatorów preferuje się niski wskaźnik skapitalizowanych kosztów przesyłu energii, co również jest związane z małą wartością indukcji. Jest to istotne szczególnie w większych jednostkach energetycznych mnożników, a takie właśnie zakłada model docelowy. Ważną zaletą wybranego materiału jest duża prostokątność jego charakterystyki magnesowania. Cecha ta stanowi o ograniczeniu wartości prądu magnesującego pobieranego przez m.m.cz.
- Przeprowadzone rozważania analityczne nad drugim stopniem hybrydowego układu przetwarzania częstotliwości obejmują całą klasę reprezentatywnych magnetycznych mnożników częstotliwości i w końcowym efekcie pozwalają na konstrukcję ich uogólnionego modelu matematycznego. Uniwersalność

modelu polega nie tylko na możliwości analizowania magnetycznych przetworników o różnej krotności mnożonej częstotliwości ale również w obrębie każdego z nich o różnych parametrach samych mnożników jak też ich odbiorników. Model matematyczny w postaci nieliniowego równania różniczkowego drugiego rzędu i uzyskane metodą bilansu harmonicznych rozwiązania dla potrajacza, pięciokrotnika i dziewięciokrotnika w postaci równania algebraicznego czwartego stopnia pozwalają na prezentację rodziny charakterystyk napięciowych każdego z wymienionych mnożników. Zastosowana metoda analityczna umożliwia uzyskanie rozwiązań w szerokim zakresie zmian napięć wymuszających, również w przedziale, w którym występuje skokowy wzrost napięcia wyjściowego, a także uwzględnia występującą przy pewnych wymuszeniach niejednoznaczność odpowiedzi układu. Uzyskane charakterystyki zmian napięcia wyjściowego w funkcji napięcia pierwotnego określają graniczną wartość współczynnika obciążenia przy której występuje zjawisko efektu przekątnikowego. Dla potrajacza wynosi on $\cos \varphi_{\text{poj}} \leq 0,25$ zaś dla dziewięciokrotnika $\cos \varphi_{\text{poj}} \leq 0,04$. Natomiast dla obciążeń pojemnościowych potrajacza o współczynniku $0,25 < P < 0,5$ i dziewięciokrotnika $0,04 < \cos \varphi_{\text{poj}} < 0,3$ funkcja $U_{\text{wyjściowe}} = f(U_1)$ osiąga wyraźne maksimum, przy czym wartość ekstremalna jest tym znaczniejsza i odpowiada jej wyższa wartość napięcia pierwotnego U_1 , im większa jest pojemność kondensatorów (współczynnik obciążenia $P = \text{ctg} \varphi \approx \cos \varphi$ dla $\cos \varphi = 0 \div 0,35$ - rozdział 5.4.1).

Z przebiegu otrzymanych charakterystyk napięciowych dla obciążeń mnożników różnych od pojemnościowego wynika zmniejszenie się wartości napięcia wyjściowego oraz monotonicznie rosnący charakter krzywych $U_{\text{wy}} = f(U_1)$. Będący przedmiotem rozważań matematyczny model mnożników pozwala uwzględnić ich straty rdzeniowe poprzez współczynniki aproksymacji charakterystyki konduktancji zastępczej tych rdzeni. Praktycznie na podstawie obliczeń obserwuje się wpływ omawianych strat poprzez zmniejszenie wartości napięcia wyjściowego potrajacza $U_{\text{wy}} = f(U_1)$ jedynie w zakresie obciążeń pojemnościowych ($\cos \varphi_{\text{poj}} \leq 0,2$).

Oprócz różnych rodzajów i wielkości obciążeń liniowych oraz strat w rdzeniu skonstruowany model pozwala na analityczne uwzględnienie nieliniowości odbiornika indukcyjnego poprzez współczynniki dwuparametrowej funkcji aproksymującej jego charakterystykę magnesowania oraz parametry określające jego geometrię i liczbę zwojów. Stwierdzono, iż w miarę jak maleje pojemnościowy charakter obciążenia, wpływ nieliniowości dławika staje się mniejszy i jest praktycznie pomijalny dla $P \geq 1$ w potrajaczach i dla $P \geq 0,1$ w dziewięciokrotnikach częstotliwości.

Na podstawie przeprowadzonych obliczeń analityczno-numerycznych zauważa się pomijalny wpływ wartości współczynnika „a” funkcji $\hat{B}_3 = a\hat{B}_1$ określającego udział trzeciej harmonicznej indukcji w rdzeniu przy obciąże-

niu pojemnościowym dziewięciokrotnika. Wpływ ten jest nieco większy w przypadku obciążenia o charakterze indukcyjnym. Wartość współczynnika „a” ma zasadnicze znaczenie w przypadku potrójaczy podobnie jak współczynnika określającego udział dziewiątej harmonicznej indukcji w dziewięciokrotniku czy piątej w pięciokrotniku i wartości ich powinny być jak największe.

Obciążenie rezystancyjno-indukcyjne dziewięciokrotnika wpływa rozma-gnesowująco na indukcję dziewiątej, roboczej harmonicznej co ujawnia się zmniejszaniem napięcia wyjściowego U_9 . Z kolei charakter obciążenia rezy-stancyjno-pojemnościowy oddziałuje domagnesowująco na rdzeń czego efektem jest zwiększone napięcie w stosunku do jego wartości w stanie ja-łowym.

Z analizy zdefiniowanych wielkości modelu matematycznego m.m.cz. wyni-kają wnioski dotyczące jakości materiału rdzeniowego. Kierując się chęcią ograniczenia strat rdzeniowych należy wybierać materiał o relatywnie ma-łych wartościach współczynników g i η oraz dużych β (wzory 5.9, 5.25, 5.29 i 5.31).

$$g \searrow \rightarrow G_t \searrow \rightarrow P \searrow \rightarrow Y \nearrow$$

$$\eta \searrow \rightarrow \bar{\eta} \searrow \rightarrow n \searrow \rightarrow Y \nearrow$$

$$\beta \nearrow \rightarrow \bar{\beta} \nearrow \rightarrow n \searrow \rightarrow Y \nearrow$$

Ze względu na zdolność transformowania energii elektrycznej w przypadku obciążenia pojemnościowego, współczynnik aproksymacji krzywej magne-sowania rdzenia α winien być jak najmniejszy, natomiast przeciwnie o dużej wartości w przypadku obciążeń rezystancyjno-indukcyjnych.

$$\alpha \searrow \rightarrow X_{\text{poj}} \nearrow \rightarrow P_{\text{poj}} \searrow \rightarrow Y \nearrow$$

$$\alpha \searrow \rightarrow |X_{\text{RL}}| \nearrow \rightarrow |P_{\text{RL}}| \nearrow \rightarrow Y \searrow$$

- Zastosowanie komputerowej symulacji pracy mnożników nie wymaga założeń stosowanych przy modelowaniu analitycznym. Model numeryczny jest mniej pracochłonny i pozwala uwzględnić nie tylko nieliniową charaktery-stykę magnesowania ale w przypadku zastosowania programu PSPICE, również pętlę histerezy magnetycznej materiału rdzenia. Pozwala także na badanie wpływu niesymetrii zarówno zasilania jak i budowy m.m.cz. Nie uwzględnia natomiast strat wiroprowadowych. Badania symulacyjne przy uży-tiu programów PCNAP i PSPICE dobrze odwzorowują pracę mnożników,

zarówno w sensie jakościowym jak i ilościowym. Szczególnie użytecznym okazał się program PSPICE, który pozwala na prosty sposób modelowania materiału magnetycznego rdzenia, przez wprowadzenie danych katalogowych jego charakterystyki magnesowania. Programy uwzględniają schodkowy kształt napięcia generowanego z falownika, którym zasilane są mnożniki.

- Badania laboratoryjne modelu hybrydowego układu przetwarzania częstotliwości wskazują na konieczność przekroczenia pewnej progowej wartości napięcia, które wprowadza rdzeń magnetycznego mnożnika częstotliwości w stan nasycenia warunkujący poprawność jego działania. Napięcie to uzależnione wartością częstotliwości wejściowej w przypadku badanego modelu dziewięciokrotnika przekracza 17 V, 40 V i 60 V odpowiednio dla $f = 1, 2$ i 3 kHz.

Pomiary, na podstawie których wyznaczono stratności rdzenia w stanie jałowym i stanie zwarcia mnożnika oraz ich porównania prowadzą do wniosku wykluczającego oddziaływanie obciążenia w badanym m.9.cz. na wartość tej stratności. Fakt ten należy tłumaczyć decydującym wpływem pierwszej harmonicznej na wartość strat rdzeniowych.

- W wyniku przeprowadzonej weryfikacji modelu analitycznego stwierdzono dość dobrą zgodność obliczeniowej i pomiarowej charakterystyki napięciowej mnożnika. Obszar zgodności charakterystyk nie dotyczy jedynie wąskiego przedziału zmian napięcia pierwotnego, przy którym występuje maksimum napięcia wyjściowego, obciążonego pojemnościowo dziewięciokrotnika. Wprowadzenie prostej korekty poprzez wyznaczone wcześniej parametry uwzględniające straty w rdzeniu zwiększa dokładność obliczeń, chociaż największy błąd odnosi się nadal do określenia ekstremalnie dużej wartości napięcia wyjściowego i osiąga poziom 24%. Znacznie dokładniej udaje się wyznaczyć na drodze obliczeniowej wartość napięcia pierwotnego, przy której występuje maksymalna wartość napięcia wtórnego, gdzie błąd względny wynosi mniej niż 10%.

Stwierdzono, iż badania eksperymentalne potwierdzają wyniki rozważań teoretycznych, w szczególności dotyczących symulacji komputerowych, gdzie błąd względny uzyskanych charakterystyk napięciowych nie przekracza kilku procent w zakresie roboczych napięć mnożników.

- Tymczasowa dostępność rdzeni amorficznych jedynie o bardzo ograniczonych wymiarach powoduje pewne niedopasowanie ze względu na większe możliwości energetyczne zbudowanego falownika a tym samym ograniczenie wartości transformowanej energii elektrycznej przez cały układ. Wykonany model fizyczny m.9.cz. jest pierwszą znaną autorowi próbą zastosowa-

nia rdzeni ze szkła metalicznego w m.m.cz. i ma z założenia stanowić poligon doświadczalny dla jednostek większych realizowanych w przyszłości.

- Przeprowadzone badania laboratoryjne stwierdzające brak nadmiernego grzania się rdzeni m.m.cz. oraz prawidłowe, regularne kształty sygnału wyjściowego na zarejestrowanych i załączonych w pracy oscylogramach pozwalają wnioskować o prawidłowości działania dwustopniowego hybrydowego układu przetwarzania częstotliwości.
- Mimo wielu pozytywnych wniosków wynikających z przeprowadzonych badań teoretycznych i eksperymentalnych, autor ma świadomość niedoskonałości pracy, a szczególnie zbudowanego modelu fizycznego układu. Będący w dyspozycji model laboratoryjny stanowi zachętę do dalszych eksperymentów i wzorzec do opracowania urządzenia o większych gabarytach zapewniających uzyskanie lepszych, oczekiwanych na miarę przemysłowych zastosowań parametrów.

Kontynuując badania wydaje się celowe zbudowanie magnetycznego przetwornika częstotliwości o większej mocy. Ciągły i dynamiczny rozwój technologii materiałów magnetycznych pozwala już teraz na zastosowanie rdzeni nie tylko o większych rozmiarach ale również o najlepszych parametrach uwzględniających pracę w reżimie podwyższonej częstotliwości. Oprócz wspomnianych materiałów amorficznych należy tu wymienić najnowszej generacji rdzenie z materiałów nanokrystalicznych, np. VITROPERM-u [138]. Takie podejście pozwoli na lepsze dopasowanie obu stopni układu a zatem ich pełniejsze wykorzystanie. Spowoduje jednocześnie zwiększenie dokładności prowadzonych pomiarów. Ta z kolei wpłynie na pewność i precyzję określania parametrów i charakterystyk elementów, przyczyniając się do uzyskania dokładniejszych wyników symulacji pracy układu w stosowanym analitycznym i komputerowym modelu. Zdaniem autora kontynuacja badań powinna zmierzać również w kierunku opracowania modelu optymalizacji parametrów układu uwzględniających m.in. zwiększone wymagania w zakresie ograniczeń zakłóceń elektromagnetycznych i kompatybilnej współpracy z siecią zasilającą.

8.2. Podsumowanie

Analiza teoretyczna i badania laboratoryjne hybrydowego układu przetwarzania częstotliwości, których wyniki przedstawiono w niniejszej pracy, obejmują następujące zagadnienia:

- dokonanie wyboru właściwego falownika do realizacji pierwszego stopnia kaskadowego układu powielania częstotliwości,

- przyjęcie założeń upraszczających potrzebnych do matematycznego opisu i skonstruowania finalnego produktu w postaci modelu matematycznego magnetycznego mnożnika częstotliwości,
- zastosowanie matematycznego modelu Jilesa - Athertona dla materiału magnetycznego i jego adaptacja dla rdzeni m.m.cz.,
- wybór materiału rdzeniowego m.9.cz. na tle szerokiego przeglądu aktualnie stosowanych i dostępnych miękkich materiałów magnetycznych,
- sformułowanie nieliniowego równania różniczkowego drugiego rzędu modelującego pracę magnetycznego dziewięciokrotnika częstotliwości,
- uogólnienie skonstruowanego modelu matematycznego na reprezentatywną klasę magnetycznych mnożników częstotliwości,
- wykorzystanie metody bilansu harmonicznych w celu rozwiązania nieliniowego równania różniczkowego w formie otrzymanych równań algebraicznych stanu ustalonego magnetycznego potrójacza, pięciokrotnika i dziewięciokrotnika częstotliwości,
- obliczenia numeryczne i prezentacja graficzna charakterystyk napięciowych w postaci bezwymiarowej dla stanu ustalonego mnożników,
- interpretacja charakterystyk i ocena fizycznych zjawisk zachodzących w analizowanych mnożnikach,
- przeprowadzenie komputerowej symulacji pracy mnożników z wykorzystaniem programów PCNAP i PSPICE,
- opis techniczny i projekt trójfazowego tranzystorowego falownika napięciowego,
- projekt i realizacja modelu fizycznego magnetycznego dziewięciokrotnika częstotliwości,
- przeprowadzenie badań laboratoryjnych rdzeni w celu wyznaczenia krzywej magnesowania i charakterystyki konduktancji zastępczej oraz innych parametrów potrzebnych w modelu matematycznym,
- badania laboratoryjne układu sterującego falownika poprzez rejestrację jego sygnałów wyjściowych i porównanie z teoretycznymi przebiegami przy zastosowanej metodzie modulacji szerokości impulsów,
- sporządzenie charakterystyk i wykresów na podstawie przeprowadzonych prób laboratoryjnych i pomiarów wielkości elektrycznych dziewięciokrotnika zasilanego napięciem o podwyższonej częstotliwości dla różnych obciążeń i stanów jego pracy,
- uruchomienie laboratoryjnego modelu całego układu z jego dwoma stopniami przetwarzania częstotliwości i rejestracja oscylogramów napięcia wyjściowego dla różnych stanów pracy i rodzajów odbiornika,
- weryfikacja eksperymentalna analitycznego modelu matematycznego dziewięciokrotnika oraz symulacji komputerowej mnożników.

Problematyka stworzenia źródeł podwyższonej częstotliwości w postaci nowych hybrydowych układów powstałych z połączenia półprzewodnikowych

i magnetycznych przetworników częstotliwości wydaje się być interesującą i obiecującą ideą dla zastosowań praktycznych.

Niniejsza praca stanowi pierwsze bardziej wnikliwe opracowanie z tego zakresu. Na podkreślenie zasługuje fakt złożoności analizowanych obiektów, głównie poprzez ich nieliniowy charakter spowodowany koniecznością pracy w obszarze indukcji nasycenia oraz utrudnione warunki pracy w przedziale podwyższonej częstotliwości. Nowością jest zastosowanie amorficznych materiałów magnetycznych na rdzenie m.m.cz. oraz opracowanie uogólnionego modelu matematycznego pozwalającego na uzyskanie charakterystyk napięciowych w stanie ustalonym pracy tych mnożników w szerokim zakresie zmian napięcia wejściowego i zmian obciążenia. Model nie wymaga zapisywania dla każdego rodzaju mnożnika osobnego układu równań wynikających z teorii nieliniowych obwodów elektromagnetycznych, co było konieczne w prezentowanych dotychczas opracowaniach. Zdefiniowane w niniejszej rozprawie współczynniki dla potrajaczy, pięciokrotników i dziewięciokrotników częstotliwości oraz otrzymane bezwymiarowe charakterystyki napięciowe dla tych urządzeń pozwalają na uzyskanie rzeczywistych charakterystyk napięciowych dla konkretnych warunków zasilania oraz rodzajowi wielkości odbiorników. Uwzględniają przy tym straty w magnetowodach mnożników oraz nieliniowość odbiorników, powodując tym samym ograniczenie liczby stosowanych do tej pory założeń upraszczających. Istotną zaletą jest możliwość określenia niestabilnych obszarów pracy urządzeń w przypadku obciążeń pojemnościowych. Po raz pierwszy przeprowadzono komputerową symulację pracy magnetycznych mnożników częstotliwości wykorzystując programy PCNAP i PSPICE, które, jak pokazano, wprowadzają dalsze złączenie założeń upraszczających. Uwzględniają schodkowy kształt napięcia generowanego przez falownik a także niesymetrię tego napięcia przy zasilaniu trójfazowym oraz niesymetrię budowy magnetycznego stopnia układu. Zastosowanie metody symulacji komputerowej mimo większej precyzyjności uzyskanych wyników wymagają powtarzania procesu obliczeń dla każdego przypadku zmian w warunkach zasilania układu czy też zmian parametrów jego odbiornika. Metody te są mniej uniwersalne i stanowią uzupełnienie do opracowanego uogólnionego modelu analitycznego. Wyniki pomiarów przeprowadzonych na zbudowanym modelu laboratoryjnym weryfikują poprawność symulowanych charakterystyk napięciowych w granicach kilkuprocentowych błędów.

Przedstawiona w rozprawie analiza i wynikające z niej wnioski pozwoliły zdaniem autora na udowodnienie tezy oraz na osiągnięcie postawionego celu pracy, polegającego na skonstruowaniu i przebadaniu modelu matematycznego i fizycznego układu.

Na podstawie uzyskanych rezultatów teoretycznych, potwierdzonych obliczeniami i badaniami laboratoryjnymi można stwierdzić, iż praca niniejsza:

- pozwala na uzyskanie nowych informacji o przedmiocie badań w aspekcie współpracy tradycyjnych obwodów magnetycznych z elementami energoelektronicznymi,
- rozszerza zakres analizy na nie objęte dotąd zjawiska, wielkości parametrów urządzeń i materiały,
- zwiększa uniwersalność a jednocześnie dokładność opisu zjawisk zachodzących w rzeczywistych źródłach energii elektrycznej podwyższonej częstotliwości.

Zawarte w pracy rozważania oraz wynikające z nich wnioski spełniają zatem podstawowe kryteria decydujące o poprawności modelu i jego przydatności w badaniu procesów związanych z działaniem hybrydowych układów przetwarzania częstotliwości i stanowią dowód tezy rozprawy.

Sformułowane w tym opracowaniu podejście metodyczne da się łatwo zaadoptować dla większych jednostek magnetycznych mnożników częstotliwości i powinno stanowić podstawę dalszych badań umożliwiających pełniejsze, optymalne wykorzystanie układu. Powinno również prowadzić ku lepszemu zrozumieniu zjawisk fizycznych oraz poznaniu zalet i ograniczeń związanych ze stosowaniem zbliżonych i podobnych do analizowanego układu obiektów.

Przedstawione w niniejszej pracy rozważania powstały w rezultacie badań prowadzonych w Katedrze Podstaw Elektrotechniki Politechniki Lubelskiej, gdzie tematyka magnetycznych przetworników częstotliwości uprawiana jest od ponad dwudziestu lat oraz częściowo w laboratoriach Uniwersytetu Walijskiego Wolfson Centre for Magnetism Technology w Cardiff w Wielkiej Brytanii.



LITERATURA

- [1] Aplikacja układu scalonego generatora funkcyjnego NE/SE 566, 1986.
- [2] Arai K.I, Ishiyama K.: Recent developments of new soft magnetic materials, Abstracts - Soft Magnetic Materials Conference SMM 11, Venezia 1993, S3-01.
- [3] Arai K.I, Mogi H., Ishiyama K.: Effect of scratching on iron loss of tertiary recrystallized silicon steels, Book of abstracts - Soft Magnetic Materials 9, Madrid, September 1989, 4.05.
- [4] Bamdas A.M., Blinov I.V., Zacharov N.V., Sapiro S.V.: Ferromagnitnyje umnoziteli czastoty, Energia, Moskwa, 1968.
- [5] Baranowski J.H.: Model transformatora z histerezą magnetyczną rdzenia, Kwartalnik Elektroniki i Telekomunikacji, PAN, Tom XL - zeszyt 1, 1994, s. 21-37.
- [6] Baranowski J.H.: Zmodyfikowane ujęcie modelu Jilesa-Athertona, Kwartalnik Elektroniki i Telekomunikacji, PAN, Tom XL - zeszyt 1, 1994, s. 1-20.
- [7] Barlik R., Nowak M.: Technika tyrystorowa, WNT, Warszawa, 1993.
- [8] Bendzsak G.J., Biringer P.P.: The influence of magnetization characteristics upon tripler performance, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. MAG-1, No 3, 1974, pp. 961-964.
- [9] Bendzsak G.J., Biringer P.P.: Unbalanced operation of a magnetic frequency tripler, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. MAG-18, No 6, 1982, pp. 1755-1757.
- [10] Berkan W., Dusza A., Michalski A., Serafin S.: Tranzystorowe przekształtniki częstotliwości do zasilania urządzeń grzejnych wysokiej częstotliwości, Materiały konferencyjne Energoelektronika w zastosowaniach przemysłowych, Warszawa – Międzylesie, 1996, s. 1-8.
- [11] Berkan W., Dusza A., Michalski A., Serafin S.: Tyrystorowe urządzenia zasilające dla grzejnictwa indukcyjnego średniej częstotliwości, Materiały konferencyjne Energoelektronika w zastosowaniach przemysłowych, Warszawa – Międzylesie, 1996, s. 9-20.

- [12] Berkan W., Michalski A., Serafin S., Zymmer K.: Tranzystorowe przetworniki częstotliwości do nagrzewania indukcyjnego, Materiały konferencyjne Podstawowe problemy energoelektroniki i elektromechaniki, Gliwice – Ustroń, 1995, s. 121-126.
- [13] Bertotti G., Ferro-Milone A., Fiorillo F., Montalenti G.: Power losses in soft magnetic materials as a function of magnetizing frequency and peak magnetization, Soft Magnetic Materials 7, Blackpool Conference, 1985, pp. 108-110.
- [14] Bertotti G., Fiorillo F., Pasquale M.: Measurement and prediction of dynamic loop shapes and power losses in soft magnetic materials, IEEE Transactions on Magnetism, Vol. 29, No.6, November 1993, pp. 3496 - 3498.
- [15] Bessho K., Yamada S.: High-frequency power supply composed of the combination of a thyristor inverter and a magnetic frequency multiplier, Fifth International Telecommunication Energy Conference, IEEE CH 1855-6, 1983, pp. 570-573.
- [16] Biessonow L.A.: Nieliniowe elektryczne cechy, Wyższa Szkoła, Moskwa, 1977.
- [17] Blachy elektrotechniczne krzemowe. Katalog Zakładu Przetwórstwa Hutniczego, Bochnia 1982.
- [18] Boyle G.R., Colin B.M., Pederson D.O., Solomon J.E.: Macromodeling of integrated circuit operational amplifiers, Journal of Solid - State Circuit, Vol. SC-9, No. 6, 1974, pp. 353-363.
- [19] British Steel Electricals, 85, Newport 89, 1988.
- [20] Ciurzyńska W., Zbroszczyk J., Wysocki B., Szymura S., Olszewski J., Świerczek J.: Grain orientation and magnetic properties of microcrystalline Fe-6,5% Si alloys, Abstracts Soft Magnetic Materials Conference SMM 11, 1993, S3-38.
- [21] Cymbrykiewicz Z., Wilczyński W.: Sterowanie temperaturą przemiany ferromagnetyk-paramagnetyk w ferrytach miękkich, Przegląd Elektrotechniczny, z.9, 1993, s. 174-176.
- [22] Dąbrowski M.: Analiza obwodów magnetycznych. Straty mocy w obwodach, PWN, W-wa, 1981.
- [23] Dąbrowski M.: Pola i obwody magnetyczne maszyn elektrycznych, WNT, W-wa, 1971.
- [24] Deberasi N., Meydan T., Deberasi G.: Influence of scratching on domain structure and power loss in amorphous ribbons, IEEE Transactions on Magnetism, Vol. 30 No 6, November 1994, pp. 4821-4823.
- [25] Druzinin W.W.: Magnitnyye svoystva elektrotechnicheskikh stali, Energia, Moskwa, 1974.
- [26] Ferro-Milone A., Fiorillo F.: Grain size dependence of the coercive force in very pure iron., Soft Magnetic Materials 7, Blackpool Conference, 1985, pp. 75-77.

- [27] Fish G.F.: Stability of magnetic properties of metallic glasses, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. MAG-21, No 5, September, 1985, pp. 1996-2001.
- [28] Frewin K.: Amorphous materials in distribution transformers, Soft Magnetic Materials 7, Blackpool Conference, 1985, pp. 212-218.
- [29] Gawecka H., Januszewski S.: Osiągnięcia VPEC w dziedzinie techniki przekształtnikowej, Wiadomości Elektrotechniczne, Nr 3, 1994, s. 96-99.
- [30] Gawior W., Kolano R., Wójcik N.: Możliwości zastosowania materiału amorficznego typu Metglas 2605 TCA na rdzenie transformatorów rozdzielczych, Przegląd Elektrotechniczny, z.5, 1993, s. 107-110.
- [31] Goleman R.: Straty mocy w transformatorowym potrajaczu częstotliwości, Rozprawa doktorska, Politechnika Lubelska, 1983.
- [32] Goleman R., Guz J., Janowski T., Wawszczak J.: Potentials of Primary Neutral Points in the Three-Phase Magnetic Frequency Tripler, Scientific Papers of the Electrical Engineering Department of Lublin Technical University, Seria B No. 5, 1983, pp. 99-117.
- [33] Goleman R., Wac-Włodarczyk A.: Odkształcenie prądu zasilającego wielofazowy magnetyczny potrajacz częstotliwości, SPETO IX, 1986, s. 223-234.
- [34] Gorczyca S., Madej S.: Rola inhibitorów rozrostu ziaren w procesie wytwarzania blach transformatorowych o teksturze Gossa, IV Konferencja Naukowo-Techniczna, Blachy elektrotechniczne, Kraków, 1989, s. 70-77.
- [35] Gordon E. Fish: Soft Magnetic Materials, Proceedings of the IEEE, Vol. 78, No 6, June 1990, pp. 947-972.
- [36] Graczyk Z., Soński M.: Podstawowe właściwości izotropowych blach elektrotechnicznych 6,5% Si-Fe, Rękopis autorski, Częstochowa, 1994, s. 1-6.
- [37] Grain oriented electrical steel strip, Surahammars Bruks A. B., Sweden, 1986.
- [38] Groyecki J.: Kierunki rozwoju produkcji blach elektrotechnicznych, IV Konferencja Naukowo-Techniczna, Blachy Elektrotechniczne, Kraków-Koninki, 1989, s. 1-20.
- [39] Groyecki J.: Materiały magnetycznie miękkie - niektóre zagadnienia wytwarzania i stosowania, Materiały I konferencji PKM Nowoczesne materiały magnetycznie miękkie i twarde, Grudzień 1993, s. 1-4.
- [40] Groyecki J.: Stan obecny i kierunki rozwoju produkcji blach elektrotechnicznych. Materiały konferencyjne. Nowoczesne materiały magnetyczne w urządzeniach elektrycznych. Częstochowa, 1988, s. 7-27.
- [41] Grzesik B., Kasprzak M.: Stan aktualny urządzeń falownikowych średniej i wysokiej częstotliwości do nagrzewania indukcyjnego, Materiały II konferencji nt. Badania naukowe w elektrotermii, Szczyrk, 1994, s. 206-211.

- [42] Guz J.: Analityczne wyznaczanie prądów i napięć magnetycznego pięciokrotnika częstotliwości, Rozprawa doktorska, Politechnika Lubelska, 1984.
- [43] Guz J., Matras G., Nafalski A., Wac-Włodarczyk A.: Application of Amorphous Alloys in Ground Fault Interrupters, Magnetic Properties of Amorphous Metals, Elsevier Science Publishers B.V., 1987, pp. 278-280.
- [44] Hasegawa R.: Amorphous magnetic materials - a history, Journal of Magnetism and Magnetic Materials 100, 1991, pp. 1-12.
- [45] Hasegawa R.: Metallic glasses in devices for energy conversion and conservation, Journal of Non-Crystalline Solids 61 and 62, 1984, pp. 725-736.
- [46] Hasumi T., Hirokawa T., Tadokoro M.: Frequency tripler with very little input current distortion, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. MAG-5, No 4, 1969, pp. 905-908.
- [47] Hasumi T., Tadokoro M., Kasahara H.: An Analysis of the Frequency Tripler, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. MAG-2, No 3, 1966, pp. 647-652.
- [48] Inoue O., Matsutani N., Kugimiya K.: Low Loss Mn Zn Ferrites: Frequency Dependence of Minimum Power Loss Temperature, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 29, No 6, November 1993, pp. 3532-3534.
- [49] Izydorczyk J.: PSpice - komputerowa symulacja układów elektronicznych, Helion, Gliwice, 1993.
- [50] Jabłoński M.: Transformatory specjalne, Przegląd Elektrotechniczny, RLXXIII, Nr 4, 1997, s. 100-101.
- [51] Janowski T.: Magnetyczne potrajacze częstotliwości, Prace Naukowe Politechniki Lubelskiej, No 202, Lublin, 1990.
- [52] Janowski T., Goleman R., Guz J., Wac-Włodarczyk A.: Open-circuit Induction of Magnetic Frequency Multipliers, Scientific Papers of the Electrical Engineering Department of Lublin Technical University, Seria B No 5, 1983, pp. 19-35.
- [53] Janowski T., Goleman R., Nafalski A.: Core losses in magnetic frequency triplers, Soft Magnetic Materials 7, Blackpool Conference, 1985, pp. 240-242.
- [54] Janowski T., Goleman R., Stryczewska H., Wac-Włodarczyk A.: Primary current waveforms in the three-phase output magnetic frequency tripler, Scientific Papers of the Electrical Engineering Department of Lublin Technical University, Seria B No 5, 1983, pp. 119-140.
- [55] Janowski T., Guz J., Goleman R.: Analiza indukcji w rdzeniach magnetycznego pięciokrotnika częstotliwości w stanie jałowym, Materiały VI SPETO, Gliwice, 1983, s. 404-411.
- [56] Janowski T., Nafalski A.: Zastosowanie magnetycznych mnożników częstotliwości do zasilania pieców indukcyjnych, Przegląd Elektrotechniczny, Nr 7, 1983, s. 295-299.

- [57] Janowski T., Nafalski A., Guz J.: Wpływ aproksymacji krzywej magnesowania na wyniki analizy magnetycznych mnożników częstotliwości, *Folia Societatis Scientiarum Lublinensis*, Vol. 23, Nr 2, 1981, s. 183-192.
- [58] Janowski T., Stryczewska H., Bessho K.: Analysis of magnetic frequency tripler supplying an ozonizer, *IEEE* 1984, Vol. MAG-84-150, 1984, pp. 49-57.
- [59] Janowski T., Wac-Włodarczyk A.: Analiza drgań nieliniowych metodą stroboskopową, VII Krajowa Konferencja Teoria Obwodów i Układy Elektroniczne, Politechnika Warszawska, Kazimierz Dolny n/Wisłą 1984, s. 192-198.
- [60] Janowski T., Wac-Włodarczyk A.: Model matematyczny magnetycznego dziewięciokrotnika częstotliwości, *Rozprawy Elektrotechniczne* 32, z. 3,, 1986, s. 759-783.
- [61] Janowski T., Wac-Włodarczyk A.: The mathematical model of a non-linear circuit using as an example a magnetic frequency nontupler, *Proceed. Int. AMSE Conference on Modelling and Simulation, Sorento*, Vol. 2.4, 1986, pp. 115-123.
- [62] Janowski T., Wac-Włodarczyk A.: Wykorzystanie metody stroboskopowej do analizy układów nieliniowych na przykładzie magnetycznego dziewięciokrotnika częstotliwości, VII SPETO Gliwice 1984, s. 104-112.
- [63] Janowski T., Wac-Włodarczyk A., Stryczewska H.: Amorphous Materials for Cores of Magnetic Frequency Multipliers, *Anales de Fisica, seria B*, vol. 86, 1990, pp. 323-325.
- [64] Janowski T., Wac-Włodarczyk A., Stryczewska H.: Przydatność amorficznych materiałów na rdzenie mnożników częstotliwości, *Materiały Konferencyjne, Stopy szybkościadane dla elektrotechniki i elektroniki, Gliwice*, 1989.
- [65] Janowski T., Wawszczak J.: Napięcie wyjściowe transformatorowego potrajacza częstotliwości, *Przegląd Elektrotechniczny*, Nr 1, 1972, s. 15-19.
- [66] Janowski T., Wawszczak J.: Prąd stanu jałowego magnetycznego potrajacza częstotliwości, *Przegląd Elektrotechniczny*, Nr 1, 1979, s. 15-17.
- [67] Januszewski S., Zymmer K.: Układy i urządzenia energoelektroniczne w Instytucie Elektrotechniki, *Elektronizacja*, Nr 2, 1997, s. 14-17.
- [68] Jaschinski W.: Amorphe Metalle - weichmagnetische Werkstoffe mit Zukunft, *Technische Mitteilungen KRUPP Forschungsberichte*, Nr 3, 1982, (*Wiadomości Elektrotechniczne*, Nr 19-20, 1984, s. 484-486).
- [69] Jiles D.C.: Frequency dependence of hysteresis curves in „non-conducting” magnetic materials, *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 29, No.6, November 1993, pp. 3490 - 3492.
- [70] Jiles D.C.: *Introduction to Magnetism and Magnetic Materials*, Chapman and Hall, London, 1991.

- [71] Jiles D.C., Atherton D.L.: Theory of ferromagnetic hysteresis, *Journal of Magnetism and Magnetic Materials* 61, North - Holland, Amsterdam, 1986, pp. 48-60.
- [72] Katalog - Amorphous Metals Vitrovac, Alloys and Applications, VAC - Vacuumschmelze, PV-006, 1989.
- [73] Katalog - Blachy elektrotechniczne krzemowe, Stalprodukt S.A. 1993.
- [74] Katalog - Metglas Amorphous Alloy Cores. Technical Bulletin. Metglas Alloy 2714 A. Allied Signal Inc. 1990.
- [75] Katalog - Hitachi Electronic Materials and Parts, Hitachi Metals, Ltd., 1987.
- [76] Katalog - Metglas Catalogue Nippon Amorphous Metals Co. Ltd., Jan. 1984.
- [77] Katalog - Metglas Magnetic Alloys, Allied Metglas Products, 1987.
- [78] Katalog - Metglas Magnetic Alloys, Allied Signal Inc. 1991.
- [79] Katalog - Tape-wound cores for common mode chokes, VITROVAC 6025F, PK-004, 1995.
- [80] Katalog cyfrowych układów scalonych CMOS serii HE 4000 B-Philips, część 4, 1983.
- [81] Katalog firmy POWER COMPACT S.A. Moduł mocy tranzystorowego falownika mostkowego LGXT 1050. Chemin de Magret, Francja, 1991.
- [82] Katalog Toshiba Amorphous CY Choke Coil, 1987.
- [83] Katalog wybranych układów scalonych CMOS-Motorola, 1979.
- [84] Katalog. Magnesy ferrytowe spiekane, Zakład Materiałów Magnetycznych, POLFER, Warszawa, 1993.
- [85] Katalog. Rdzenie ferrytowe, Zakład Rdzeni Magnetycznych FERPOL, Skierniewice, 1993.
- [86] Kazarnowski L. Sz.: Amorfnyje magnitomiagkije spławy w elektrotechnice, *Elektrotech. promyslnost., Elektrotechniceskije materialy*, No10, 1983, s. 12-15.
- [87] Kaźmierkowski M.P.: Przekształtniki rezonansowe do sterownia trójfazowych silników prądu przemiennego, *Przegląd Elektrotechniczny*, R.LXIX, z.5, 1993, s. 103-106.
- [88] Kim H.T., Kim K.Y., Noh T.H., Kang I.K., Kim S.J.: High permeability and low core loss of amorphous Fe-Zr-B-M (M=Ni, Nb) alloys in high frequency range, *IEEE Transactions on Magnetism*, Vol. 29, No 6, November 1993, pp. 3463-3465.
- [89] Kim Y.H., Ohkawa M., Ishiyama K., Arai K.I.: Iron loss of grain size controlled very thin grain-oriented silicon steels, *IEEE Transactions on Magnetism*, Vol. 29, No 6, November 1993, pp. 3535-3537.
- [90] Kolano R., Wójcik N., Gawior W., Książek S.: Niektóre aspekty produkcji amorficznych stopów magnetycznie miękkich, *Materiały Konferencji n.t. Nowoczesne materiały magnetyczne w urządzeniach elektrycznych*, Częstochowa, 1988, s. 28-36.

- [91] Kolbiński K., Słowikowski J.: *Materiałoznawstwo elektrotechniczne*, WNT 1988.
- [92] Konczos G., Kisdi-Koszo E., Lovas A.: Recent progress in the application on soft magnetic materials: alloys, preparation, devices. KFKI 1987-54/E, Hungarian Academy of Sciences, 1987.
- [93] Konczos G., Tarnóczy T.: New results in the application on soft magnetic metallic glasses, Hungarian Academy of Sciences, 1987.
- [94] Kozłowska A.: Transformatory rozdzielcze z rdzeniami z blachy amorficznej. *Biuletyn Informacyjny, Elektroniczne Podzespoły Bierne*, Nr 1, 1988, s. 33-40.
- [95] Kozłowska A., Sobieszczński S.: Oszczędność energii w wyniku stosowania taśmy amorficznej na rdzenie transformatorów, *Energetyka*, Nr 12, 1988, s. 431-434.
- [96] Kozłowski M.: Blachy transformatorowe. Potrzeby i wymagania, IV Konferencja Naukowo-Techniczna, Kraków-Koninki 1989, s. 21-32.
- [97] Kozłowski M.: Kolokwium transformatorowe Komitetu Studiów Nr 12 CIGRE, *Przegląd Elektrotechniki*, z.9, 1984, s. 343-347.
- [98] Kozłowski M.: Problemy obwodów magnetycznych transformatorów, *Wiadomości Elektrotechniczne*, Nr 1-2, 1983, s. 29-32.
- [99] Kozłowski M.: Zagadnienie stosowania nowych materiałów w transformatorach energetycznych na Kolokwium Komitetu Studiów, Nr 12 CIGRE, *Przegląd Elektrotechniczny*, z.10-11, 1986, s. 302-305.
- [100] Lachowicz H.K.: Metaliczne taśmy amorficzne w przyrządach i urządzeniach elektronicznych, *Elektronika* Nr 4, 1984, s. 3-8.
- [101] Lachowicz H.K.: Zastosowania i perspektywy rozwoju współczesnych materiałów magnetycznych, *Elektronika* Nr 7-9, 1990, s. 16-24.
- [102] Lisowski B.: Właściwości magnetyczne metalicznych szkieł amorficznych, *Elektronika*, No 3, 1984, s. 15-22.
- [103] Luborsky F.E.: Applications of Amorphous Alloys, *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. MAG-14, No 5, September 1978, pp.1008-1012.
- [104] Lupi S.: The application of amorphous magnetic alloys in induction heating medium-frequency transformers, *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. MAG-23, No 5, September 1987, pp. 3026-3028.
- [105] Magnetycznie Miękkie Materiały Amorficzne dla Elektroenergetyki i Elektroniki. Krajowe Seminarium, Gliwice, Czerwiec 1994.
- [106] Manos P.A.: The Progress of Amorphous Core Transformers in the Utility Industry, *IEEE/PEST&D Conference*. Dallas, Texas, September 25, 1991 Allied-Signal Inc., 1991, pp. 1-11.
- [107] Matheisel Z.: Wprowadzenie do zagadnień aplikacji szybkochłodzonych stali mikrokryształicznych, *Materiały Konferencji n.t. Nowoczesne materiały magnetyczne w urządzeniach elektrycznych*, Częstochowa, 1988, s. 5-6.

- [108] Matras G., Wac-Włodarczyk A., Stryczewska D., Malik C.: Przykłady zastosowań taśm szkieł metalicznych na bazie żelaza, III Krajowe Seminarium Magnetyczne Materiały Amorficzne, Kazimierz n/Wisłą, 1985, s. 59.
- [109] Matsumura K., Fokuda B.: Recent developments of non-oriented electrical steel sheets, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. MAG-20, No 5, September 1984, pp. 1533-1538.
- [110] Matyja H., Kulik T.: Wprowadzenie do szkieł metalicznych i szybko chłodzonych materiałów mikrokryształicznych, Materiały Konferencji n.t. Nowoczesne materiały magnetyczne w urządzeniach elektrycznych, Częstochowa, 1988, s. 1-4.
- [111] Meydan T., Deberasi N.: The effect of surface layers on power loss in amorphous ribbon materials, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 30, No. 6, November 1994, pp. 4818-4820.
- [112] Michel J.L., Poittevin J., Seyrwing G.: Representation of the transformer in the electrical network, modelling from PSPICE software, Prace Seminarium z Podstaw Elektrotechniki i Teorii Obwodów, XIX, SPETO, tom I, Gliwice-Ustroń, 1996, s. 183-198.
- [113] Minorsky N.: Drgania nieliniowe, PWN, W-wa 1967.
- [114] Mohri K.: Application of amorphous metals to sensors, Symposium on Magnetic Properties of Amorphous Metals, Belmanadena, Spain, May 1987, 064-I p. 118.
- [115] Mołotikow B.W., Pietrow A.K.: Siera w elektrotechnicznych staliach, Moskwa, 1973.
- [116] Moses A.J.: Electrical Steel; past, present and future developments, IEE Proceedings pt. A, Vol. 137, No5, 1990.
- [117] Moses A.J., Meydan T., Nafalski A.: Applications on Soft Magnetic Metallic Glasses - rękopis autorski.
- [118] Moses A.J., Yasin M., Sołński M.: Evaluation of novel transformer cores. Abstracts SMM 11, Venezia 1993, p. S6-34.
- [119] Nafalski A.: Analiza magnetycznych mnożników częstotliwości z rdzeniami trójkolumnowymi, Prace Naukowe Politechniki Lubelskiej 165, Politechnika Lubelska, Elektryka 19, Lublin 1987.
- [120] Nafalski A., Frost D.C.: Study on an amorphous alloy core transformer SMM 11, Venezia, 1993, S6-27.
- [121] Nafalski A., Janowski T., Stryczewska H., Wac-Włodarczyk A.: Magnetyki amorficzne jako materiał na rdzenie transformatorów, Przegląd Elektrotechniczny, z.10-11, 1985, s. 302-308.
- [122] Nafalski A., Matras G., Wac-Włodarczyk A., Stryczewska H.: Aging tests of amorphous current transformers used in ground fault interrupters, IEEE Transactions on Magnetic, vol. MAG-226, No 5, 1990, pp. 2005-2007.

- [123] Nafalski A., Stryczewska H., Wac-Włodarczyk A.: Influence of repetitive mechanical shocks on properties of amorphous cores for airborne equipment, *Digest of Intermag-90*, Brighton UK, 1990, pp. DP-07
- [124] Nafalski A., Stryczewska H., Wac-Włodarczyk A.: Investigation of Amorphous Cores for Airborn Equipment, *Anales de Fisica, seria B*, vol. 86, 1990, pp. 55-57.
- [125] Nafalski A., Stryczewska D., Wac-Włodarczyk A.: Zastosowanie szkieł metalicznych w magnetowodach transformatorów, *II Krajowe Seminarium Magnetyczne Materiały Amorficzne*, Poznań 1984, P-32.
- [126] Nafalski A., Stryczewska D., Wac-Włodarczyk A., Matras G.: Magnetyczne materiały amorficzne na rdzenie w podzespołach elektronicznych, *Elektronika* No 4, 1987, s. 5-13.
- [127] Nafalski A., Wac-Włodarczyk A., Stryczewska H.: Metallic glass cores for airborne equipment, *Journal of Magnetism and Magnetic Materials* 112 Nort-Holland, 1992, pp. 325-327.
- [128] Nagel W.D., Ros W.J.: The amorphous metal distribution transformer - a quantum step in efficiency improvement, *Proceedings of the American Power Conference*, pp. 460-468.
- [129] Nowacki Z.: *Modulacja szerokości impulsów w napędach przekształtnikowych prądu przemiennego*, PWN Warszawa 1991.
- [130] Nowak M., Kowalczyk W., Barlik R., Grochal P.: Mikroprocesorowy układ sterowania maszyny indukcyjnej zasilanej z tranzystorowego falownika MSI, *Przegląd Elektrotechniczny*, z.3, 1992, s. 57-60.
- [131] Okuno A., Hayashi M., Kawano H., Nakaoka M., Kern A.: Latest developments and practical evaluations of load-adaptive variable frquency and PAM-based variable voltage high frequency resonant inverter using static induction high-power transistors for industrial induction heating plants, *Proceedings of the 6th International Power Electronics and Motion Control Conference, PEMC '94*, Warszawa, 1994, pp. 1386-1391.
- [132] Osowski S., Toboła A.: *Analiza i projektowanie komputerowe obwodów z zastosowaniem języków MATLAB i PCNAP*, WPW, Warszawa, 1995.
- [133] Overshott K.J., Price M.H.: The effect of annealing conditions of the power loss of amorphous ribbons, *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. MAG-18, No 6, November 1982, pp. 1394-1396.
- [134] Paczkowski D., Soiński M.: Wpływ grubości i rodzaju blachy elektrotechnicznej na parametry transformatora o rdzeniu zwijanym i częstotliwości pracy 400 Hz, *Rękopis autorski*, Częstochowa, 1994, s. 1-6.
- [135] Partyga S., Turowski J.: Aktualne problemy eksploatacji i budowy transformatorów na CIGRE 1981, *Przegląd Elektrotechniczny*, z.8-9, 1982, s. 234-236.
- [136] Pasternak J.: Analiza skrośnego nagrzewania indukcyjnego prądami o częstotliwości 150Hz, *Zeszyty naukowe - Elektrotechnika*, Akademia Górniczo-Hutnicza w Krakowie, No. 22, Kraków, 1992.

- [137] Pasternak J.: Analiza ustalonych stanów pracy elektromagnetycznego potrajacza częstotliwości, *Rozprawy Elektrotechniczne*, z.3, 1973, s. 423-435.
- [138] Petzold J., Pöss H.J., Richter J.: Nanocrystalline materials. Soft magnetic alloys for high-tech devices, *Advanced materials – the key to progress*, Vacuumschmelze GmbH, Hanau, 1997.
- [139] Pfützner H., Schönhuber P., Erbil B., Harasko G. and Klinger T.: Problems of Loss Separation for Crystalline and Consolidated Amorphous Soft Magnetic Materials, *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 27, No 3, May 1991, pp. 3426-3432.
- [140] Pilipczuk E., Zieliński P., Grabowski M.: Prace Instytutu Inżynierii Materiałowej Politechniki Warszawskiej ukierunkowane na potrzeby elektroniki i elektrotechniki, *Wiadomości Elektrotechniczne*, Nr 3-4, 1986, s. 86-87.
- [141] Porębski J., Korohoda P.: SPICE. Program analizy nieliniowej układów elektronicznych, WNT, Warszawa, 1993.
- [142] Postupolski T.: Ferryty magnetycznie miękkie, *Elektronika*, No 5, 1989, s. 3-9.
- [143] Prigozy S.: PSPICE computer modeling of hysteresis effects, *IEEE Transactions on Education*, Vol. 36, No.1, February 1993, pp. 2-5.
- [144] Przygodzki J.R.: Nowe możliwości rozdziału strat w ferromagnetykach, *Przegląd Elektrotechniczny*, Z.12, 1990, s. 251-252.
- [145] Przygodzki J.R.: Straty mocy w materiałach magnetycznych, *Pomiary Automatyka Kontrola*, PAK Nr 2, 1995, s. 43-46.
- [146] Rajchert J.F., Sitnik A., Stępień J.: Tyrystory i ich zastosowania, WNT Warszawa, 1977.
- [147] Ramotowski M.: Zastosowanie programu NAP do obliczania układów elektrycznych, WNT, Warszawa, 1992.
- [148] Rawa H.: Elektryczność i magnetyzm w technice, Wydawnictwo Naukowe PWN, Warszawa, 1994.
- [149] Roess E.: Soft magnetic ferrites and applications in telecommunication and power converters, *Transactions on Magnetics*, Vol. MAG-18 No 6, November 1982, pp. 1529-1534.
- [150] Rydzewski Z.: Generacja napięć potrojonej częstotliwości w pewnych układach trójfazowych, *Rozprawy Elektrotechniczne* 16, z. 1, 1970.
- [151] Sakaki Y.: How to describe eddy current loss properties in soft magnetics cores. *Proceedings of the Second International Symposium on Applied Electromagnetics in Materials*, Kanazawa, Japan, January 1990, Elsevier, 1990, pp. 209-215.
- [152] Sato T., Sakaki Y.: Physical Meaning of Equivalent Loss Resistance of Magnetic Cores, *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 26, No 5, September 1990, pp. 2894-2897.

- [153] Shinya K., Saito K., Miyazawa E.: Design of saturable reactor for the magnetic frequency tripler, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. MAG-23, No 5, September 1987, pp. 2779-2781.
- [154] Skoczkowski T.: Nagrzewanie indukcyjne, Przegląd Elektrotechniczny, R.LXXII No. 10, 1996, s. 253-259.
- [155] Smith C.H.: Magnetic shelding to multi-gigawatt magnetic switches. Ten years of amorphous magnetic applications, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. MAG-18, No 6, November 1982, pp. 1376-1381.
- [156] Smith C.H., Nathasigh D.M.: Recent developments in amorphous alloys, Soft Magnetic Materials 7, Blackpool Conference, 1985, pp. 300-305.
- [157] Soiński M., Nowak J., Sprawka W., Dobosz T.: Anizotropowe właściwości cienkich taśm transformatorowych produkcji krajowej, Przegląd Elektrotechniczny, z.6, 1987, s. 177-180.
- [158] Soiński M., Szczygłowski J.: Nowe technologie stosowane w materiałach magnetycznych, Materiały konferencji, Częstochowa, 1986, s. 1-15.
- [159] Stopy szybkościadane dla elektrotechniki i elektroniki, Materiały Konferencji Naukowo-Technicznej, Gliwice 1989.
- [160] Stryczewska H.: Analiza pracy magnetycznego potrajacza częstotliwości jako źródła zasilania odbiornika nieliniowego na przykładzie wytwornicy ozonu, Rozprawa doktorska, Politechnika Lubelska, 1986.
- [161] Sulima T.: Materiały elektrotechniczne - produkcja krajowa i perspektywy rozwoju, Wiadomości Elektrotechniczne, Nr 3, 1994, s. 83-88.
- [162] Suzuki H., Aikawa T., Haneyoshi T., Tadokoro M.: Operating characteristics of hybrid inverter system, IEEE Translation Journal on Magnetics in Japan, TJMJ-1 No 5, 1985, pp. 600-602.
- [163] Szafarz T.: Nowe materiały ferrytowe, Wiadomości Elektrotechniczne Nr 1, 1991, s. 31.
- [164] Szafrńska-Miller B., Szymura S., Wysłocki B.: Straty energii przy przemagnesowywaniu blach transformatorowych, Elektronika, Nr 4, 1986, s. 8-13.
- [165] Szafrńska-Miller B., Szymura S., Wysłocki B.: Wpływ różnych czynników na strukturę domenową blach transformatorowych i straty energii przy ich przemagnesowywaniu, Elektronika Nr 6, 1986. s. 7-12.
- [166] Takashi T., Koshi T.: Amorphous alloys as high frequency transformer core materials, Proc. 4 International Conference Rapid Quench Metals, Sendai, Aug. 1982, Vol. 2, pp. 1055-1058.
- [167] Takodoro M.: Single-phase to three-phase conversion mechanism of a three-phase ferroresonance circuit, JIEEEJ, Vol. 86, No 8, 1966, pp.10-20.
- [168] Tunia H., Kaźmierkowski M.P.: Automatyka napędu przekształtnikowego, PWN, W-wa, 1987.
- [169] Tunia H., Smirnow A., Nowak M., Barlik R.: Układy elektroenergetyczne, WNT, Warszawa, 1982.

- [170] Wac-Włodarczyk A.: A magnetic frequency nontupler supplied with increased frequency, *Journal of Magnetism and Magnetic Materials* 133, 1994, pp. 630-633.
- [171] Wac-Włodarczyk A.: Analiza pracy magnetycznego dziewięciokrotnika częstotliwości, Rozprawa doktorska, Politechnika Lubelska, 1983.
- [172] Wac-Włodarczyk A.: An approach to generalization of the analysis of magnetic frequency multipliers, *Prace Naukowe PL, Elektryka* 26, 1992, s. 19-33.
- [173] Wac-Włodarczyk A.: General approach to magnetic frequency multiplier mathematical model. *Applied Electromagnetics in Materials*, Japan Society of Applied Electromagnetics, Kyoto-Tokyo, 1995, pp.179-190.
- [174] Wac-Włodarczyk A.: Hybrydowe układy przetwarzania częstotliwości, Praca badawcza PB 930/S5, Umowa nr 8 8211 92 03, Politechnika Lubelska, 1994.
- [175] Wac-Włodarczyk A.: Komputerowa symulacja pracy magnetycznych mnożników częstotliwości, Praca niepublikowana, Politechnika Lubelska, Lublin, 1996.
- [176] Wac-Włodarczyk A.: Mathematical model of magnetic frequency multipliers, *Archives of Electrical Engineering*, Vol. XLIV, No. 171-1/1995, pp. 83-93.
- [177] Wac-Włodarczyk A., Goleman R., Guz J.: Napięcie wyjściowe transformatorowego potrajacza w stanie obciążenia, *SPETO IX*, 1986, s. 235-243.
- [178] Wac-Włodarczyk A., Guz J., Goleman R.: An analytical method of evaluating the output voltage of a magnetic frequency tripler under load, *Scientific Papers of the Electrical Engineering Department of Lublin Technical University, Seria B No 5*, 1983, pp. 61-77.
- [179] Wada S., Yagisawa T., Yoshikawa T.: A study on economics of amorphous transformers, *Soft Magnetic Materials 7*, Blackpool Conference, 1985, pp. 264-266.
- [180] Wawszczak J.: Analiza obciążalności magnetycznych potrajaczy częstotliwości, Rozprawa doktorska, Politechnika Lubelska, 1977.
- [181] Weidenfeller B., Riehmann W.: Power loss of grain oriented Fe - Si sheets using nonsinusoidal waveforms, *Soft Magnetic Materials Conference SMM 12*, PB - 22, Kraków, 1995.
- [182] Wolfram S.: *Mathematica*, Addison-Wesley Publishing Company Inc., The Advanced Book Program, 1991.
- [183] Yamasawa K., Maruyama K., Hirohama I., Biringer P.P.: High-Frequency Operation of a Planar-Type Microtransformer and its Application to Multilayered Switching Regulators, *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 26, No 3, May 1990, pp. 1204-1209.

- [184] Yamashiro Y., Arai I.: Referat przedstawiony na czwartej Międzynarodowej Konferencji Physics of Magnetic Materials, Szczyrk, 4-10.09.1988.

STRESZCZENIA

Hybrydowe układy przetwarzania częstotliwości

Streszczenie

Politechnika Lubelska, 1997, 170 stron, 98 rysunków, 19 tablic, 184 pozycji bibl.

W pracy przedstawiono ideę elektrycznego zasilacza średniej mocy i podwyższonej częstotliwości (do 100 kW i 100 kHz) opartej na współpracy struktury elektronicznej i magnetycznej.

Zaproponowany układ stanowi kaskadowe połączenie półprzewodnikowego i magnetycznego mnożnika częstotliwości.

Opracowano teoretyczne podstawy układu, ze szczególnym wyróżnieniem stopnia magnetycznego, uzyskując uogólniony model matematyczny dla reprezentatywnej klasy przetworników tego stopnia.

Relatywnie wysoka częstotliwość (do 10 kHz) napięcia zasilającego mnożnik magnetyczny, oraz konieczność pracy jego rdzenia w obszarze indukcji nasycenia, stwarzają trudne wymagania technologiczne wobec materiału magnetowodów. Po dokonaniu wnikliwego przeglądu materiałów rdzeniowych wybrano ostatecznie magnetyczne materiały amorficzne.

Zbudowano model fizyczny całego układu, poddając go następnie próbom laboratoryjnym.

Pomyślne wyniki sugerują realizację większej jednostki o możliwościach transformacji i przesyłu znacznych wartości energii elektrycznej.

Hybrid systems to convert frequency

Abstract

Lublin Technical University, 1997, 170 pages, 98 figures, 19 tables, 184 reference items.

The paper presents the idea of electric supplier of medium power and higher frequency (up to 100 kW and 100 kHz) based on cooperation of electronic and magnetic structures.

The proposed system combines a semiconductor frequency multiplier and a magnetic one in cascade connection.

A theoretical basis for the system has been worked out emphasizing a magnetic stage to obtain a general mathematical model for the representative class of converters of that stage.

Relatively high frequency (to 10 kHz) of the supply voltage and the necessity for its core to work in the saturation induction zone make the technological requirements of magnetic core material difficult to meet. After a thorough review of possible magnetic core materials amorphous ones have been selected.

The constructed physical model of the whole system has been tested in a laboratory. Positive results point out the possibility of constructing a bigger unit to transform and transfer greater values of electrical energy.

Hybridschaltungen der Frequenzumformung

Zusammenfassung

Technische Universität Lublin, 1997, 170 Seiten, 98 Abbildungen, 19 Tabellen, 184 bibliographische Positionen.

In der Arbeit wurde die Idee des elektrischen Speisers von mittlerer Leistung und erhöhter Frequenz (bis zu 100 kW und 100 kHz) dargestellt, wo elektrische und magnetische Struktur zusammenarbeiten.

Die vorgeschlagene Schaltung bildet eine Kaskaden schaltung des Halbleiter- und Magnetfrequenzvervielfachers.

Es wurden theoretische Grundlagen der Schaltung mit besonderer Auszeichnung des magnetischen Grades bearbeitet. So wurde das verallgemeinerte mathematische Modell für die repräsentative Klasse der Wandler dieses Grades erhalten.

Die relativ hohe Frequenz der Spannung (bis zu 10 kHz), die den Magnetfrequenzvervielfacherspeist und die Notwendigkeit des Betriebes dessen Kernes im Bereich der Sättigungsinduktion stellen schwierige technologische Anforderungen dem Stoff der Flußführungen entgegen. Es wurde eine eingehende Übersicht gemacht und endgültig wurden amorphe magnetische Stoffe gewählt.

Es wurde ein physikalisches Modell der ganzen Schaltung gebaut, das dann im Labor geprüft wurde.

Günstige Ergebnisse suggerieren eine Chance, eine größere Einheit zu realisieren, die Transformation und den wesentlichen Stromtransport ermöglicht.

Гибридные схемы переработки частоты

Резюме

Люблинский Политехнический Институт, 1997, 170 страниц, 98 рисунков, 19 таблиц, 184 библиографических позиций.

В работе представлена идея электрического питателя средней мощности и повышенной частоты (до 100 кВт. и 100 кГц), основанная на совместной работе электрической и магнетической структур.

Предложенная схема представляет собой каскадное соединение полупроводникового и магнитного умножителей частоты.

Были разработаны теоретические основы схемы, с особенным учётом магнетической степени, и получена обобщённая математическая модель для представительного класса преобразователей этой степени.

Релятивно высокая частота (до 10 кГц) напряжения питающего магнетический умножитель, а также необходимость работы его стержня в области индукции насыщения, создают сложенные технические требования по отношению к материалу магнитопроводов. Был проведён внимательный просмотр и окончательно выбраны магнитные аморфные материалы.

Была построена физическая модель всей схемы и следующем испытана в лаборатории.

Чепешные результаты подсказывают осуществление большей единицы с возможностью трансформации и передачи значительх величин электроэнергии.

Circuits hybrides de transformation de la fréquence

Résumé

Université Technique de Lublin, 1997, 170 pages, 98 figures, 19 tableaux, 184 titres bibliographiques.

Dans le présent travail on a montré l'idée du mécanisme alimentateur électrique (feeder) à puissance moyenne et à fréquence élevée (à 100 kW et 100 kHz) basé sur le fonctionnement commun de la structure électronique et magnétique.

Le système proposé constitue un couplage en cascade du multiplicateur de fréquence semiconducteur et magnétique.

On a élaboré les bases théoriques du système avec une distinction particulière du degré magnétique, en recevant le modèle mathématique général pour la classe représentative des transformateurs de ce degré.

La fréquence relativement élevée (à 10 kHz) de la tension d'alimentation du multiplicateur magnétique ainsi que la nécessité du travail de son noyau dans la zone de l'induction de la saturation présentent des exigences technologiques difficiles face au matériel des noyaux.

On a exercé une vérification profonde et finalement on a choisi les matériaux magnétiques amorphes.

On a construit un modèle physique du système entier et on l'a soumis aux essais de laboratoire.

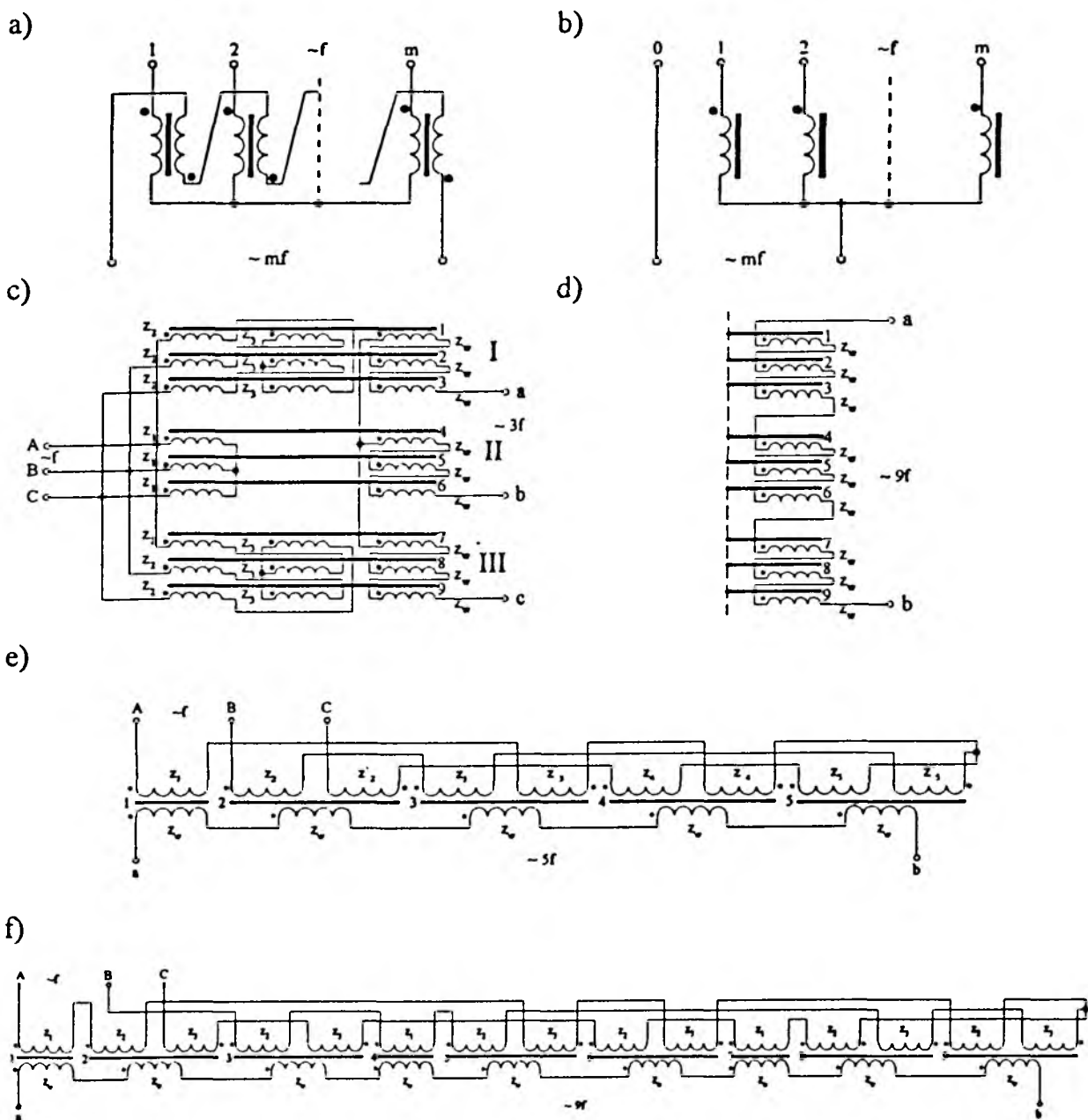
Les résultats satisfaisants suggèrent la réalisation d'une unité plus grande possédant la capacité de la transformation et du transport des valeurs importantes de l'énergie électrique.

ERRATA

Andrzej Wac-Włodarczyk

„Hybrydowe układy przetwarzania częstotliwości”

str.	Wiersz		jest	powinno być
	od dołu	od góry		
56		3	$...+\beta_x \left(\frac{z_w}{z_x}\right)^4 \left(\frac{S}{S_x}\right)^4 \sum (B)^5 = 0$	$...+\beta_x \left(\frac{z_w}{z_x}\right)^4 \left(\frac{S}{S_x}\right)^4 (\sum B)^5 = 0$
60		5	$...+\overline{F}) \sin \Theta + (K_2 e_0^2 + F) \cos \Theta = 0$	$...+\overline{F}) \sin \Theta + (K_2 e_0^2 + F) \cos \Theta = 0$
63	5		[173]	[174]
77			rys.5.13 - brak dolnego obramowania	
94		9	$\mu' = \frac{B_i}{\mu_0 H_c} = \frac{1,59T}{4\pi \cdot 10^{-7} \frac{H}{m} \cdot 22 \frac{A}{m}} = 57512,8$	$\mu' = \frac{B_i}{\mu_0 H_c} = \frac{1,59T}{4\pi \cdot 10^{-7} \frac{H}{m} \cdot 22 \frac{A}{m}} = 57512,8$
104	4		ostatnich wykresach i wynoszą:	ostatnich wykresach rys.7.2 i wynoszą:
119		6	[S/V ⁴]	[S/V ⁴]
139	6		(rys. 7.8.b).	(rys. 7.8.c).
150		19	rodzajówi	rodzajów i



Rys.3.1 Podstawowe struktury magnetycznych mnożników częstotliwości: a) symetryczny m -krotnik częstotliwości typu transformatorowego, b) symetryczny m -krotnik częstotliwości typu dławikowego, c) potrójacz częstotliwości z wyjściem trójfazowym, d) dziewięciokrotnik, e) pięciokrotnik częstotliwości, f) dziewięciokrotnik częstotliwości

a)



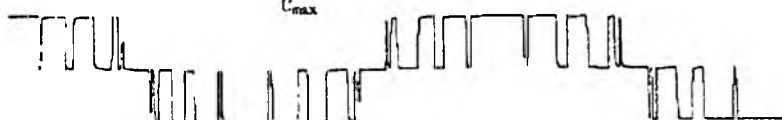
$f = 153 \text{ Hz}$
 $U_{\max}$



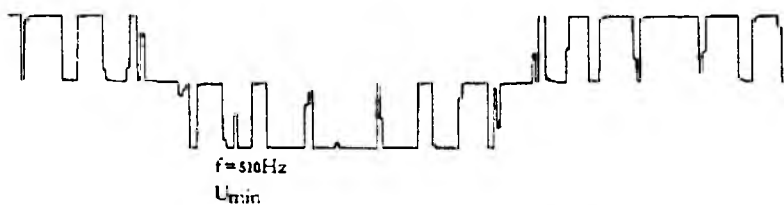
b)



$f = 274 \text{ Hz}$
 $U_{\max}$



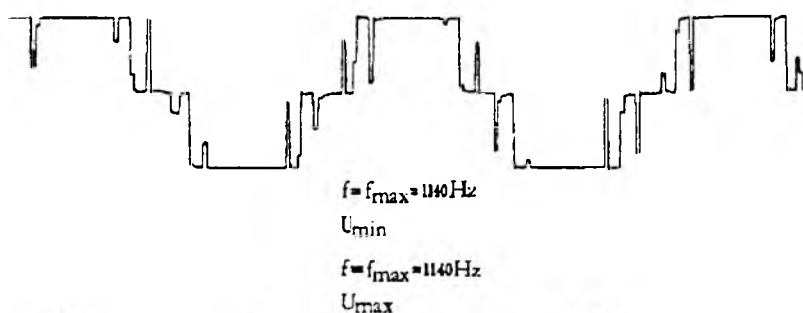
c)



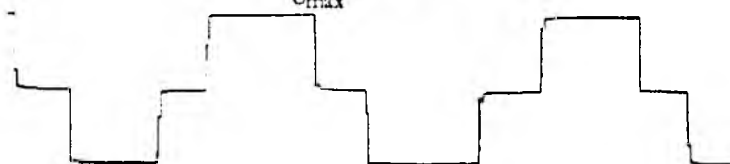
$f = 510 \text{ Hz}$
 $U_{\max}$



d)



$f = f_{\max} = 1140 \text{ Hz}$
 $U_{\max}$



Rys. 7.7. Przebiegi sygnałów sterujących falownika dla częstotliwości: a) 153Hz, b) 274 Hz, c) 510 Hz, d) 1140 Hz