ZESZYTY
NAUKOWE
POLITECHNIKI
ŚLĄSKIEJ

P.3347/07

Zbigniew KACZMARCZYK

POPRAWA WŁAŚCIWOŚCI ENERGETYCZNYCH FALOWNIKÓW KLASY E PRZEZ MAKSYMALIZACJĘ WYKORZYSTANIA TRANZYSTORA

WYDAWNICTWO POLITECHNIKI ŚLĄSKIEJ

GLIWICE 2007

POLITECHNIKA ŚLĄSKA
ZESZYTY NAUKOWE
NR 1749

P. 3347/07

Zbigniew KACZMARCZYK

POPRAWA WŁAŚCIWOŚCI ENERGETYCZNYCH FALOWNIKÓW KLASY E PRZEZ MAKSYMALIZACJĘ WYKORZYSTANIA TRANZYSTORA

GLIWICE 2007

Opiniodawcy
Prof. dr hab. inż. Tadeusz CITKO
Prof. dr hab. inż. Leszek FRĄCKOWIAK

Kolegium redakcyjne
REDAKTOR NACZELNY – Prof. dr hab. inż. Andrzej BUCHACZ
REDAKTOR DZIAŁU – Prof. dr hab. inż. Marian PASKO
SEKRETARZ REDAKCJI – Mgr Elżbieta LEŚKO

Wydano za zgodą
Rektora Politechniki Śląskiej

PL ISSN 0072-4688

© Copyright by
Wydawnictwo Politechniki Śląskiej
Gliwice 2007

P.991/07

SPIS TREŚCI

WYKAZ WAŻNIEJSZYCH OZNACZEŃ ... 7
OKREŚLENIA I TERMINY ... 9
1. WSTĘP ... 17
1.1. Przedmiot pracy ... 17
1.2. Motywacja ... 19
1.3. Cel pracy ... 19
1.4. Zakres pracy i założenia ... 19
1.5. Zawartość pracy ... 20
2. STAN AKTUALNY ZAGADNIENIA ... 22
3. TRANZYSTORY MOCY MOSFET ... 27
3.1. Właściwości statyczne oraz dynamiczne – źródła strat mocy ... 27
3.2. Obszar bezpiecznej pracy (SOA) ... 32
3.3. Maksymalna częstotliwość przełączania tranzystora MOSFET w falowniku klasy E 36
4. PARAMETRY ENERGETYCZNE FALOWNIKÓW ... 41
4.1. Źródła strat mocy i sprawność ... 41
4.2. Współczynniki oceny właściwości energetycznych ... 47
4.3. Wpływ kształtu przebiegów napięcia i prądu tranzystora na właściwości energetyczne ... 49
4.4. Falowniki wielotranzystorowe ... 52
5. FALOWNIK KLASY E – WIADOMOŚCI OGÓLNE ... 54
5.1. Zasada działania falownika klasy E ... 54
5.2. Uogólniona definicja układów klasy E ... 57
5.3. Systematyka klas układów ... 60
5.4. Rodzaje pracy falownika klasy E ... 62
5.5. Możliwości uzyskania pracy optymalnej ... 66
6. MODELE KOMPUTEROWE FALOWNIKA KLASY E ... 71
6.1. Model uproszczony ... 72
6.2. Model złożony ... 76
6.3. Podsumowanie ... 79
7. SYSTEMATYKA FALOWNIKÓW KLASY E ... 80
7.1. Ogólny podział falowników klasy E ... 80
7.2. Przegląd prostych topologii ... 81
7.3. Falowniki symetryczne ... 83
7.4. Porównanie właściwości falowników rezonansowych ... 86
7.5. Falowniki symetryczne z kondensatorem różnicowym ... 100
7.6. Podsumowanie ... 103

8. ANALIZA WŁAŚCIWOŚCI FALOWNIKA KLASY E 104

8.1. Maksymalizacja sprawności 104
8.2. Porównanie właściwości dla pracy optymalnej i z maksymalną sprawnością 110
8.3. Właściwości dla pracy optymalnej w funkcji współczynnika wypełnienia D 112
8.4. Właściwości dla pracy optymalnej w funkcji reaktancji X^*_{L1} 114
8.5. Właściwości dla pracy optymalnej w funkcji reaktancji X^*_{L2} 117
8.6. Podsumowanie 119

9. ANALIZA WŁAŚCIWOŚCI FALOWNIKÓW KLASY EF_2 i E/F_3 120

9.1. Idea falowników klasy EF_2 i E/F_3 i wstępne porównanie ich właściwości 120
9.2. Właściwości dla pracy optymalnej w funkcji współczynnika wypełnienia D 123
9.3. Właściwości dla różnych zestawów parametrów konstrukcyjnych 128
9.4. Podsumowanie 133

10. WPŁYW PARAMETRÓW ZEWNĘTRZNYCH NA WŁAŚCIWOŚCI FALOWNIKÓW KLASY E, EF_2 i E/F_3 134
10.1. Wpływ rezystancji R 135
10.2. Wpływ indukcyjności L_2 137
10.3. Wpływ częstotliwości f 138
10.4. Wpływ współczynnika wypełnienia D_s 140
10.5. Podsumowanie 141

11. BADANIA EKSPERYMENTALNE FALOWNIKÓW KLASY E, EF_2 i E/F_3 142

11.1. Porównanie właściwości energetycznych falowników klasy E, EF_2 i E/F_3 142
11.2. Weryfikacja eksperymentalna modeli falowników klasy E, EF_2 i E/F_3 147
11.3. Laboratoryjne falowniki klasy E i EF_2 o częstotliwości pracy 16 MHz 149
11.4. Podsumowanie 152

12. PODSUMOWANIE KOŃCOWE I WNIOSKI 153

LITERATURA 156

DODATEK 162

D.1. Model uproszczony bazowego falownika klasy E dla pracy optymalnej 162
D.2. Model złożony bazowego falownika klasy E dla pracy optymalnej 166
D.3. Model uproszczony falownika klasy EF_2 (E/F_3) dla pracy optymalnej 170

STRESZCZENIA 174

CONTENTS

LIST OF PRINCIPAL SYMBOLS 7

DEFINITIONS AND TERMS 9

1. INTRODUCTION 17

1.1. Subject of the work 17
1.2. Motivation 19
1.3. Aim of the work 19
1.4. Scope of the work and assumptions 19
1.5. Content of the work 20

2. STATE OF THE ART OF THE SUBJECT 22

3. POWER MOSFET TRANSISTORS 27

3.1. Static and dynamic properties – sources of power losses 27
3.2. Safe operating area (SOA) 32
3.3. Maximum switching frequency of a MOSFET transistor in a Class E inverter 36

4. POWER PARAMETERS OF INVERTERS 41

4.1. Sources of power losses and efficiency 41
4.2. Evaluation factors of power capabilities 47
4.3. Influence of the shape of transistor voltage and current waveforms on power capabilities 49
4.4. Multitransistor inverters 52

5. CLASS E INVERTER – GENERAL INFORMATION 54

5.1. Principle of operation of a Class E inverter 54
5.2. Generalised definition of Class E circuits 57
5.3. Systematics of classes of circuits 60
5.4. Operating modes of a Class E inverter 62
5.5. Possibilities of obtaining the optimum operation 66

6. COMPUTER MODELS OF A CLASS E INVERTER 71

6.1. Simplified model 72
6.2. Complex model 76
6.3. Summary 79

7. SYSTEMATICS OF CLASS E INVERTERS 80

7.1. General classification of Class inverters 80
7.2. Overview of basic topologies 81
7.3. Symmetric inverters 83
7.4. Comparison of properties of resonant inverters 86
7.5. Symmetric inverters with a differential capacitor 100
7.6. Summary 103

8. ANALYSIS OF CLASS E INVERTER PROPERTIES 104

8.1. Efficiency maximization 104
8.2. Comparison of properties for optimum operation and with maximum efficiency 110
8.3. Properties for optimum operation as a function of on-duty cycle D 112
8.4. Properties for optimum operation as a function of reactance $X^{\bullet}_{L1}$ 114
8.5. Properties for optimum operation as a function of reactance $X^{\bullet}_{L2}$ 117
8.6. Summary 119

9. ANALYSIS OF PROPERTIES OF CLASS EF_2 AND E/F_3 INVERTERS 120

9.1. Concept of Class EF_2 and E/F_3 inverters and comparison of their properties 120
9.2. Properties for optimum operation as a function of on-duty cycle D 123
9.3. Properties for different sets of design parameters 128
9.4. Summary 133

10. INFLUENCE OF EXTERNAL PARAMETERS ON PROPERTIES OF CLASS E, EF_2, AND E/F_3 INVERTERS 134
10.1. Influence of resistance R 135
10.2. Influence of inductance L_2 137
10.3. Influence of frequency f 138
10.4. Influence of on-duty cycle D_s 140
10.5. Summary 141

11. EXPERIMENTAL RESEARCH OF CLASS E, EF_2, AND E/F_3 INVERTERS 142

11.1. Comparison of the power capabilities of Class E, EF_2, and E/F_3 inverters 142
11.2. Experimental verification of the models of Class E, EF_2, and E/F_3 inverters 147
11.3. Laboratory Class E and EF_2 inverters operating at frequency of 16 MHz 149
11.4. Summary 152

12. CONCLUDING REMARKS 153

REFERENCES 156

APPENDIX 162

D.1. Simplified model of a basic Class E inverter for optimum operation 162
D.2. Complex model of a basic Class E inverter for optimum operation 166
D.3. Simplified model of a Class EF_2 (E/F_3) inverter for optimum operation 170

ABSTRACTS 174

WYKAZ WAŻNIEJSZYCH OZNACZEŃ

A, B, C, D – macierze: stanu, wymuszeń, odpowiedzi oraz transmisyjna
A•, B•, C•, D• – macierze względne jw.
c_p, c_{Po} – współczynnik wydajności mocy wyjściowej oraz zmodyfikowany współczynnik wydajności mocy wyjściowej falownika {18}
C – pojemność
C_{GS}, C_{GD}, C_{DS} – pojemności pasożytnicze tranzystora MOSFET: bramka-źródło, bramka-dren (tzw. pojemność Millera) oraz dren-źródło
C_{OSS} – pasożytnicza pojemność wyjściowa tranzystora MOSFET ($C_{OSS}=C_{GD}+C_{DS}$)
D_s, D, D_w – współczynniki wypełnienia: wysterowania, przewodzenia oraz wyłączania tranzystora {14}
E – źródło napięcia stałego
f – częstotliwość
f_m – maksymalna częstotliwość przełączania tranzystora MOSFET w falowniku klasy E
$g(x)$ – funkcja zmiennej x
i, $i^{\bullet}$ – prąd oraz jego wartość względna
i, I – prąd zasilania: wartość chwilowa i średnia (źródło prądu stałego)
i_D, I_{Dm}, I_{Dsk}, I_D – prąd drenu tranzystora MOSFET: wartość chwilowa, szczytowa, skuteczna i średnia
i_O, I_{Osk} – prąd obciążenia: wartość chwilowa i skuteczna
k_C – współczynnik ograniczenia pojemnościowego częstotliwości {21}
k_{hi} – współczynnik zawartości wyższych harmonicznych prądu {22}
k_{Isk}, k_{Im}, k_{Um} – współczynniki: skutecznego prądu, szczytowego prądu oraz szczytowego napięcia {16}
k_{UI} – współczynnik mocy zainstalowanej tranzystora {17}
L – indukcyjność
L_G, L_D, L_S – indukcyjności pasożytnicze tranzystora MOSFET: bramki, drenu i źródła
P – moc czynna (średnia)
P_I, P_O – moce falownika: wejściowa (zasilania) i wyjściowa (odbiornika)
P_d, P_{dr}, P_G – straty mocy: w obwodzie drenowym, drajwera oraz bramkowe tranzystora
P_{DS}, P_{on}, P_z, P_w – straty mocy w obwodzie dren-źródło tranzystora: całkowite, przewodzenia, załączania oraz wyłączania
P_T – całkowite straty mocy tranzystora ($P_T=P_{DS}+P_G$)
Q – dobroć obwodu rezonansowego {20}
Q_G – ładunek przełączający bramki tranzystora MOSFET
Q_I – współczynnik reaktancyjności {20}
R, $R^{\bullet}$ – rezystancja oraz jej wartość względna
R_{dc}, $R^{\bullet}_{dc}$ – zastępcza rezystancja wejściowa dla prądu stałego falownika oraz jej wartość względna
$R_{DS(on)}$ – rezystancja przewodzenia tranzystora MOSFET
R_{on}, R_{off} – rezystancje zaworu: w stanie załączenia ($R_{on}=R_{DS(on)}$) i wyłączenia {1}
$R^{\bullet}_{on}$, $R^{\bullet}_{off}$ – rezystancje względne jw.
R_{thja}, R_{thjr}, R_{thra} – rezystancje cieplne: złącze-otoczenie, złącze-radiator i radiator-otoczenie
t, τ – czas
t_s, t_{on}, t_z, t_w – czasy tranzystora: wysterowania, przewodzenia, załączania oraz wyłączania
T – okres

T_a, T_c, T_j – temperatury: otoczenia, obudowy i złącza tranzystora
T_{jmax} – maksymalna dopuszczalna temperatura złącza tranzystora MOSFET
u, $u^\bullet$ – napięcie oraz jego wartość względna
u_{DS}, U_{DSm}, U_{DS} – napięcie dren-źródło tranzystora MOSFET: wartość chwilowa, szczytowa i średnia
U_{DSz}, $U^\bullet_{DSz}$ – napięcie tranzystora w chwili załączenia oraz jego wartość względna
u_{GS} – wartość chwilowa napięcia bramka-źródło tranzystora MOSFET
u_O, U_{Osk} – napięcie obciążenia: wartość chwilowa i skuteczna
$V_{(BR)DS}$ – maksymalne dopuszczalne napięcie dren-źródło tranzystora MOSFET
$V_{GS(th)}$ – napięcie progowe bramki tranzystora MOSFET
w_U, w_T, w_P, w_I – współczynniki wykorzystania parametrów tranzystora: napięciowy, temperaturowy, mocowy oraz prądowy {8}
x, **x**(0), **u**, **y**, – wektory: stanu, stanu początkowego, wymuszeń oraz odpowiedzi
$\mathbf{x}^\bullet$, $\mathbf{x}^\bullet(0)$, $\mathbf{u}^\bullet$, $\mathbf{y}^\bullet$ – wektory względne jw.
X, $X^\bullet$ – reaktancja oraz jej wartość względna
X_C, X_L, $X^\bullet_C$, $X^\bullet_L$ – reaktancje: pojemnościowa i indukcyjna oraz ich wartości względne
η_D, η – sprawności falownika: drenowa i całkowita {15}
ω – pulsacja
Θ – kąt bieżący

Oznaczenia nie ujęte w powyższym wykazie wyjaśniono w tekście pracy.

OKREŚLENIA I TERMINY

1. **Zawór energoelektroniczny**, w skrócie **zawór**, jest to półprzewodnikowy przyrząd mocy (dioda, tyrystor, tranzystor), pracujący dwustanowo z możliwie jak najmniejszymi stratami mocy. **Zawór idealny** stanowi zwarcie w stanie załączenia, rozwarcie w stanie wyłączenia oraz ma zerowe czasy przełączania. Dodatkowo, idealny zawór półsterowany (tyrystor) lub w pełni sterowany (tranzystor) nie wymaga żadnej mocy do jego sterowania. **Zawór doskonały** różni się od zaworu idealnego niezerową, małą rezystancją R_{on} w stanie załączenia oraz skończoną, dużą rezystancją R_{off} w stanie wyłączenia ($R_{off} >> R_{on}$). Dla potrzeb pracy wyróżniono trzy typy zaworów, biorąc pod uwagę ich różne właściwości napięciowo-prądowe. **Zawór 2i2u** (rys. 5.4a), inaczej **zawór prosty**, jest to zawór w pełni dwukierunkowy, który może przewodzić prąd w obu kierunkach oraz którego napięcie może przyjmować wartości dodatnie i ujemne. **Zawór 2i1u** (rys. 5.4b) jest zaworem dwukierunkowym ze względu na prąd oraz jednokierunkowym ze względu na napięcie. Tranzystor MOSFET ze swoją diodą wewnętrzną jest zaworem 2i1u. Natomiast **zawór 1i2u** (rys. 5.4c) jest zaworem jednokierunkowym ze względu na prąd oraz dwukierunkowym ze względu na napięcie. Tranzystor MOSFET z dołączoną do niego diodą szeregową (przeciwnie do wewnętrznej diody tranzystora) jest zaworem 1i2u.
2. **Przełączanie miękkie**[1] (str. 28) polega na takim przełączaniu zaworu, które eliminuje straty mocy związane z jego załączaniem lub wyłączaniem. Przełączanie miękkie jest rezultatem odpowiednich zabiegów układowych, zapewniających podczas przełączania ograniczenie stromości zmian napięcia i prądu zaworu (przebiegi ciągłe) oraz jednocześnie, że ich wartości chwilowe są bliskie zeru. Przełączanie miękkie występuje wtedy, gdy jednocześnie spełnione są następujące dwa **warunki przełączania miękkiego** (rys. 5.2): **ZVS** (zero-voltage switching – przełączanie przy zerowym napięciu) oraz **ZCS** (zero-current switching – przełączanie przy zerowym prądzie). Spełnienie warunku ZVS oznacza, że przebieg napięcia podczas przełączania nie doznaje skokowej zmiany oraz wartości chwilowe napięcia są wtedy zbliżone do zera. W przypadku warunku ZCS, analogicznie, przebieg prądu podczas przełączania nie doznaje skokowej zmiany oraz jego wartości są bliskie zeru. Przełączanie miękkie jest typowe dla układów rezonansowych. Oprócz wyeliminowania strat mocy towarzyszących przełączaniu zaworu istotnie ograniczony zostaje również poziom generowanych zakłóceń elektromagnetycznych. Straty mocy załączania tranzystora wyeliminowane są w falownikach klasy E {5}, natomiast straty wyłączania nie występują w ich odpowiednikach dualnych, falownikach klasy E^{-1} {5}. W falownikach klasy E uzyskanie przy załączaniu tranzystora warunku ZCS wynika bezpośrednio ze spełnienia warunków ZVS i **ZdVS** (zero-voltage slope switching – przełączanie przy zerowej pochodnej napięcia). Przypadek dualny występuje w falownikach klasy E^{-1}, w których zapewnienie przy wyłączaniu tranzystora warunku ZVS wynika ze spełnienia warunków ZCS i **ZdCS** (zero-current slope switching – przełączanie przy zerowej pochodnej prądu).
3. **Przełączanie twarde**[1] (str. 28) jest przeciwieństwem przełączania miękkiego. Przebiegi napięcia i prądu zaworu doznają skokowych zmian swoich wartości podczas przełączania.

[1] W literaturze stosowany jest ogólny podział przełączania na przełączanie miękkie (typu ZVS i/lub typu ZCS) i przełączanie twarde zaworu, np. [13, 15]. W ramach niniejszej pracy, ze względu na możliwy charakter zmian przebiegów napięcia i prądu zaworu podczas jego przełączania, wyróżniono: przełączanie miękkie (ZVS+ZCS), przełączanie twarde (NZVS+NZCS) oraz dodatkowo przełączanie półmiękkie (ZVS+NZCS lub NZVS+ZCS). Wprowadzony podział umożliwia uzyskanie bardziej systematycznego i jednoznacznego opisu falowników klasy E.

Nie są spełnione warunki przełączania miękkiego. **Warunki przełączania twardego** można wyrazić następująco: **NZVS** (non-zero-voltage switching – przełączanie przy niezerowym napięciu) oraz **NZCS** (non-zero-current switching – przełączanie przy niezerowym prądzie). Wysoki poziom generowanych zakłóceń elektromagnetycznych oraz przede wszystkim znaczące straty mocy towarzyszące twardemu przełączaniu zaworów dyskwalifikują ten typ przełączania przy wyższych częstotliwościach.

4. **Przełączanie półmiękkie**[1 (str. 9)] (str. 28) występuje, gdy podczas przełączania zaworu spełniony jest jeden z **warunków przełączania półmiękkiego**: ZVS+NZCS (rys. 5.2) lub NZVS+ZCS. Zakłócenia elektromagnetyczne powstające podczas przełączania półmiękkiego są większe niż przy przełączaniu miękkim, a mniejsze niż przy przełączaniu twardym. Natomiast straty mocy przełączania zaworu mogą być zerowe (np. załączanie półmiękkie diody równoległej tranzystora dla pracy suboptymalnej falownika klasy E) lub częściowo ograniczone (np. wyłączanie półmiękkie tranzystora w falowniku klasy E).
5. **Układami klasy E** (E^{-1}) (str. 59) nazywane są układy (falowniki, wzmacniacze, generatory, prostowniki), w których dla odpowiednio dobranych wartości ich parametrów można uzyskać maksymalnie miękkie przełączanie zaworów z dwukrotnym warunkiem ZVS (ZCS), czyli można uzyskać ich pracę optymalną, przy czym wykluczone są układy należące do klas mieszanych z klasą E (np. klasy DE {10}, EF i E/F {13}, podrozdz. 5.3). **Maksymalnie miękkie przełączanie** (rys. 5.2) zaworu jest określeniem związanym z warunkami napięciowo-prądowymi, w jakich odbywa się jego załączanie i wyłączanie. Maksymalnie miękkie przełączanie zaworu oznacza, że jedno z przełączeń odbywa się w warunkach przełączania miękkiego {2}, a drugie w warunkach przełączania półmiękkiego {4}. W zależności od wartości parametrów układy klasy E (E^{-1}) realizują jeden z trzech **rodzajów pracy** (tabela 5.1, rys. 5.6): **pracę optymalną**, **pracę suboptymalną** lub **pracę nieoptymalną**. Dla pracy optymalnej **falownika klasy E** (str. 54) [9, 61, 81 i 88] tranzystor załączany jest miękko (ZVS+ZCS) i wyłączany półmiękko (ZVS+NZCS), z kolei dla pracy optymalnej **falownika klasy E^{-1}** (np. rys. 6.4a2, b1, c1, d1 i e1) [9, 11, 62 i 81] tranzystor załączany jest półmiękko (NZVS+ZCS) oraz wyłączany miękko (ZVS+ZCS). Podczas **pracy suboptymalnej** falownika klasy E (E^{-1}) tranzystor (tranzystor z diodą) przełączany jest dwukrotnie półmiękko. **Praca nieoptymalna** występuje wtedy, gdy jedno z przełączeń tranzystora jest twarde {3}, a drugie półmiękkie. Kolejnym rodzajom pracy optymalnej, suboptymalnej i nieoptymalnej odpowiadają gorsze warunki przełączania tranzystora. Falownik klasy E ma w przybliżeniu najlepsze właściwości energetyczne dla pracy optymalnej.
6. **Bazowym falownikiem klasy E** nazywany jest falownik klasy E o schemacie z rys. 5.1, którego zasada działania opisana jest w podrozdz. 5.1. W literaturze bazowy falownik klasy E nazywany jest często falownikiem klasy E z równoległym kondensatorem lub falownikiem klasy E o podstawowej topologii. Falownik ten jest najbardziej rozpowszechniony oraz najczęściej stosowany praktycznie spośród wszystkich falowników klasy E. Przy tym, w niniejszej pracy bazowy falownik klasy E dla pracy optymalnej, prawie idealnie wygładzonego prądu zasilania, w przybliżeniu sinusoidalnego prądu obciążenia oraz współczynnika wypełnienia przewodzenia tranzystora równego 0,5, traktowany jest jako **falownik odniesienia** (str. 88). Oznacza to, że do jego właściwości odnoszone są właściwości innych falowników przy założeniu, że parametry pracy tranzystorów porównywanych falowników są jednakowe {8}. Należy zauważyć, że w podrozdz. 7.4 falownik odniesienia oznaczany jest jako ${}_1E^N_S$.
7. W pracy przyjęto **wysokimi częstotliwościami** nazywać częstotliwości z zakresu 1–30 MHz. Częstotliwości te w przybliżeniu odpowiadają podzakresowi częstotliwości radiowych oznaczanemu jako HF (high-frequency), który obejmuje częstotliwości od

3 MHz do 30 MHz. Dla częstotliwości z zakresu 1–30 MHz uzasadnione jest stosowanie falowników klasy E oraz możliwe jest energoelektroniczne przekształcanie energii elektrycznej z wykorzystaniem tranzystorów mocy MOSFET jako zaworów. **Energoelektroniczne przekształcanie energii elektrycznej** oznacza, że przekształcanie energii realizowane jest w przybliżeniu za pomocą dwustanowej pracy zaworów, zapewniając wysoką sprawność. Ze względu na potencjalne zastosowania, w ramach niniejszej pracy zakłada się ponadto, że moce wyjściowe przekształtników energoelektronicznych są większe od 100 W.

8. **Stopień wykorzystania parametrów tranzystora** (str. 34) wyrażany jest przez wartości **współczynników wykorzystania parametrów tranzystora** (str. 34). Współczynniki te zdefiniowane są jako stosunki wartości parametrów tranzystora podczas pracy w stanie ustalonym (wartości parametrów pracy tranzystora) do wartości jego parametrów dopuszczalnych (wartości parametrów katalogowych tranzystora). Wprowadzono następujące współczynniki wykorzystania parametrów tranzystora MOSFET:

- współczynnik wykorzystania napięciowego: $w_U = \frac{U_{DSm}}{V_{(BR)DS}}$,
- współczynnik wykorzystania temperaturowego: $w_T = \frac{T_j}{T_{jmax}}$,
- współczynnik wykorzystania mocowego: $w_P = \frac{P_T}{P_{Tm}}$,
- współczynnik wykorzystania prądowego: $w_I = \frac{I_{Dsk}}{I_{Dskm}}$,

gdzie: U_{DSm} – wartość szczytowa napięcia dren-źródło tranzystora,
$V_{(BR)DS}$ – maksymalne dopuszczalne napięcie dren-źródło tranzystora,
T_j – temperatura złącza tranzystora,
T_{jmax} – maksymalna dopuszczalna temperatura złącza tranzystora,
P_T – całkowite straty mocy tranzystora (średnie),
P_{Tm} ($P_{Tm}=P_T(T_{jmax})$) – maksymalne dopuszczalne straty mocy tranzystora (średnie),
I_{Dsk} – wartość skuteczna prądu drenu tranzystora,
I_{Dskm} ($I_{Dskm}=I_{Dsk}(T_{jmax})$) – maksymalna dopuszczalna wartość skuteczna prądu drenu tranzystora.

Współczynniki w_U oraz w_T są tzw. współczynnikami pierwotnymi, związanymi bezpośrednio z dopuszczalnymi parametrami katalogowymi tranzystora MOSFET. Ich wartości decydują o niezawodnym działaniu tranzystora. Natomiast współczynniki w_P oraz w_I są współczynnikami wtórnymi, tzn. ich wartości zależne są od wartości współczynnika w_T. Współczynnik w_I stosowany jest wtedy, gdy straty mocy przewodzenia są dominującym składnikiem strat całkowitych tranzystora. W celu wyznaczenia jego wartości wymagana jest znajomość zależności rezystancji przewodzenia tranzystora $R_{DS(on)}$ od temperatury złącza T_j. Dla stanu ustalonego, danego typu tranzystora, określonych warunków chłodzenia oraz założonego stopnia wykorzystania parametrów tranzystora można odczytać z katalogu i obliczyć wartości parametrów pracy tranzystora U_{DSm}, T_j, $R_{DS(on)}$, P_T i I_{Dsk} ($I_{Dsk} = \sqrt{P_{on} / R_{DS(on)}}$ dla $P_{on} = P_T$). Do prowadzonej w pracy analizy właściwości energetycznych falowników przyjęto założenie **zachowania parametrów pracy tranzystora**. Oznacza ono, że wartości tych parametrów są niezmienne i jednakowe dla wszystkich tranzystorów, które wchodzą w skład rozważanych wówczas

falowników. Prowadzona w pracy poprawa właściwości energetycznych falowników klasy E przez ich **modyfikacje** polega na poszukiwaniu możliwości zwiększenia mocy wyjściowej falowników przy zachowaniu parametrów pracy ich tranzystorów. Modyfikacje te można podzielić na takie, które wymagają jedynie zmiany parametrów obwodu głównego i/lub sterowania falownika (**modyfikacje parametrów**) oraz takie, które dodatkowo wymagają zmiany jego schematu przez dodanie elementów (**modyfikacje układowe**). Należy przy tym zauważyć, że zwiększenie mocy wyjściowej tak zmodyfikowanego falownika spowodowane jest wzrostem mocy wejściowej, czyli parametry zasilania falownika ulegają zmianie. Jednocześnie odpowiednio musi zostać zmieniona, dopasowana {24}, rezystancja obciążenia, która ma wpływ na właściwy dobór parametrów zmodyfikowanego falownika. Parametry modyfikowanego falownika (falownika o poprawianych właściwościach energetycznych) ulegają więc zmianie. Zmodyfikowany falownik uzyskuje większą moc wyjściową dzięki lepszemu wykorzystaniu parametrów pracy tranzystora. Natomiast w przypadku obniżenia jego mocy wyjściowej, wartości parametrów pracy tranzystora zmniejszają się.

9. **Obwód drenowy** (rys. 5.1) jest to część obwodu głównego falownika, znajdująca się pomiędzy tranzystorem a obciążeniem. **Impedancją wejściową obwodu drenowego** nazywa się impedancję „widzianą" przez tranzystor – impedancję pomiędzy drenem a źródłem tranzystora z dołączonym do obwodu drenowego obciążeniem.

10. **Układy klasy D** oraz **D^{-1} (1/D)** są to układy, w których przebiegi napięć i prądów zaworów mogą utworzyć pary przebiegów o kształcie prostokątnym i półsinusoidalnym oraz które do swego działania wymagają parzystej liczby zaworów (podrozdz. 5.2, 5.3). W **układzie (falowniku) klasy D** (rys. 4.5a) [9, 12, 21, 31 i 86] przebiegi napięć mają wtedy kształt prostokątny, a przebiegi prądów są półsinusoidalne. W jego odpowiedniku dualnym, **układzie (falowniku) klasy D^{-1}** (rys. 4.5b) [9, 10, 12 i 72], przebiegi napięć są półsinusoidalne, a przebiegi prądów prostokątne. Falownik klasy D jest falownikiem napięcia (zasilanym ze źródła napięcia), natomiast dualny falownik klasy D^{-1} jest falownikiem prądu (zasilanym ze źródła prądu) [4]. **Falowniki klasy DE** (rys. 7.19a) [31, 74 i 97] są falownikami powstałymi w wyniku modyfikacji falowników klasy D, której celem było uzyskanie maksymalnie miękkiego przełączania tranzystorów, typowego dla falowników klasy E {5}. Modyfikacja ta polega na dołączeniu równolegle do tranzystorów kondensatorów i/lub uwzględnieniu wyjściowej pojemności tranzystorów oraz wprowadzeniu odpowiedniego czasu martwego pomiędzy przełączane tranzystory.

11. Wyjaśnienia podane odnośnie do układów klasy D i D^{-1} {10} dotyczą również **układów klasy F i F^{-1} (1/F)** [1, 9, 12, 72 i 84], z tą różnicą, że do działania układów klasy F i F^{-1} wystarczający jest jeden zawór. W celu uzyskania odpowiedniego kształtu przebiegów napięcia i prądu tranzystora, obwody drenowe falowników klasy F oraz F^{-1} powinny mieć specyficzne właściwości częstotliwościowe. Dlatego falowniki klasy F (F^{-1}) nazywane są również falownikami multirezonansowymi lub jednotranzystorowymi klasy D (D^{-1}). W **falowniku klasy F** impedancja wejściowa obwodu drenowego dla częstotliwości harmonicznej podstawowej powinna być rzeczywista, dla częstotliwości harmonicznych parzystych stanowić zwarcie oraz dla częstotliwości harmonicznych nieparzystych rozwarcie. W **falowniku klasy F^{-1}** impedancja ta dla częstotliwości harmonicznej podstawowej powinna być również rzeczywista, natomiast dla częstotliwości harmonicznych parzystych oraz nieparzystych stanowić odpowiednio rozwarcie i zwarcie. W praktyce, m.in. ze względu na niepomijalny wpływ pasożytniczej pojemności wyjściowej tranzystora, dokładne spełnienie powyższych warunków jest trudne lub wręcz niemożliwe. Spotyka się dwa rozwiązania. W pierwszym wykorzystuje się właściwości szeregowego lub równoległego obwodu rezonansowego i ćwierćfalowego odcinka linii długiej [9, 34].

Ćwierćfalowa linia długa dla częstotliwości harmonicznej podstawowej transformuje rezystancję na rezystancję o wartości zależnej od impedancji charakterystycznej, dla częstotliwości harmonicznych parzystych (transformator półfalowy) transformuje zwarcie na zwarcie oraz rozwarcie na rozwarcie, natomiast dla częstotliwości harmonicznych nieparzystych (transformator ćwierćfalowy) transformuje zwarcie na rozwarcie oraz rozwarcie na zwarcie. W drugim rozwiązaniu falownik ma indywidualne obwody rezonansowe [9, 11 i 72], które zapewniają wymagane właściwości częstotliwościowe obwodu drenowego. Ponieważ ze względów praktycznych liczba takich obwodów jest zwykle ograniczona do dwóch lub trzech, dlatego tranzystor pracuje w zakresie aktywnym (półsinusoidalne lub prostokątne źródło prądu), a uzyskany przebieg napięcia tranzystora jedynie przypomina kształtem typowy przebieg dla układów klasy F lub F^{-1}. Falowniki tego typu nazywane są **falownikami klasy F_*** lub **$F^{-1}{}_*$** [11, 72], gdzie „*" jest sekwencją cyfr, oznaczających częstotliwości harmonicznych, dla których impedancja wejściowa obwodu drenowego przyjmuje wartości specyficzne dla falowników klasy F lub F^{-1}. Oprócz cyfr nazwa falownika może również zawierać określenie „even" lub „odd", które odpowiednio oznacza wszystkie częstotliwości harmonicznych parzystych lub nieparzystych. Przykładowo, falownik klasy $F_{3,5,even}$ byłby to falownik, w którym dla częstotliwości harmonicznej podstawowej impedancja wejściowa obwodu drenowego byłaby rzeczywista, dla częstotliwości trzeciej i piątej stanowiłaby w przybliżeniu rozwarcie oraz dla częstotliwości harmonicznych parzystych stanowiłaby w przybliżeniu zwarcie. Koncepcja falowników klasy F_* i $F^{-1}{}_*$ znajduje zastosowanie w falownikach klasy EF_* i E/F_* {13}.

12. **Falownik symetryczny** (podrozdz. 7.3), inaczej przeciwsobny lub z ang. „push-pull", jest to falownik, w którym ze względu na symetrię jego obwodu głównego oraz sterowania wyższe harmoniczne parzyste napięć i prądów tranzystorów znoszą się w obwodzie drenowym. W rezultacie moc związana z harmonicznymi parzystymi nie jest przekazywana do obciążenia. Falownik symetryczny ma zawsze parzystą liczbę tranzystorów. Przykładami takich falowników są symetryczne falowniki klasy E (rys. 7.5). Natomiast **falownik niesymetryczny**, z ang. „single-ended", ma jeden tranzystor oraz z powodu braku symetrii jego napięcie (prąd) wyjściowe zawiera harmoniczne nieparzyste i parzyste. Falownikami niesymetrycznymi są jednotranzystorowe falowniki klasy E (rys. 7.4).

13. **Falowniki klasy EF** i **E/F** [11, 59, 71 i 72] są nazwą ogólną falowników, które mają jednocześnie pewne cechy falowników klasy E oraz odpowiednio klasy F i F^{-1}. W falowniku klasy EF (E+F) lub E/F ($E+F^{-1}$) tranzystor może być przełączany maksymalnie miękko jak w falowniku klasy E, a jego obwód drenowy wykazuje właściwości częstotliwościowe specyficzne dla falownika klasy F lub F^{-1}. **Falownik klasy EF_2** (podrozdz. 9.1) [56, 59] jest to falownik, w którym można uzyskać maksymalnie miękkie przełączanie tranzystora oraz dla częstotliwości drugiej harmonicznej impedancja wejściowa jego obwodu drenowego jest w przybliżeniu równa zero. Z kolei w **falowniku klasy E/F_3** (podrozdz. 9.1) [11, 59 i 72] tranzystor może być przełączany maksymalnie miękko oraz dla częstotliwości trzeciej harmonicznej impedancja obwodu drenowego stanowi w przybliżeniu zwarcie.

14. **Współczynniki wypełnienia wysterowania D_s, przewodzenia D** oraz **wyłączania D_w tranzystora** określone są następująco:

$$D_s = \frac{t_s}{T}, \quad D = \frac{t_{on}}{T}, \quad D_w = \frac{t_w}{T},$$

gdzie: t_s, t_{on}, t_w – czas wysterowania, przewodzenia i wyłączania tranzystora,
T – okres przełączania tranzystora.

W przypadku tranzystora MOSFET, gdy nie przewodzi jego dioda wewnętrzna oraz czasy przełączania tranzystora są pomijalnie małe względem okresu, wartości współczynników D_s i D są jednakowe. Współczynnik D_w wykorzystywany jest tylko wtedy, gdy uwzględniany jest niezerowy czas wyłączania tranzystora t_w.

15. Przez **sprawność falownika** rozumiana jest sprawność energetyczna. W pracy wyróżniono dwie sprawności – sprawność drenową η_D oraz sprawność całkowitą η. **Sprawność drenowa falownika η_D** (str. 42) zdefiniowana jest następująco:

$$\eta_D = \frac{P_O}{P_I},$$

gdzie P_O i P_I są odpowiednio mocą wyjściową i wejściową falownika. Do całościowej oceny właściwości energetycznych falownika wykorzystywana jest **sprawność całkowita falownika η** (str. 42), zdefiniowana jako stosunek mocy wyjściowej P_O do sumy mocy wejściowej falownika P_I oraz mocy zasilania drajwera P_{Idr}:

$$\eta = \frac{P_O}{P_I + P_{Idr}}.$$

W przypadku małych mocy zasilania drajwera P_{Idr} (niskie częstotliwości przełączania lub mała wartość ładunku przełączającego bramki tranzystora) sprawność całkowita η jest w przybliżeniu równa sprawności drenowej falownika η_D. Ponieważ dla branego w pracy pod uwagę zakresu częstotliwości przełączania uzasadnione jest przyjęcie założenia, że z obwodu bramkowego tranzystora do obwodu drenowego falownika nie przenika żadna moc, dlatego obie podane zależności można przekształcić do postaci:

$$\eta_D = 1 - \frac{P_{DS} + P_d}{P_I}, \quad \eta = 1 - \frac{P_{DS} + P_d + P_{Idr}}{P_I + P_{Idr}},$$

gdzie: P_{DS} – całkowite straty mocy w obwodzie dren-źródło tranzystora oraz
P_d – straty mocy w obwodzie drenowym falownika.

16. **Współczynnik szczytowego napięcia k_{Um}** (str. 44), **skutecznego prądu k_{Isk}** (str. 44) oraz **szczytowego prądu k_{Im}** (str. 48) dla przebiegów okresowych napięcia i prądu zdefiniowane są następująco:

$$k_{Um} = \frac{U_{DSm}}{U_{DS}}, \quad k_{Isk} = \frac{I_{Dsk}}{I_D}, \quad k_{Im} = \frac{I_{Dm}}{I_D},$$

gdzie: U_{DSm}, U_{DS} – wartość szczytowa i średnia przebiegu napięcia oraz
I_{Dsk}, I_{Dm}, I_D – wartość skuteczna, szczytowa i średnia przebiegu prądu.

W literaturze współczynnik k_{Isk} nazywany jest współczynnikiem kształtu prądu. Jego nazwa została tutaj celowo zmodyfikowana, aby uzyskać jej podobieństwo do nazw pozostałych współczynników.

17. **Współczynnikiem mocy zainstalowanej tranzystora k_{UI}** (str. 48) nazywany jest iloczyn współczynników szczytowego napięcia i skutecznego prądu tranzystora:

$$k_{UI} = k_{Um} \cdot k_{Isk} = \frac{U_{DSm}}{U_{DS}} \cdot \frac{I_{Dsk}}{I_D}.$$

Wartość współczynnika k_{UI} ma znaczący wpływ na sprawność falownika.

18. **Współczynnik wydajności mocy wyjściowej c_p** (str. 48) i **zmodyfikowany współczynnik wydajności mocy wyjściowej falownika c_{Po}** (str. 49) zdefiniowane są następująco:

$$c_p = \frac{P_O}{n \cdot U_{DSm} \cdot I_{Dm}} = \frac{\eta_D}{k_{Um} \cdot k_{Im}} \approx \frac{1}{k_{Um} \cdot k_{Im}},$$

$$c_{Po} = \frac{P_O}{n \cdot U_{DSm} \cdot I_{Dsk}} = \frac{\eta_D}{k_{Um} \cdot k_{Isk}} = \frac{\eta_D}{k_{UI}} \approx \frac{1}{k_{UI}},$$

gdzie n – liczba tranzystorów obwodu głównego falownika.

Współczynniki te wykorzystuje się do obliczania i porównywania mocy wyjściowych różnych falowników. Dla wysokiej sprawności drenowej ($\eta_D \approx 1$) wartości współczynników c_p oraz c_{Po} można w przybliżeniu obliczyć na podstawie wartości współczynników k_{Um}, k_{Im} oraz k_{Isk}.

19. **Dualność** oznacza właściwość, jaką mają pary elementów lub obwodów, która polega na tym, że znając równania napięciowo-prądowe opisujące jeden z nich, po dokonaniu wzajemnej zamiany miejscami napięć i prądów uzyskuje się równania napięciowo-prądowe opisujące ten drugi [2]. Pary o takich właściwościach nazywa się parami **dualnymi**. Przykładowe pary dualne tworzą: rezystancja i konduktancja, indukcyjność i pojemność, impedancja i admitancja, źródło napięcia i źródło prądu, połączenie szeregowe i połączenie równoległe oraz obwód rezonansu szeregowego i obwód rezonansu równoległego. Danemu obwodowi można przyporządkować obwód dualny tylko wtedy, gdy obwód ten nie zawiera indukcyjności sprzężonych oraz może być przedstawiony w postaci grafu płaskiego. Korzystając z dualności elementów i obwodów można utworzyć pary dualne całych grup układów, np. parę taką tworzą układy klasy E oraz układy klasy E^{-1}.

20. **Współczynnikiem reaktancyjności Q_L** (str. 55) obwodu szeregowego określany jest w niniejszej pracy stosunek reaktancji indukcyjnej X_L do rezystancji R tego obwodu:

$$Q_L = \frac{X_L}{R} = \frac{2\pi \cdot f \cdot L}{R},$$

natomiast dla obwodu równoległego, odwrotnie, stosunek rezystancji R do reaktancji X_L:

$$Q_L = \frac{R}{X_L} = \frac{R}{2\pi \cdot f \cdot L},$$

gdzie f – częstotliwość pracy (przełączania).

W przypadku obwodów rezonansowych współczynnik reaktancyjności Q_L ma w literaturze swój odpowiednik, nazywany dobrocią obwodu obciążonego (dobrocią wypadkową) przy częstotliwości pracy (z ang. the loaded quality factor Q_L at the operating frequency f) [10, 67, 69, 88 i 90]. Współczynnik reaktancyjności Q_L oraz dobroć Q [10, 12] określonego obwodu rezonansowego mają jednakowe wartości wtedy, gdy częstotliwość pracy równa jest częstotliwości drgań własnych tego obwodu. W falowniku klasy E dla pracy optymalnej i danej wartości współczynnika reaktancyjności Q_L wyjściowego obwodu rezonansowego znana jest również wartość dobroci Q tego obwodu. Odpowiednia różnica pomiędzy wartościami Q_L i Q (indukcyjny charakter obwodu przy częstotliwości pracy) jest niezbędna do uzyskania miękkiego załączania tranzystora. Wartość względna tej różnicy zmniejsza się w miarę wzrostu Q_L (Q). **Wyjściowy obwód rezonansowy** (rys. 5.1) falownika klasy E jest to obwód złożony z rezystancji obciążenia oraz bezpośrednio połączonych z nią szeregowo/równolegle indukcyjności i pojemności.

21. **Współczynnikiem ograniczenia pojemnościowego częstotliwości k_C** (str. 87) nazywany jest stosunek reaktancji X_{C1} sumarycznej pojemności C_1, złożonej z wyjściowej pojemności tranzystora oraz przyłączonej do niej równolegle pojemności zewnętrznej falownika, do ilorazu wartości szczytowej napięcia U_{DSm} oraz skutecznej prądu I_{Dsk} tranzystora:

$$k_C = \frac{X_{C1}}{U_{DSm}/I_{Dsk}} = \frac{I_{Dsk}}{2\pi \cdot f \cdot C_1 \cdot U_{DSm}},$$

gdzie f – częstotliwość przełączania tranzystora.

Współczynnik k_C wykorzystywany jest do porównania maksymalnych częstotliwości pracy falowników, które wynikają z minimalnej wartości pojemności C_1 równoległej do tranzystora. Przypadek, dla którego wartość pojemności C_1 równa jest wyjściowej pojemności tranzystora C_{OSS}, nazywany jest **ograniczeniem pojemnościowym częstotliwości** (str. 38). Dla określonych parametrów tranzystora U_{DSm} i I_{Dsk} maksymalna częstotliwość pracy falownika ograniczona jest poprzez minimalną wartość $C_1 = C_{OSS}$.

22. **Współczynnik zawartości wyższych harmonicznych prądu obciążenia k_{hi}** (str. 87) zdefiniowany jest następująco:

$$k_{hi} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_{Oskn}^2}}{I_{Osk1}} \cdot 100\% = \frac{\sqrt{I_{Osk}^2 - I_{Osk1}^2}}{I_{Osk1}} \cdot 100\%,$$

gdzie I_{Osk}, I_{Oskn}, I_{Osk1} – wartości skuteczne: prądu obciążenia oraz jego n-tej i podstawowej harmonicznej.

Współczynnik ten w literaturze często oznaczany jest jako THD (total harmonic distortion). Na podstawie wartości współczynnika k_{hi} falowniki klasy E zostały podzielone na falowniki z sinusoidalnym ($k_{hi} \leq 10\%$) oraz niesinusoidalnym ($k_{hi} > 10\%$) prądem obciążenia.

23. W pracy do określenia i porównania właściwości falowników wykorzystywane są liczne **parametry** i **współczynniki**. Przykładami parametrów są: parametry pracy tranzystora {8} i względne parametry elementów falownika, natomiast jako przykładowe współczynniki można wymienić: współczynniki wykorzystania parametrów tranzystora {8}, współczynnik szczytowego napięcia lub prądu {16} oraz współczynnik ograniczenia pojemnościowego częstotliwości {21}. Powyższe parametry i współczynniki nazywane są często w pracy w skrócie parametrami.

24. **Dopasowanie rezystancji obciążenia** jest pojęciem związanym z procesem syntezy parametrów falownika. Można wyróżnić trzy warianty takiego dopasowania. W wariancie pierwszym rezystancja obciążenia dopasowywana jest do napięcia (prądu) źródła zasilania przy danej mocy obciążenia. W wariancie drugim rezystancja obciążenia dopasowywana jest do napięcia i prądu tranzystora. Natomiast wariant trzeci łączy oba poprzednie warianty. Ilustruje to następujący przykład dla wariantu pierwszego. Przyjmując określony falownik klasy E oraz zakładając rezystancję obciążenia, napięcie źródła zasilania i częstotliwość przełączania, dopasowanie oznacza, że w obciążeniu uzyskuje się żądaną moc przez odpowiedni dobór parametrów falownika.

1. WSTĘP

1.1. Przedmiot pracy

Przedmiotem pracy są energoelektroniczne, rezonansowe falowniki klasy E, a w szczególności problematyka związana z ich właściwościami energetycznymi.

Ogólnie, falowniki są jedną z grup przekształtników energoelektronicznych znajdujących się w obszarze zainteresowań energoelektroniki, która jest działem elektrotechniki ukierunkowanym na zagadnienia dotyczące przekształcania i sterowania przepływem różnych rodzajów energii elektrycznej. Podstawowymi elementami przekształtników energoelektronicznych są półprzewodnikowe przyrządy mocy (diody, tyrystory i tranzystory) nazywane **zaworami energoelektronicznymi** {1}[2]. Dzięki ich pracy dwustanowej przekształtniki charakteryzują się małymi stratami mocy oraz wysokimi **sprawnościami** {15} przy dużych mocach wyjściowych. Niestety, rzeczywiste zawory energoelektroniczne nie tylko mają niezerową rezystancję w stanie załączenia, ale również ich przełączaniu mogą towarzyszyć znaczne chwilowe straty mocy, zwłaszcza, gdy nie zastosowano żadnych środków w celu ich ograniczenia. Dlatego w miarę wzrostu częstotliwości przełączania obniżają się sprawność oraz moc wyjściowa przekształtników. Zmniejszenie strat mocy związanych z przełączaniem zaworu można uzyskać stosując **przełączanie miękkie** {2} lub **półmiękkie** {4}. Przełączanie takie polega na zapewnieniu w przybliżeniu zerowych wartości napięcia i/lub prądu zaworu podczas jego przełączania. **Falowniki klasy E** {5} są falownikami, w których straty mocy przełączania tranzystora zredukowano w maksymalnym stopniu (załączanie miękkie i wyłączanie półmiękkie tranzystora). W rezultacie falowniki te przy **wysokich częstotliwościach** pracy {7} mają korzystne właściwości energetyczne. Okazuje się jednak, że istnieją możliwości poprawy właściwości energetycznych falowników klasy E przez pewne **modyfikacje** {8} przy określonych założeniach. Zasadnicze założenie znajduje swoje odzwierciedlenie w tytule pracy: „Poprawa właściwości energetycznych falowników klasy E przez maksymalizację wykorzystania tranzystora". Założeniem tym jest **zachowanie parametrów pracy tranzystora** {8}. Poprawa właściwości energetycznych oznacza zwiększenie mocy wyjściowej falowników. Analizowane w ramach pracy falowniki klasy E o poprawionych właściwościach energetycznych są to falowniki, w których realizowane jest **energoelektroniczne przekształcanie energii elektrycznej** {7} oraz które w porównaniu z powszechnie znanym z literatury falownikiem klasy E z równoległym kondensatorem (nazywanym w niniejszej pracy **bazowym falownikiem klasy E** {6}) mogą mieć większą moc wyjściową przy zachowaniu parametrów pracy tranzystora. Przy tym zwiększenie ich mocy wyjściowej spowodowane jest odpowiednim wzrostem mocy wejściowej. Ponieważ zachowanie parametrów pracy tranzystora oznacza m.in. zachowanie strat mocy tranzystora, dlatego zwiększanie mocy wyjściowej falowników sprowadza się do podwyższania ich sprawności.

W ciągu ostatnich lat można zaobserwować nieprzerwany wzrost zainteresowania źródłami energii elektrycznej o częstotliwościach z zakresu od pojedynczych do kilkudziesięciu megaherców i mocach od kilkuset watów do kliku kilowatów. Jest to związane z ich licznymi zastosowaniami przemysłowymi, medycznymi i naukowymi. Jako przykładowe zastosowania można wymienić: nagrzewanie indukcyjne (np. topienie, łączenie, hartowanie), eksperymentalna obróbka lewitacyjna metali, nagrzewanie dielektryczne (np. suszenie, klejenie), wytwarzanie materiałów półprzewodnikowych, indukcyjna generacja plazmy niskotemperaturowej, zasilanie laserów, nowoczesnych źródeł światła i sond ultradźwiękowych,

[2] Odwołanie do określeń i terminów umieszczonych na początku pracy (str. 9).

powlekanie powłokami ochronnymi szkła i soczewek, przetwarzanie napięcia stałego z obwodem pośredniczącym napięcia przemiennego, zdalne zasilanie układów implantowanych, diagnostyka medyczna i terapia radiacyjna oraz liczne zastosowania radiotechniczne. Dążenie do podwyższania częstotliwości pracy układów wynika z konieczności spełnienia wymogów technologicznych oraz ekonomicznych. Wymóg technologiczny związany jest z warunkami zrealizowania danego procesu. Typowym przykładem jest nagrzewanie indukcyjne metali, gdzie na skutek zjawiska naskórkowości występuje wzrost zastępczej rezystancji wsadu i staje się możliwe jego intensywne nagrzewanie. Częstotliwości powyżej 1 MHz są niezbędne do uzyskania tzw. mikroprecyzyjnego nagrzewania indukcyjnego małych detali, na przykład łączenia cienkich drutów do termopar, hartowania ostrzy żyletek, noży i brzeszczotów, lutowania elastycznych ścieżek miedzianych oraz cynowania cienkich przewodów. Podwyższanie częstotliwości pracy układów umożliwia zredukowanie ich gabarytów i wagi, a tym samym obniża koszty. Rezultatem wyższych częstotliwości są mniejsze wymiary transformatorów oraz elementów biernych, co ostatecznie prowadzi do konstrukcji bardziej kompaktowych, o większej gęstości mocy.

Jak już wspomniano, źródłami mocy wysokiej częstotliwości mogą być rezonansowe falowniki klasy E. Zastosowana w nich technika przełączania tranzystorów redukuje istotnie straty mocy związane z ich przełączaniem, umożliwiając uzyskanie wymaganych częstotliwości pracy oraz jednocześnie zapewniając wysokie sprawności. Dodatkowo, ograniczenie stromości zmian napięć i prądów podczas przełączania zmniejsza poziom generowanych zakłóceń elektromagnetycznych. Falowniki klasy E od chwili ich spopularyzowania w latach siedemdziesiątych [88] znajdują liczne zastosowania. Wynika to z ich szeregu zalet, do których można zaliczyć: prostotę obwodu głównego i sterowania (niezawodność), sformalizowane zależności do syntezy parametrów, zredukowane straty mocy towarzyszące przełączaniu tranzystorów (wysokie częstotliwości pracy i wysokie sprawności) oraz dużą gęstość mocy (małe gabaryty i niskie koszty).

Sprawność {15} jest bardzo ważnym współczynnikiem określającym właściwości energetyczne układów. Ma ona wpływ na koszty ich eksploatacji, sposób chłodzenia, dobór i temperaturę roboczą elementów, niezawodność oraz gabaryty i wagę. Ponieważ sprawność falowników klasy E jest z reguły wysoka, przekraczając 90%, dlatego pozornie wydawać się może, że jej dalsze zwiększanie jest nieuzasadnione. Zaprzecza temu jednak następujący przykład. Dane są dwa falowniki o sprawnościach odpowiednio 94% i 96% oraz o takich samych stratach mocy. Oznacza to, że moce wejściowa i wyjściowa falownika o sprawności 96% są o około 50% większe w porównaniu z mocami falownika o sprawności 94%. Jednocześnie z powodu takich samych strat mocy w obu falownikach mogą być w nich zachowane warunki chłodzenia i temperatura robocza elementów. Jeżeli moc wyjściowa falownika o sprawności 96% zostanie obniżona do poziomu mocy wyjściowej falownika o sprawności 94%, to straty mocy w pierwszym falowniku zmniejszą się przynajmniej o 50%. Z kolei mniejszym stratom mocy odpowiadają niższe temperatury elementów i większa niezawodność lub możliwe jest zmniejszenie nakładów ponoszonych na chłodzenie i zredukowanie tym samym gabarytów falownika. Problematyka sprawności (właściwości energetycznych) jest więc niezwykle istotna i prowadzenie badań w tym kierunku jest uzasadnione, zwłaszcza, gdy poprawa może być osiągnięta prostymi środkami, przy niewielkich nakładach dodatkowych.

W pracy zdefiniowano i wyjaśniono najważniejsze pojęcia dotyczące falowników klasy E, omówiono ogólnie problematykę sprawności, dokonano systematyki falowników klasy E, scharakteryzowano oraz porównano ich podstawowe właściwości. Przedstawiono stan aktualny w zakresie metod poprawy właściwości energetycznych falowników klasy E, a wybrane metody, w tym zaproponowane przez autora, przeanalizowano teoretycznie i zweryfikowano eksperymentalnie.

1.2. Motywacja

Bezpośrednią motywacją do napisania niniejszej pracy była potrzeba systematycznego przeanalizowania możliwości poprawy właściwości energetycznych falowników klasy E. Pomimo że literatura dotycząca falowników klasy E jest bardzo obszerna, to problematyka poprawy ich właściwości energetycznych jest przedmiotem tylko kilku publikacji [44, 51, 53, 59, 71, 72, 91, 92 i 94], które pojawiły się w ciągu ostatnich lat. Niestety, zaproponowane w literaturze metody zostały przeanalizowane i zweryfikowane eksperymentalnie w ograniczonym zakresie (tylko podstawowe właściwości, przybliżone wyniki, szczególne przypadki). Dlatego autor niniejszej pracy podjął własne badania w tym kierunku.

Dodatkową motywacją było dążenie do uporządkowania terminologii oraz przedstawienie systematyki falowników klasy E.

1.3. Cel pracy

Celem pracy jest:

- ustalenie stanu aktualnego w zakresie metod poprawy właściwości energetycznych falowników klasy E,
- scharakteryzowanie podstawowych właściwości falowników klasy E, którego wynikiem jest kompendium informacji o tego typu falownikach,
- uporządkowanie terminologii oraz zaproponowanie systematyki falowników klasy E,
- wszechstronne porównanie właściwości, w tym właściwości energetycznych, falowników różnych klas,
- przeanalizowanie możliwości poprawy właściwości energetycznych falowników klasy E – zasadniczy cel pracy oraz
- weryfikacja eksperymentalna wybranych metod poprawy właściwości energetycznych falowników klasy E.

1.4. Zakres pracy i założenia

Praca poświęcona jest problematyce rezonansowych falowników klasy E, ze szczególnym zwróceniem uwagi na ich właściwości energetyczne. Prowadzona poprawa właściwości energetycznych falowników polega na zwiększaniu ich mocy wyjściowych przy założeniu zachowania parametrów pracy tranzystora {8}. Dzięki temu założeniu zwiększanie mocy wyjściowych falowników zostaje sprowadzone do równoważnej maksymalizacji ich sprawności. Pomijane są straty mocy związane z istnieniem pasożytniczych parametrów elementów obwodu głównego falownika (straty mocy cewek, dławików i kondensatorów). Straty te są zwykle mniejsze w porównaniu ze stratami powstającymi w samym tranzystorze oraz mogą być zmniejszane niezależnie przez odpowiedni dobór wartości, konstrukcji i typu stosowanych elementów. W ogólnym przypadku, tj. bez konkretnych danych, nie jest możliwa minimalizacja całkowitych strat mocy falownika.

Zasadniczym założeniem przyjętym do prowadzonej w pracy analizy jest założenie, że przekształcanie energii elektrycznej jest przekształcaniem energoelektronicznym {7}, tzn. odbywa się z wysoką sprawnością. Zakładając określony, minimalny poziom mocy wyjściowej falownika (w niniejszej pracy przyjęto 100 W), możliwe jest wskazanie podstawowych właściwości, jakie powinien mieć tranzystor stosowany w falownikach klasy E, a tym samym wyznaczenie zakresu prowadzonej analizy. Tranzystor ten powinien zapewniać małe straty mocy w stanie załączenia oraz wyłączenia, jego czasy przełączania powinny być znacznie krótsze od okresu przełączania oraz jednocześnie parametry napięciowo-prądowe powinny

gwarantować uzyskanie odpowiedniej mocy wyjściowej. Ponieważ falowniki klasy E najczęściej pracują z częstotliwościami przewyższającymi 1 MHz, dlatego typem tranzystora spełniającym najlepiej powyższe wymagania jest tranzystor mocy MOSFET. Jego czasy przełączania mieszczą się w zakresie od kilku do kilkudziesięciu nanosekund, a parametry napięciowo-prądowe umożliwiają uzyskanie mocy wyjściowych falowników przekraczających 1 kW. Stosując w falownikach klasy E współczesne tranzystory mocy MOSFET, ich maksymalną częstotliwość przełączania można określić na 10–30 MHz [104], podrozdz. 3.3. Dla częstotliwości niższych od częstotliwości maksymalnej straty mocy przewodzenia tranzystora są większe od strat mocy przełączania, co w przybliżeniu odpowiada dwustanowej pracy tranzystora oraz zapewnia wysoką sprawność. W celu sprawdzenia wpływu czasu przełączania tranzystora na właściwości energetyczne falownika klasy E przeprowadzono odpowiednią analizę.

W literaturze można znaleźć liczne przykłady falowników klasy E, których częstotliwość pracy przewyższa 30 MHz. Przykładowo są to falowniki o częstotliwościach 145 MHz, 500 MHz, 1 GHz, osiągające odpowiednio moce 2,58 W, 0,55 W, 0,94 W oraz sprawności 96,5%, 83% i 75% [90]. Falowniki te mają małe moce, wykorzystują specyficzne tranzystory wykonane w różnych technologiach (np. niskonapięciowe tranzystory typu GaAs MESFET – metal-semiconductor field effect transistor [85]), a analiza ich właściwości wymaga uwzględnienia pewnych zjawisk, które można pominąć przy niższych częstotliwościach pracy. Zasadniczo problematyka związana z tego typu falownikami wykracza poza ramy niniejszej pracy, natomiast może być podjęta jako jej kontynuacja.

Najważniejsze założenia przyjęte w pracy:

- Analizuje się właściwości energoelektronicznych, rezonansowych falowników klasy E z tranzystorami mocy MOSFET przełączanymi z częstotliwościami do 30 MHz.
- Analiza teoretyczna i pomiary laboratoryjne prowadzone są dla stanów ustalonych.
- W analizie teoretycznej elementy *RLMTC* obwodów głównych falowników traktowane są jako elementy idealne o parametrach skupionych. Ich parametry pasożytnicze uwzględniane są przy syntezie parametrów falowników oraz podczas weryfikujących pomiarów laboratoryjnych, gdy nie zwiększa to znacznie pracochłonności wymaganych obliczeń.
- Optymalizacja i porównanie właściwości energetycznych falowników prowadzone są przy zachowaniu parametrów pracy tranzystora {8} oraz przy założeniu dominacji strat mocy przewodzenia nad pozostałymi stratami tranzystora.
- Zasadnicza analiza właściwości energetycznych falowników klasy E dotyczy ich pracy optymalnej bez powielania częstotliwości.
- Uwzględniane są metody najprostsze i najskuteczniejsze ze względu na możliwość poprawy właściwości energetycznych falowników. Metody te są szczegółowo analizowane oraz weryfikowane za pomocą bazowego falownika klasy E {6}.
- Do obliczeń numerycznych wykorzystywany jest program Matlab.
- Zakłada się przeprowadzenie eksperymentów laboratoryjnych na poziomie mocy wyjściowej falowników do 1 kW oraz częstotliwości pracy do 16 MHz.

1.5. Zawartość pracy

Praca ma następującą strukturę. W rozdz. 2 dokonano przeglądu stanu aktualnego zagadnienia falowników klasy E, koncentrując się na zaproponowanych dotychczas w literaturze metodach poprawy ich właściwości energetycznych. Przedstawiono tam również własny dorobek autora w tym względzie. Informacje te stanowią punkt wyjścia do analizy przeprowadzonej w dalszych częściach pracy. W rozdziale 3 przeanalizowano właściwości statyczne

i dynamiczne tranzystorów mocy MOSFET istotne podczas ich przełączania z wysokimi częstotliwościami. Omówiono źródła strat mocy, wskazano parametry ograniczające moc wyjściową oraz oszacowano maksymalną częstotliwość przełączania tych tranzystorów w falownikach klasy E. W rozdziale 4 określono **parametry i współczynniki** {23} charakteryzujące właściwości energetyczne falowników oraz sformułowano ogólne zalecenia uzyskania wysokiej sprawności. Rozdział 5 stanowi kompendium informacji na temat falowników klasy E, które w znacznej części zostało opracowane na podstawie wyników własnych badań autora. Zawiera ono m.in. uogólnioną definicję układów klasy E i ich rodzajów pracy, a także dyskusję wpływu parametrów obwodu głównego i sterowania na uzyskiwany rodzaj pracy falownika klasy E. Zaproponowano ogólną systematykę klas układów i na jej podstawie przedyskutowano wzajemne relacje pomiędzy klasami. W końcowej części rozdziału zilustrowano przykładami wybrane przypadki pracy optymalnej falownika klasy E z powielaniem częstotliwości oraz dla nietypowych kształtów przebiegów napięcia i prądu tranzystora, wykazując każdorazowo pogorszenie się właściwości energetycznych falownika. W rozdziale 6 opisano dwa przykładowe modele komputerowe falownika klasy E, bazujące na równaniach stanu oraz ich rozwiązaniu za pomocą metody macierzy przejścia. Wyjaśniono założenia upraszczające przyjęte do budowy modeli. Modele tego typu zostały użyte w pracy do analizy właściwości poszczególnych falowników. W kolejnej części pracy (rozdz. 7) dokonano systematyki falowników klasy E i ich nazewnictwa. Porównano właściwości falowników wewnątrz klasy E oraz falowników klasy E z właściwościami falowników innych klas. W analizie porównawczej zwrócono szczególną uwagę na właściwości energetyczne. W rozdziale 8 przeanalizowano właściwości falownika klasy E dla różnych kombinacji wartości jego parametrów, obliczając uzyskiwane sprawności oraz moce wyjściowe. Nie modyfikowano tu obwodu głównego falownika. Porównano rodzaje pracy falownika klasy E pod względem właściwości energetycznych. W rozdziale 9 opisano falowniki klasy EF_2 i E/F_3, w których stosunkowo prosta modyfikacja układowa istotnie poprawia ich właściwości energetyczne względem falownika klasy E. Omówiona została ich idea oraz przedstawiono najważniejsze właściwości. Następnie (rozdz. 10) zbadano wpływ parametrów na właściwości falowników klasy EF_2 i E/F_3 oraz falownika klasy E. Na zakończenie, w rozdz. 11, uzyskane wcześniej wyniki teoretyczne zweryfikowano eksperymentalnie. Szczegółowym pomiarom laboratoryjnym poddano kilka wybranych falowników o różnych mocach i częstotliwościach pracy. W rozdziale 12 podsumowano uzyskane wyniki, wskazano falowniki o najlepszych właściwościach i zaproponowano kierunki dalszych badań. Ponadto, na początku praca zawiera zestawienie ważniejszych określeń i terminów oraz na końcu dodatek, w którym zamieszczono opis modeli falowników klasy E, EF_2 i E/F_3.

2. STAN AKTUALNY ZAGADNIENIA

W pierwszej części rozdziału skoncentrowano się na historii powstania falowników klasy E[3] oraz na ich ogólnych właściwościach. W drugiej części przedstawiono stan aktualny zagadnienia metod poprawy ich właściwości energetycznych. Na zakończenie wyszczególniono oryginalne wyniki badań uzyskane w ramach niniejszej pracy.

Historia falownika klasy E wiąże się z zaproponowanym w 1959 r. przez Baxandalla **falownikiem klasy D** {10}, [21]. Falownik ten do swego działania wymaga minimum dwóch tranzystorów, których zsynchronizowane obwody sterowania bramkowego znajdują się zwykle na różnych potencjałach. Przełączaniu tranzystorów towarzyszą straty mocy wynikające z przeładowywania ich pasożytniczych pojemności wyjściowych. Dlatego poszukiwano nowego falownika, który byłby prostszy (miał tylko jeden tranzystor) oraz umożliwiał wyeliminowanie negatywnego wpływu wyjściowej pojemności tranzystora na sprawność. Pierwsze tego typu rozwiązanie opisał w rozprawie doktorskiej Ewing (1964) [5]. Jednak ze względu na ograniczony zasięg tego opracowania pomysł nie uległ szerszemu spopularyzowaniu. Podobnie stało się z pracą Lohrmana (1966) [76] oraz publikacjami w języku rosyjskim Artyma (1969) [19], Gruzdeva (1969) [36], Popova (1970) [80] oraz Kozyreva (1971) [75]. Lohrman [76] zaproponował i przebadał eksperymentalnie falownik, w którym poprawę jego sprawności uzyskał wykorzystując dwustanową pracę tranzystora i odpowiednie dostrojenie wyjściowego obwodu rezonansowego i sterowania. Niezależne publikacje Artyma [19] i Gruzdeva [36] dotyczyły analizy teoretycznej i obliczeń parametrów jednotranzystorowych (jednolampowych) falowników, które ze względu na ich charakterystyczne właściwości mogłyby zostać nazwane falownikami klasy E. Podobne falowniki opisali Popov [80] i Kozyrev [75]. Dopiero po publikacji Sokalów (ojca i syna) [88] z roku 1975 falowniki klasy E otrzymały swą ostateczną nazwę, zyskały powszechną akceptację oraz znalazły liczne zastosowania. Przedstawili oni w szczegółach koncepcję falownika klasy E, podali uproszczone zależności do syntezy parametrów falownika klasy E z równoległym kondensatorem (nazywanego w niniejszej pracy bazowym falownikiem klasy E {6}) oraz dokonali jego weryfikacji eksperymentalnej, konstruując falownik o mocy wyjściowej 26 W, sprawności 96% i częstotliwości pracy 3,9 MHz. Należy zaznaczyć, że badania nad falownikami klasy E zostały również niezależnie rozpoczęte na gruncie polskim pracami Eberta i Kazimierczuka [8, 28 i 29] z roku 1977.

Począwszy od lat siedemdziesiątych problematyka falowników klasy E była i wciąż jest przedmiotem licznych publikacji. Do szczególnie ważnych prac opublikowanych w początkowym okresie należy zaliczyć prace Raaba oraz Kazimierczuka. Raab m.in. dokładnie przeanalizował właściwości bazowego falownika klasy E i opisał jego wariant **symetryczny** {12}, [81], a także przedstawił charakterystyki ilustrujące wpływ wybranych parametrów na właściwości falownika [82]. Kazimierczuk w kolejnych pracach [61–63 i 67] zaprezentował zasadę działania oraz właściwości różnych falowników klasy E, przedstawił zweryfikowane eksperymentalnie wyniki analizy właściwości bazowego falownika klasy E, które uzyskał

[3] **Przełączanie maksymalnie miękkie** {5}, definiujące układy klasy E, jest w identyczny sposób realizowane we wzmacniaczach oraz falownikach, nazywanych wzmacniaczami oraz falownikami klasy E. Ponieważ niniejsza praca dotyczy energoelektronicznego przekształcania energii elektrycznej, dlatego dla zachowania jej przejrzystości przyjęto używać konsekwentnie jednej nazwy – falownik klasy E. Ze względu na uwarunkowania historyczne, w literaturze nazwa wzmacniacz klasy E wielokrotnie stosowana jest w odniesieniu do układów przekształcających energię elektryczną, które nie wzmacniają żadnych sygnałów. Prezentowane w pracy wyniki mogą zostać przeniesione na układy wzmacniaczy po uwzględnieniu ich specyficznych właściwości.

wykorzystując model uwzględniający określoną wartość dobroci **wyjściowego obwodu rezonansowego** {20} oraz wartości współczynnika wypełnienia przewodzenia tranzystora różne od 0,5. Z kolei w pracy [69] Kazimierczuk określił wpływ na działanie falownika diody dodatkowej, dołączanej szeregowo lub równolegle do tranzystora.

Do innych ważnych prac związanych z problematyką falowników klasy E można zaliczyć opracowania dotyczące:
1) dokładniejszej analizy właściwości falowników, biorącej pod uwagę tętnienia prądu zasilania [95, 99], niezerowy czas opadania prądu tranzystora podczas wyłączania [22, 64] oraz nieliniowość wyjściowej pojemności tranzystora [24, 93],
2) falowników z niesinusoidalnym napięciem wyjściowym [65, 89],
3) możliwości uzyskania pracy z powielaniem częstotliwości [16, 98],
4) ogólnych ograniczeń związanych z minimalizacją strat mocy towarzyszących przełączaniu tranzystora [66, 79],
5) metodologii wyznaczania strat mocy i sprawności falownika [73, 83],
6) opisu praktycznych realizacji i przedstawieniu wyników pomiarów falowników klasy E [26, 101 i 102].

Wartościowy materiał dotyczący falowników klasy E zawarty jest również w następujących publikacjach książkowych: [12] (Krauss et al.), [10] (Kazimierczuk, Czarkowski) oraz [1] (Albulet). Zaprezentowano w nich podstawowe wiadomości z zakresu falowników klasy E. Opisano m.in. zasadę działania wybranych falowników klasy E, podano przybliżone zależności do syntezy ich parametrów oraz zależności do oceny strat mocy, a także przeanalizowano pracę z powielaniem częstotliwości.

Powyższe i inne znane z literatury opracowania można podzielić na dwie grupy. Pierwsza grupa prezentuje szerszą problematykę, dotyczy różnych falowników oraz przedstawia szereg, nie zawsze istotnych, informacji. Druga grupa koncentruje się na określonym problemie i sposobie jego rozwiązania. W obu grupach brak jest pozycji zawierających jasną i prostą definicję układów klasy E, systematyzujących aktualnie znane falowniki klasy E oraz dokonujących zbiorczego porównania ich właściwości. Na podstawie podanych w nich zależności jest trudne lub w ogóle niemożliwe porównanie sprawności oraz mocy wyjściowych osiąganych przez różne falowniki. Wyjątek stanowią dwie prace: [9] (Kazimierczuk) oraz [11] (Kee). W pracy [9] szczegółowo i systematycznie przeanalizowano wpływ różnych możliwych do uzyskania kształtów przebiegów napięcia i prądu tranzystora na właściwości falowników, uwzględniając również falowniki klasy E. Porównano wartości parametrów falowników, w tym współczynnika wydajności mocy wyjściowej. Współczynnik ten pozwala porównać moce wyjściowe falowników, ale do jego wyznaczenia wykorzystywane są wartości szczytowe napięcia oraz prądu tranzystora. O ile użycie wartości szczytowej napięcia tranzystora jest uzasadnione, to wykorzystanie wartości szczytowej prądu jest dyskusyjne [59]. Stosując w falowniku tranzystor MOSFET, którego głównym źródłem strat mocy są rezystancyjne straty przewodzenia, zamiast wartości szczytowej prądu tranzystora powinna być użyta jego wartość skuteczna. Problem ten szczegółowo wyjaśniono w podrozdz. 4.2. Nową koncepcję **falowników klasy E/F** {13} zaproponował w 2001 r. Kee [11]. Można w nich uzyskać wyższe sprawności i większe moce wyjściowe niż te osiągane w falownikach klasy E przy zachowaniu parametrów pracy tranzystora {8}. W pracy tej przedyskutowano problematykę sprawności oraz możliwości jej podwyższenia, wyrażając właściwości falowników poprzez szereg parametrów. Jednak nie porównano właściwości energetycznych różnych falowników klasy E, skupiając się wyłącznie na falownikach klasy E/F oraz uwzględniając jedynie pracę ze stałym współczynnikiem wypełnienia przewodzenia tranzystora, równym 0,5.

W omówieniu stanu aktualnego zagadnienia autor niniejszej pracy musi również uwzględnić własne opracowania poświęcone falownikom klasy E. Wynikiem pierwszego etapu badań

była jego praca doktorska (1996) [7]. Przeanalizowano w niej teoretycznie i eksperymentalnie właściwości falowników klasy E, skupiając się wyłącznie na bazowym falowniku klasy E oraz na tzw. falowniku klasy E z szeregowym kondensatorem. Na potrzeby tej pracy skonstruowano oraz przebadano laboratoryjnie kilka falowników klasy E o częstotliwości pracy 1 MHz i mocy kilkuset watów, z których jeden zastosowano w systemie nagrzewania lewitacyjnego metali. Wyniki badań laboratoryjnych porównano z wynikami obliczeń teoretycznych oraz symulacyjnych. Należy tutaj podkreślić, że niniejsza praca oraz praca doktorska autora różnią się od siebie pod względem założonych celów, zakresu poruszanej problematyki, a co za tym idzie – prezentowanych wyników badań. Prace badawcze kontynuowane po obronie pracy doktorskiej były przedmiotem licznych publikacji. Przykładowo dotyczyły one: modeli falowników klasy E [38, 50], opracowania układu sterowania falownikiem w przypadku zmian parametrów obciążenia [41, 48], określenia wpływu parametrów zastępczych obciążenia na uzyskiwany rodzaj pracy [47], falowników klasy E pracujących z powielaniem częstotliwości [46], systematyki falowników klasy E [49] oraz syntezy parametrów, konstrukcji i pomiarów falowników klasy E, EF_2 i E/F_3 o mocach wyjściowych do 1 kW i częstotliwościach pracy do 16 MHz [52, 54].

W analizie stanu aktualnego zagadnienia problematyka poprawy właściwości energetycznych falowników klasy E wymaga szczególnego potraktowania. Ostatnio w literaturze pojawiły się nowe koncepcje podwyższenia sprawności falowników klasy E, polegające na poprawie kształtu przebiegów napięcia i/lub prądu tranzystora. Poprawa kształtu przebiegów napięcia lub prądu tranzystora oznacza obniżenie stosunku wartości szczytowej napięcia lub wartości skutecznej prądu względem ich wartości średnich. Przykładowo, zmniejszenie stosunku wartości szczytowej do średniej napięcia tranzystora pozwala zwiększyć napięcie zasilania i moc wyjściową falownika, zachowując przy tym wartość szczytową napięcia tranzystora. Metody poprawy kształtu przebiegów wymagają z reguły dołączenia do podstawowego obwodu głównego falownika klasy E dodatkowych elementów. Ponieważ elementy te są źródłem nowych strat mocy, dlatego w ogólnym przypadku sprawność falownika może się zwiększyć, pozostać niezmieniona lub ulec zmniejszeniu, w zależności od relacji pomiędzy stratami całkowitymi a mocą wejściową.

Metody poprawy kształtu przebiegów napięcia i/lub prądu tranzystora można podzielić na trzy grupy. Do grupy pierwszej zalicza się metody wpływające głównie na kształt przebiegu napięcia tranzystora, metody należące do grupy drugiej oddziałują na kształt przebiegu prądu tranzystora, natomiast grupa trzecia obejmuje metody, które w pewnym stopniu modyfikują kształt obu przebiegów. Przykładem metod z grupy pierwszej są metody opisane w pracach [91, 92 i 94]. Wartość szczytowa napięcia tranzystora została ograniczona przez dołączenie równolegle do tranzystora lub dławika zasilającego diody Zenera [91, 92]. Podobny efekt uzyskano wprowadzając do obwodu głównego falownika dodatkowy transformator z diodą odcinającą [94]. Transformator ten spełnia wówczas jednocześnie funkcję dławika zasilającego oraz we współpracy z diodą ogranicza wartość szczytową napięcia tranzystora. Rozwiązania tego typu mogą znaleźć zastosowania w układach małych mocy. Jest to spowodowane stratami w diodzie Zenera oraz oscylacjami powstającymi pomiędzy pasożytniczymi elementami transformatora i diody. Do grupy drugiej należy metoda zaproponowana w pracy [44]. Może ona być stosowana niezależnie od poziomu mocy falownika i jest stosunkowo prosta. Polega na dołączeniu dodatkowego kondensatora (tzw. kondensatora różnicowego) pomiędzy dreny tranzystorów symetrycznego falownika klasy E oraz nieznacznym zwiększeniu wartości współczynnika wypełnienia przewodzenia tranzystorów powyżej wartości 0,5. W rezultacie uzyskuje się niezmienione warunki przełączania tranzystorów, a kształt przebiegu prądu tranzystora jest zbliżony do prostokątnego. Analiza właściwości takiego falownika została przeprowadzona jedynie w ograniczonym zakresie za pomocą symulacji komputerowej [44].

W pracach [11, 71 i 72] przedstawiono metody należące do grupy trzeciej, które jednocześnie oddziałują na kształt przebiegów napięcia oraz prądu tranzystora. Polegają one na wprowadzaniu do obwodu głównego falownika klasy E dodatkowych obwodów rezonansowych, które dostrojone są do częstotliwości wyższych harmonicznych. Ponieważ mogą być spełnione warunki przełączania tranzystora typowe dla falownika klasy E {5} oraz **obwód drenowy** {9} ma właściwości częstotliwościowe specyficzne dla **falownika klasy F^{-1}** {11}, dlatego falowniki te nazywane są falownikami klasy E/F {13}. Właściwości falowników klasy E/F zostały poddane szczegółowej analizie w pracy [11]. Jej najważniejsze wyniki opublikowano również w publikacji [72]. Koncepcja falowników klasy E/F została pozytywnie zweryfikowana eksperymentalnie [11, 71]. Przykładowy falownik miał moc wyjściową 1,1 kW, sprawność 87% i częstotliwość pracy 7 MHz. Powyższe opracowania nie wyczerpują jednak problematyki poprawy właściwości energetycznych falowników klasy E. Przeanalizowano wyłącznie właściwości falowników klasy E/F, uwzględniono jedynie współczynnik wypełnienia przewodzenia tranzystora równy 0,5, a w części eksperymentalnej skoncentrowano się na falownikach symetrycznych oraz pobieżnie potraktowano wpływ zmian parametrów podczas pracy falownika na warunki przełączania tranzystora. Tymczasem można utworzyć **falowniki klasy EF** {13}, które pod względem właściwości łączą falowniki klasy E i F. Celowe jest przeanalizowanie właściwości falowników klasy E/F i EF w funkcji współczynnika wypełnienia przewodzenia tranzystora i przy zmianach parametrów podczas pracy falowników oraz uwzględnienie ich wariantów niesymetrycznych. Współczynnik wypełnienia przewodzenia tranzystora ma istotny wpływ na kształt napięcia i prądu tranzystora oraz sprawność falownika. Analiza właściwości falownika przy zmianach jego parametrów umożliwia wyznaczenie bezpiecznego zakresu ich zmian. Natomiast zaletą falowników niesymetrycznych jest ich prostota.

Autor podejmował problematykę właściwości energetycznych falowników klasy E w ramach badań bezpośrednio poprzedzających powstanie niniejszej pracy. Ich wyniki przedstawiono m.in. w publikacjach [51, 53, 56 i 59]. W pracy [51] zaprezentowana została konstrukcja i pomiary falownika klasy E o mocy 800 W, sprawności 86% i częstotliwości pracy 16 MHz. Opisano metodę zwiększenia sprawności oraz mocy wyjściowej tego falownika, polegającą na dołączeniu równolegle do tranzystora szeregowego obwodu rezonansowego, który dostrojono do częstotliwości drugiej harmonicznej. Zaproponowana koncepcja nowego falownika klasy EF_2 została początkowo zweryfikowana za pomocą symulacji komputerowej. Natomiast w pracy [53] dokonano jej weryfikacji eksperymentalnej, konstruując oraz dokonując pomiarów falownika klasy EF_2 o mocy 1 kW, sprawności 89% i częstotliwości pracy 16 MHz. Szczegółowe porównanie sprawności i mocy wyjściowych falownika klasy E oraz **falowników klasy EF_2** i **E/F_3** {13} o poprawionych właściwościach energetycznych było przedmiotem publikacji [56 i 59].

Podsumowując, z analizy stanu aktualnego zagadnienia poprawy właściwości energetycznych falowników klasy E wynikają trzy zasadnicze wnioski. Po pierwsze podejmowana problematyka nie jest pełna. Po drugie stosowana metodologia daje ograniczone możliwości. Po trzecie wyniki dotyczą w mniejszym lub większym stopniu szczególnych przypadków. Niniejsza praca zawiera analizę i wyniki, które obejmują rozszerzoną problematyką oraz uzyskane zostały za pomocą efektywnych metod, przy czym część z tych wyników jest zupełnie nowa, a część stanowi uzupełnienie i rozwinięcie wyników prezentowanych we wcześniejszych publikacjach autora [42, 47, 49–56, 58 i 59]. Novum pracy jest:

- nowa, uogólniona definicja układów klasy E,
- systematyka terminologii, przedstawienie podziału oraz dokonanie obszernego porównania właściwości falowników klasy E przy uwzględnieniu również falowników rezonansowych innych klas,

- zdefiniowanie nowych współczynników określających właściwości energetyczne falowników – współczynnika mocy zainstalowanej tranzystora i zmodyfikowanego współczynnika wydajności mocy wyjściowej,
- systematyczne przebadanie wpływu parametrów falownika klasy E dla pracy optymalnej na właściwości energetyczne,
- wykazanie, że praca optymalna falownika klasy E w przybliżeniu zapewnia jego najwyższą sprawność oraz największą moc wyjściową przy zachowaniu parametrów pracy tranzystora,
- koncepcja nowego falownika klasy EF_2 oraz rozszerzenie znanej koncepcji falownika klasy E/F_3, uprzednio zbadanej tylko przy współczynniku wypełnienia przewodzenia tranzystora równym 0,5,
- opracowanie algorytmu maksymalizacji sprawności oraz mocy wyjściowej falowników klasy EF_2 i E/F_3 względem wybranych parametrów,
- łączna analiza właściwości falowników klasy E, EF_2 i E/F_3 z uwzględnieniem ich wariantów niesymetrycznych oraz symetrycznych,
- zweryfikowane modele komputerowe falowników,
- skonstruowanie i przebadanie laboratoryjne falowników klasy EF_2 oraz E/F_3, mające na celu potwierdzenie ich wyższych sprawności i większych mocy wyjściowych w porównaniu z osiągami falownika klasy E oraz
- określenie kierunków przyszłych badań jako kontynuacji niniejszej pracy.

3. TRANZYSTORY MOCY MOSFET

Celem niniejszego rozdziału jest wyjaśnienie i sprecyzowanie informacji o tranzystorach mocy MOSFET niezbędnych do dalszej analizy właściwości energetycznych falowników. Określenie tranzystor mocy MOSFET oznacza przyrząd mocy o napięciu dren-źródło rzędu kilkuset woltów w stanie wyłączenia i prądzie drenu od kilku do kilkudziesięciu amperów w stanie załączenia. W rozdziale scharakteryzowano właściwości statyczne i dynamiczne tranzystorów mocy MOSFET istotne z punktu widzenia ich stosowania w wysokoczęstotliwościowych falownikach klasy E. Przeanalizowano źródła strat mocy oraz granice bezpiecznej pracy tranzystorów. W ostatniej części rozdziału przedstawiono wyniki analizy teoretycznej, ilustrujące rozkład strat mocy przewodzenia, przełączania i bramkowych tranzystora MOSFET w falowniku klasy E. Analizy tej dokonano na podstawie bazowego falownika klasy E {6} w funkcji częstotliwości przełączania tranzystora. Uzyskane wyniki oraz dane eksperymentalne z literatury umożliwiły ocenę maksymalnej częstotliwości przełączania tranzystorów mocy MOSFET w falownikach klasy E.

3.1. Właściwości statyczne oraz dynamiczne – źródła strat mocy

W falownikach klasy E, pracujących z częstotliwościami od pojedynczych do kilkudziesięciu megaherców, powszechnie stosowane są tranzystory mocy MOSFET (metal-oxide-semiconductor field effect transistor). Współczesne tranzystory MOSFET przebyły długą drogę rozwoju, począwszy od zaproponowania koncepcji tranzystora polowego w latach trzydziestych, aż do jej realizacji praktycznej oraz powszechnej dostępności tranzystorów w latach siedemdziesiątych. Było to możliwe dopiero po osiągnięciu odpowiedniego poziomu technologicznego w zakresie produkcji i obróbki materiałów półprzewodnikowych. Ponieważ produkowane współcześnie tranzystory MOSFET różnią się technologią wytwarzania, strukturami wewnętrznymi (struktury komórkowe heksagonalne, prostokątne, trójkątne), obudowami i parametrami, dlatego skupiono się na ich typowych właściwościach.

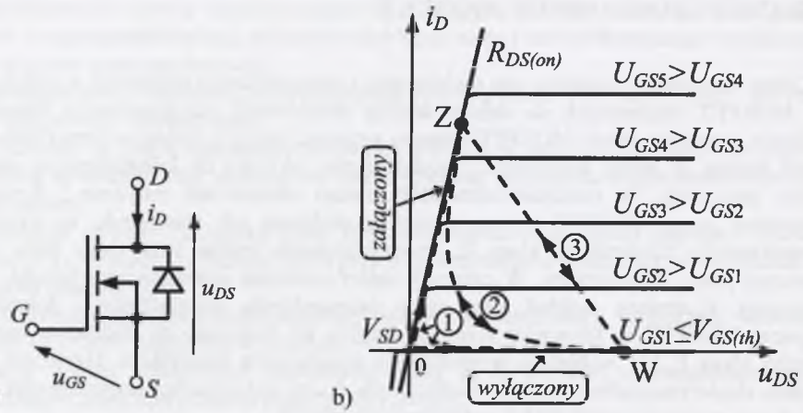
Tranzystor MOSFET jest przyrządem unipolarnym, w którym przewodzenie prądu odbywa się z wykorzystaniem nośników większościowych [6, 14]. W rezultacie nie występują w nim zjawiska związane z magazynowaniem oraz rekombinacją nośników mniejszościowych, a jego czasy przełączania są bardzo krótkie, od kilkudziesięciu do kilku nanosekund. Tranzystory MOSFET charakteryzują się stabilnością temperaturową (dodatni współczynnik temperaturowy rezystancji przewodzenia) oraz szerokim obszarem bezpiecznej pracy. Ich podstawową wadą jest stosunkowo duża rezystancja przewodzenia tranzystorów wysokonapięciowych. Najprostszym sposobem jej obniżenia jest zwiększenie liczby elementarnych (składowych) tranzystorów, pogarszając niestety tym samym właściwości dynamiczne tranzystora.

Na rysunku 3.1 przedstawiano symbol tranzystora MOSFET z kanałem typu N oraz jego uproszczone statyczne charakterystyki wyjściowe. Tranzystory mocy MOSFET z kanałem typu P są rzadko stosowane praktycznie z powodu względnie większej rezystancji przewodzenia. Sumaryczne straty mocy tranzystora[4] w obwodzie dren-źródło P_{DS} wyraża zależność:

$$P_{DS} = \frac{1}{T}\int_0^T u_{DS} \cdot i_D \mathrm{d}t , \tag{3.1}$$

gdzie u_{DS} jest napięciem dren-źródło, i_D prądem drenu tranzystora oraz T okresem przełączania.

[4] Używane w dalszych częściach pracy określenie "tranzystor" będzie odnosiło się do tranzystora mocy MOSFET z kanałem typu N.



Rys. 3.1. Tranzystor MOSFET z kanałem typu N: a) symbol, b) uproszczone charakterystyki wyjściowe
Fig. 3.1. N-channel MOSFET transistor: a) symbol, b) simplified output characteristics

Straty mocy tranzystora można ograniczyć zmniejszając wartość iloczynu napięcia u_{DS} oraz prądu i_D. W tym celu należy zapewnić położenie punktów pracy tranzystora w stanie załączenia (punkt Z) i wyłączenia (punkt W) na statycznych charakterystykach granicznych, odpowiadających pracy tranzystora w zakresie rezystancyjnym i zakresie odcięcia (rys. 3.1b). Przy tym, podczas przełączania należy dążyć do omijania zakresu aktywnego, zbliżając trajektorię przełączania do trajektorii 1 **przełączania miękkiego** {2}. W zakresie aktywnym tranzystor zachowuje się jak sterowane napięciem bramki u_{GS} źródło prądu, a wartość iloczynu napięcia i prądu tranzystora jest wtedy znacznie większa od jego wartości dla stanu załączenia lub wyłączenia. Dla określonej trajektorii przełączania znajdującej się w zakresie aktywnym, w celu obniżenia strat mocy należy dążyć do skrócenia czasu przełączania. Na rysunku 3.1 ilustrują to dwie trajektorie przełączania. Trajektoria 3 jest przykładem **przełączania twardego** {3}, któremu towarzyszą duże chwilowe straty mocy. Trajektoria 2 położona jest bliżej trajektorii 1 i w rezultacie chwilowe straty mocy są mniejsze. Tego typu trajektoria przełączania występuje przy **przełączaniu półmiękkim** {4}. Wyjaśnienia te wskazują na przyczyny strat mocy w tranzystorze, którymi są: niezerowa rezystancja przewodzenia oraz półmiękkie lub twarde przełączanie tranzystora. Straty mocy związane ze stanem wyłączenia tranzystora są zazwyczaj pomijane (komentarz odnośnie do tych strat zamieszczono w podrozdz. 3.3, str. 40). Poszczególne straty mocy podczas cyklicznego przełączania tranzystora są wyrażone za pomocą następujących zależności:

$$P_z = \frac{1}{T}\int_{t_0}^{t_0+t_z} u_{DS}\cdot i_D \mathrm{d}t\,, \tag{3.2}$$

$$P_{on} = R_{DS(on)}\cdot\frac{1}{T}\int_{t_0+t_z}^{t_0+t_z+t_{on}} i_D^2 \mathrm{d}t = R_{DS(on)}\cdot I_{Dsk}^2\,, \tag{3.3}$$

$$P_w = \frac{1}{T}\int_{t_0+t_z+t_{on}}^{t_0+t_z+t_{on}+t_w} u_{DS}\cdot i_D \mathrm{d}t\,, \tag{3.4}$$

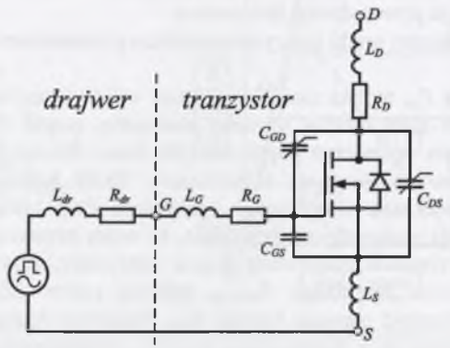
gdzie: P_z, P_{on}, P_w – straty mocy załączania, przewodzenia i wyłączania tranzystora,
T – okres przełączania,
t_0 – czas początkowy,
t_z, t_{on}, t_w – czas załączania, przewodzenia i wyłączania tranzystora,
$R_{DS(on)}$ – rezystancja przewodzenia tranzystora,
I_{Dsk} – wartość skuteczna prądu tranzystora podczas przewodzenia.

Straty przewodzenia P_{on} można zmniejszyć przez wybór tranzystora o małej rezystancji przewodzenia $R_{DS(on)}$ lub ograniczenie wartości skutecznej prądu I_{Dsk}. Wartość prądu I_{Dsk} można w pewnym stopniu ograniczyć poprzez wybór klasy falownika oraz właściwy dobór wartości parametrów obwodu głównego i sterowania. Straty przewodzenia zwykle zdecydowanie przewyższają pozostałe straty mocy tranzystora. Przy tym, dodatni współczynnik temperaturowy rezystancji przewodzenia powoduje, że straty przewodzenia ulegają dodatkowemu zwiększeniu ze wzrostem temperatury złącza tranzystora. Aby dla danego tranzystora uzyskać minimalną wartość rezystancji $R_{DS(on)}$, podczas przewodzenia tranzystora należy zapewnić odpowiednią wartość napięcia bramki U_{GS}. Ponieważ wartość napięcia progowego bramki $V_{GS(th)}$ zwykle mieści się w zakresie od 2 do 5 V, a maksymalne dopuszczalne napięcie bramka-źródło wynosi zwykle 20 V, dlatego napięcie U_{GS} powinno przyjmować wartości z zakresu od 10 do 15 V.

Straty mocy załączania i wyłączania tranzystora mogą zostać zmniejszone na dwa sposoby. Pierwszy sposób polega na wyeliminowaniu lub znacznym ograniczeniu tych strat przez zastosowanie przełączania miękkiego lub półmiękkiego. Przełączanie takie uzyskiwane jest m.in. w falownikach rezonansowych, spośród których szczytowym osiągnięciem pod względem zmniejszenia strat mocy przełączania tranzystorów są falowniki klasy E. W falowniku klasy E [7, 61, 81 i 88] straty mocy załączania zostały całkowicie wyeliminowane (przełączanie miękkie), natomiast straty wyłączania są znacznie ograniczone (przełączanie półmiękkie). Drugi sposób zmniejszenia strat mocy przełączania polega na skróceniu czasów przełączania. Można to osiągnąć przez wybór tranzystora o dobrych właściwościach dynamicznych oraz staranne zaprojektowanie i wykonanie połączeń pomiędzy wyprowadzeniami tranzystora, elementami obwodu głównego a drajwerem, minimalizując w ten sposób parametry pasożytnicze połączeń. Połączenia te powinny być jak najkrótsze, szerokie, symetryczne i pozbawione pętli. Istotne znaczenie dla uzyskania krótkich czasów przełączania ma również wybór typu oraz konstrukcja układu drajwera. Jednoczesne zastosowanie miękkiego oraz szybkiego przełączania daje najlepsze rezultaty i pozwala osiągnąć najwyższe częstotliwości przełączania. Dla częstotliwości megahercowych przełączanie twarde jest niedopuszczalne z powodu znacznych strat mocy oraz wysokiego poziomu generowanych zakłóceń elektromagnetycznych. Przykładowo, straty mocy związane z cyklicznym rozładowywaniem wyjściowej pojemności tranzystora o typowej wartości 200 pF, naładowanej do napięcia 400 V, dla częstotliwości 1 MHz wynoszą 16 W.

Struktura wewnętrzna tranzystora MOSFET pomiędzy źródłem a drenem zawiera diodę wewnętrzną [6, 14], rys. 3.1a. W ogólnym przypadku dla ujemnej polaryzacji tranzystora może wystąpić przepływ prądu wstecznego tylko przez diodę, jednocześnie przez diodę i otwarty kanał tranzystora lub tylko przez kanał [14]. Dla wartości prądu zbliżonych do prądu znamionowego tranzystora spadek napięcia na przewodzącej diodzie V_{SD} wynosi zwykle od 1 do 2 V. Dla danego typu tranzystora rozpływ prądu wstecznego pomiędzy połączonymi równolegle diodą i ewentualnie powstałym kanałem zależy od wartości prądu i_D oraz napięcia bramki u_{GS}. Wewnętrzna dioda tranzystora jest diodą typu PIN (półprzewodnik typu p+ – warstwa wewnętrzna półprzewodnika n– – półprzewodnik typu n+), która niestety ma nieporównywalnie dłuższy czas odzyskiwania zdolności zaworowych w porównaniu z czasami

przełączania samego tranzystora. Wartość tego czasu dla diod tranzystorów mocy MOSFET zwykle znajduje się w zakresie od 150 do 800 ns. Dlatego w falownikach pracujących z częstotliwościami rzędu megaherców unika się przewodzenia diody wewnętrznej.



Rys. 3.2. Uproszczony model dynamiczny tranzystora MOSFET z jego drajwerem
Fig. 3.2. Simplified dynamic model of MOSFET transistor with its driver

Na rysunku 3.2 przedstawiono uproszczony model dynamiczny tranzystora MOSFET z drajwerem sterującym. Przydatność tego modelu do analizy właściwości oraz syntezy parametrów falowników pracujących z częstotliwościami rzędu megaherców została wielokrotnie potwierdzona eksperymentalnie, np. [53, 101 i 102]. Wewnętrzny tranzystor z diodą oraz rezystancją R_D zapewniają właściwości statyczne zilustrowane charakterystykami na rys. 3.1b. Dodatkowe elementy modelu kształtują właściwości dynamiczne tranzystora. Pojemności C_{GS}, C_{GD} i C_{DS} są międzyelektrodowymi pojemnościami pasożytniczymi tranzystora. Pojemność C_{GS} jest w przybliżeniu liniowa, natomiast pojemności C_{GD} i C_{DS} są nieliniowymi funkcjami przyłożonego do nich napięcia. Ich nieliniowość jest szczególnie duża dla małych wartości napięć. Pojemność C_{GD} zmienia się w przybliżeniu skokowo przy zmianie jej polaryzacji. Pojemność C_{DS} ma charakter pojemności złączowej diody. Ponieważ znajomość wartości tych pojemności jest często wymagana do prawidłowego zaprojektowania układu drajwera oraz doboru wartości elementów obwodu głównego falownika, dlatego najczęściej korzysta się z obliczonych dla nich zastępczych pojemności liniowych. Ich wartości wyznaczane są najczęściej z warunku równoważnego ładunku, który zapewnia taką samą wartość napięcia na pojemności nieliniowej oraz zastępczej pojemności liniowej. Ładunek dla zastępczej pojemności wejściowej bramka-źródło tranzystora wyznacza się na podstawie tzw. ataku prądowego [6, 14] i jest on podawany w danych katalogowych tranzystora jako funkcja napięcia U_{GS}. Biorąc pod uwagę nieliniowość pojemności C_{DS} i C_{GD}, wyznaczenie zastępczej pojemności wyjściowej tranzystora C_{OSS} jest bardziej złożone. Można ją obliczyć korzystając z katalogowej charakterystyki pojemności $C_{OSS} = C_{GD}+C_{DS} = g(u_{DS})$ lub dokonać jej pomiaru (podrozdz. 11.1). Pasożytnicze indukcyjności L_{dr}, L_G, L_D, L_S wynikają z konfiguracji i długości wyprowadzeń tranzystora oraz drajwera. W celu załączenia lub wyłączenia tranzystora każdorazowo do bramki jest dostarczany lub z niej odprowadzany ładunek przełączający Q_G. Z przekazywaniem tego ładunku wiążą się straty mocy, które wydzielają się w pasożytniczych rezystancjach drajwera R_{dr} oraz bramki R_G (pominięto zewnętrzną rezystancję bramki). Straty bramkowe P_G w rezystancji R_G powodują wzrost strat całkowitych tranzystora oraz temperatury złącza. Dla sterowania prostokątnym napięciem unipolarnym (jednobiegunowym) straty te można obliczyć następująco:

$$P_G = \frac{Q_G \cdot U_{GS} \cdot f \cdot R_G}{R_{dr} + R_G}, \tag{3.5}$$

gdzie: U_{GS} – napięcie bramki podczas przewodzenia tranzystora,
f – częstotliwość przełączania.

Zakładając typowe wartości: $Q_G = 90$ nC, $U_{GS} = 12$ V, $f = 10$ MHz oraz $R_G = R_{dr}$, straty bramkowe P_G wynoszą 5,4 W. Aby uzyskać załączenie tranzystora w czasie $t_z = 10$ ns, obwód bramkowy powinien umożliwić przepływ w tym czasie prądu o wartości średniej $Q_G/t_z = 9$ A. Zapewnienie czasów przełączania na poziomie 10 ns wymaga więc drajwera, który jest w stanie dostarczyć prąd o znacznej wartości oraz wymaga obwodu bramkowego o odpowiednio małych wartościach elementów pasożytniczych L_{dr}, R_{dr}, L_G, R_G i L_S. Często pomiędzy tranzystor a drajwer włączana jest dodatkowa, bezindukcyjna rezystancja zewnętrzna, której zadaniem jest wytłumienie powstających w obwodzie bramkowym oscylacji pasożytniczych. Zgodnie z zależnością (3.5) powoduje ona obniżenie strat bramkowych P_G, niestety jednocześnie wydłużeniu ulegają czasy przełączania. W przedstawionym przykładzie założono sterowanie napięciem prostokątnym. W rzeczywistości przebieg napięcia na pojemności wewnętrznej C_{GS} może znacznie odbiegać od prostokątnego i dla częstotliwości przełączania porównywalnych z częstotliwością rezonansową obwodu bramkowego zbliżony jest do przebiegu sinusoidalnego. Należy również zauważyć, że w praktyce nie można zarejestrować dokładnego przebiegu tego napięcia, gdyż pojemność C_{GS} jest „separowana" poprzez elementy L_S, L_G i R_G. Przyjmując typowe wartości indukcyjności $L_{dr} = L_G = L_S = 4$ nH oraz zastępczą pojemność bramka-źródło $C_G = Q_G/U_{GS} = 90/12 = 7{,}5$ nF, uzyskuje się częstotliwość rezonansu własnego obwodu bramkowego równą 16,8 MHz. Wyznaczona w ten sposób częstotliwość stanowi dobry wskaźnik oceny właściwości częstotliwościowych obwodu bramkowego i wykorzystywana jest do porównania alternatywnych opcji konstrukcji tego obwodu. Do sterowania tranzystorem może być również użyte napięcie sinusoidalne. Sterowanie takie uzyskuje się na przykład przez podłączenie bramki tranzystora do wyjścia rezonansowego falownika małej mocy. Wówczas pasożytnicze elementy bramki C_G, L_G, L_S i R_G stają się integralną częścią wyjściowego obwodu falownika sterującego (drajwera) [31]. Wadą sterowania napięciem sinusoidalnym jest ograniczony zakres regulacji wartości współczynnika wypełnienia przewodzenia tranzystora, najczęściej konieczność samodzielnego skonstruowania drajwera oraz wyższe straty mocy w porównaniu ze stratami dla sterowania prostokątnym napięciem unipolarnym. W przypadku sterowania prostokątnym napięciem bipolarnym (dwubiegunowym) lub napięciem sinusoidalnym straty mocy są na podobnym poziomie [104].

Analizując właściwości dynamiczne tranzystora na podstawie modelu przedstawionego na rys. 3.2, należy zwrócić uwagę na niekorzystne oddziaływania obwodu dren-źródło tranzystora na obwód bramkowy za pośrednictwem pasożytniczej indukcyjności L_S oraz pojemności C_{GD} (tzw. efekt Millera). Indukcyjność L_S tworzy ujemne sprzężenie zwrotne, które spowalnia proces przełączania tranzystora. Jest ono rezultatem napięcia na indukcyjności L_S, wywołanego zmianami prądu drenu tranzystora (di_D/dt), które przeciwdziała napięciu przełączającemu drajwera. Dlatego indukcyjność L_S powinna być jak najmniejsza, a podłączenia drajwera i obwodu głównego falownika do źródła tranzystora poprowadzone oddzielnie. Efekt Millera związany jest z koniecznością przeładowania pojemności C_{GD} przez obwód bramkowy. Gdy impedancja obwodu bramkowego jest duża, występuje wydłużenie czasów przełączania i zwiększenie strat mocy tranzystora. W skrajnym przypadku może nawet wystąpić samoczynne załączenie tranzystora, spowodowane szybką zmianą napięcia dren-źródło (du_{DS}/dt) i przepływem prądu przez pojemności C_{GD} oraz C_{GS}.

Całkowite straty mocy tranzystora P_T składają się ze strat w obwodzie dren-źródło P_{DS} oraz strat w obwodzie bramkowym P_G:

$$P_T = P_{DS} + P_G = P_{on} + P_z + P_w + P_G . \tag{3.6}$$

W przypadku falowników klasy E dominują straty mocy przewodzenia P_{on} (3.3), straty załączania P_z (3.2) są całkowicie wyeliminowane (załączanie miękkie), natomiast straty wyłączania P_w (3.4) są znacznie ograniczone (wyłączanie półmiękkie). Straty bramkowe P_G (3.5) z reguły odgrywają mniejszą rolę. Dopiero dla częstotliwości przełączania zbliżonych do częstotliwości rezonansowej obwodu bramkowego straty bramkowe osiągają znaczne wartości, niepomijalne względem innych strat.

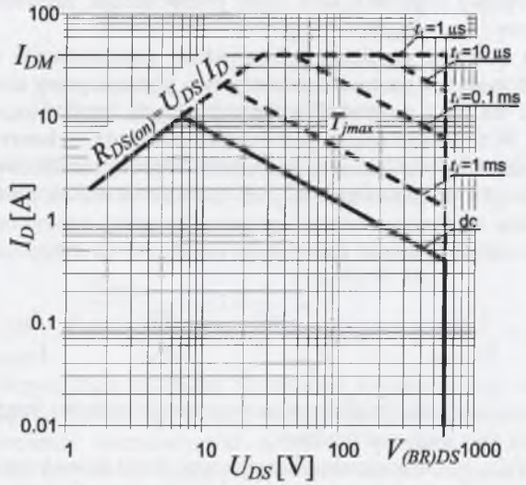
Idealny tranzystor MOSFET powinien mieć zerową rezystancję przewodzenia, zerowe czasy przełączania oraz szybką diodę wewnętrzną. W tych kierunkach prowadzone są prace badawcze i wdrożenia, których rezultatem są nowo opracowywane typy tranzystorów MOSFET, charakteryzujące się ulepszonymi właściwościami statycznymi i dynamicznymi. Przykładem takich tranzystorów są tzw. CoolMOS-y, wprowadzone przez firmę Infineon [108], w których zauważalnie obniżono rezystancję przewodzenia. Dzięki temu uzyskano zmniejszenie ich gabarytów i poprawę właściwości dynamicznych dla danych parametrów napięciowo-prądowych tranzystora. Innymi przykładami są tranzystory serii LC (International Rectifier, [109]) oraz serii Q (IXYS, [110]), w których zredukowano pojemności pasożytnicze, a zwłaszcza obniżono ładunek przełączający bramki. Z kolei tranzystory serii F (IXYS, [110]) wyróżniają się dodatkowo zmniejszoną rezystancją bramki, a przez to krótszymi czasami przełączania. Na szczególną uwagę zasługują tranzystory serii DE wprowadzone przez firmę Directed Energy [111], które przeznaczone są do wysokoczęstotliwościowej pracy dwustanowej (z ang. „RF switch mode MOSFET"). Tranzystory te mają wszechstronnie zoptymalizowane właściwości dynamiczne, na przykład czasy przełączania rzędu 5 ns oraz indukcyjności doprowadzeń około 1 nH. Ich obudowa jest izolowana, płaska i symetryczna, o oddzielnych wyprowadzeniach dla obwodu sterowania i obwodu głównego oraz wyróżnia się niską rezystancją cieplną. Ponadto, do tranzystorów tej serii opracowano dedykowany drajwer.

3.2. Obszar bezpiecznej pracy (SOA)

Obszar bezpiecznej pracy (SOA – safe operating area) przedstawia w formie graficznej graniczne wartości parametrów przyrządu półprzewodnikowego, których przekroczenie może spowodować jego uszkodzenie. Jest on często zamieszczany w danych katalogowych. Analiza obszaru bezpiecznej pracy tranzystora umożliwia wskazanie tych parametrów tranzystora MOSFET, które w przypadku jego zastosowania w falowniku klasy E wyznaczają graniczne wartości sprawności oraz mocy wyjściowej.

Na rysunku 3.3 przedstawiano przykładowy obszar bezpiecznej pracy tranzystora MOSFET. Obszar wyznaczony jest poprzez: rezystancję przewodzenia $R_{DS(on)}$, maksymalną dopuszczalną wartość chwilową prądu drenu I_{DM}, maksymalne dopuszczalne napięcie dren-źródło $V_{(BR)DS}$ oraz ograniczenia wynikające z maksymalnej dopuszczalnej temperatury złącza T_{jmax} (dc, t_i = 1 ms,..., t_i = 1 µs – rys. 3.3). Linia $R_{DS(on)}$ jest wynikiem tego, że dla danego prądu tranzystora I_D napięcie U_{DS} nie może być mniejsze niż wartość $R_{DS(on)} \cdot I_D$. Maksymalna dopuszczalna wartość chwilowa prądu I_{DM} wynika z dopuszczalnej obciążalności prądowej wewnętrznych połączeń tranzystora. Kolejnym ograniczeniem jest maksymalne dopuszczalne napięcie $V_{(BR)DS}$, którego przekroczenie rozpoczyna proces przebicia lawinowego tranzystora. Napięcie $V_{(BR)DS}$ zależy od temperatury złącza tranzystora, przy czym zmiany te są zwykle

pomijane. Wzrost temperatury złącza od 25 do 150°C powoduje typowo zwiększenie napięcia $V_{(BR)DS}$ o około 10% [100]. Pozostałe ograniczenia wynikają z warunku nieprzekroczenia temperatury złącza T_{jmax}. Nawet chwilowe zwiększenie temperatury złącza powyżej wartości T_{jmax} jest niedopuszczalne, gdyż może ono spowodować nieodwracalne zmiany w strukturze półprzewodnika. Na rysunku 3.3 zaznaczono pięć przykładowych ograniczeń. Pierwsze ograniczenie (dc) obowiązuje przy prądzie stałym tranzystora. Pozostałe (t_i = 1 ms,..., t_i = 1 µs) odpowiadają niepowtarzalnym impulsom prądu o kształcie prostokątnym i określonym czasie trwania. Katalogowy obszar bezpiecznej pracy jest z reguły podawany dla temperatury korpusu tranzystora T_c równej 25°C. Ponieważ w danym zastosowaniu tranzystora temperatura korpusu najczęściej jest wyższa, temperatura złącza musi być niższa niż T_{jmax} (zaleca się nie przekraczać wartości z zakresu 80–120°C) i wartość szczytowa napięcia tranzystora jest mniejsza od $V_{(BR)DS}$ (zwykle poniżej 0,8·$V_{(BR)DS}$), dlatego wartości parametrów tranzystora podczas pracy są niższe od tych, które wynikają z katalogowego obszaru bezpiecznej pracy.



Rys. 3.3. Przykładowy obszar bezpiecznej pracy tranzystora MOSFET (T_c = 25°C)
Fig. 3.3. Example safe operating area of a MOSFET transistor

Analiza SOA dla pracy dwustanowej tranzystora MOSFET prowadzi do następujących wniosków. W stanie wyłączenia ograniczeniem wartości szczytowej napięcia tranzystora jest napięcie $V_{(BR)DS}$. W stanie załączenia wartości chwilowe napięcia u_{DS} i prądu i_D tranzystora są uzależnione poprzez rezystancję $R_{DS(on)}$. Ponieważ częstotliwość przełączania tranzystora w falowniku klasy E zwykle przekracza 1 MHz, to pomimo impulsowego charakteru strat mocy tranzystora tętnienia temperatury złącza są pomijalnie małe. Wynika to ze stosunkowo dużej bezwładności cieplnej złącza. Dla określonych warunków chłodzenia (R_{thja}, T_a) w stanie ustalonym temperatura złącza T_j jest wyłącznie funkcją średnich strat mocy tranzystora P_T:

$$T_j = R_{thja} \cdot P_T + T_a , \tag{3.7}$$

gdzie: R_{thja} – rezystancja cieplna złącze-otoczenie,
T_a – temperatura otoczenia.

Jeżeli straty przewodzenia P_{on} są dominującym składnikiem strat całkowitych tranzystora P_T (3.6), to uzyskuje się następującą zależność:

$$T_j = R_{thja} \cdot R_{DS(on)}(T_j) \cdot I_{Dsk}^2 + T_a \,. \tag{3.8}$$

Zwiększając prąd I_{Dsk}, rośnie temperatura T_j i rośnie również rezystancja $R_{DS(on)}$, aż dla prądu $I_{Dsk} = I_{Dskm}$ temperatura złącza w stanie ustalonym osiąga wartość T_{jmax}. Dalszy wzrost prądu jest niedopuszczalny. Ograniczenie wynikające z prądu I_{DM} w analizowanych w pracy falownikach nie jest osiągane. Podsumowując, stosując tranzystor MOSFET należy zapewnić takie warunki pracy, aby szczytowa wartość napięcia tranzystora U_{DSm} nie przekroczyła maksymalnego dopuszczalnego napięcia $V_{(BR)DS}$ oraz temperatura złącza T_j była niższa od maksymalnej dopuszczalnej temperatury złącza T_{jmax}. Dla stanu ustalonego warunek temperaturowy ($T_j < T_{jmax}$) może zostać przeliczony za pomocą zależności (3.7) na warunek mocowy ($P_T < P_{Tm}$), a w przypadku dominacji strat mocy przewodzenia, zgodnie z (3.8), zastąpiony przez warunek prądowy ($I_{Dsk} < I_{Dskm}$).

Ze względu na potrzebę uzyskania odpowiedniej niezawodności oraz odporności na chwilowe zakłócenia, wartości parametrów tranzystora podczas pracy w stanie ustalonym są zawsze mniejsze od wartości parametrów dopuszczalnych, czyli $U_{DSm} < V_{(BR)DS}$, $T_j < T_{jmax}$, $P_T < P_{Tm}$ i $I_{Dsk} < I_{Dskm}$. W rezultacie celowe jest wyrażenie **stopnia wykorzystania parametrów tranzystora** {8} przez odpowiednie współczynniki. **Współczynniki wykorzystania parametrów tranzystora** {8} zdefiniowane są jako stosunki wartości parametrów tranzystora podczas pracy w stanie ustalonym (wartości parametrów pracy tranzystora) do wartości jego parametrów dopuszczalnych (wartości parametrów katalogowych tranzystora):

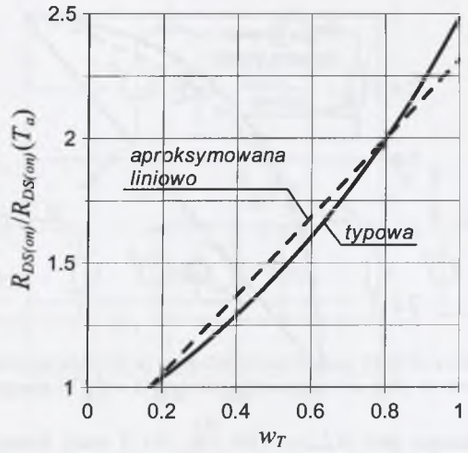
$$w_U = \frac{U_{DSm}}{V_{(BR)DS}}, \quad w_T = \frac{T_j}{T_{jmax}}, \quad w_P = \frac{P_T}{P_{Tm}}, \quad w_I = \frac{I_{Dsk}}{I_{Dskm}}^{*}, \tag{3.9}$$

gdzie: w_U, w_T, w_P, w_I – współczynniki wykorzystania parametrów tranzystora: napięciowy, temperaturowy, mocowy oraz prądowy,
P_{Tm} ($P_{Tm} = P_T(T_{jmax})$) – maksymalne dopuszczalne straty mocy tranzystora oraz
I_{Dskm} ($I_{Dskm} = I_{Dsk}(T_{jmax})$) – maksymalna dopuszczalna wartość skuteczna prądu drenu.
* Współczynnik w_I stosowany jest tylko wtedy, gdy $P_{on} \approx P_T$

$$w_P = \frac{w_T - T_a / T_{jmax}}{1 - T_a / T_{jmax}} \tag{3.10}$$

$$w_I = \sqrt{\frac{w_T - T_a / T_{jmax}}{1 - T_a / T_{jmax}} \cdot \frac{R_{DS(on)}(T_{jmax})}{R_{DS(on)}}} \,. \tag{3.11}$$

Współczynniki w_P oraz w_I można określić jako wtórne, gdyż oba są zależne od temperatury T_j, a tym samym od współczynnika w_T. Korzystając z (3.7), zależność na współczynnik w_P przyjmuje postać (3.10). Zakładając, że straty przewodzenia są dominującym źródłem strat mocy tranzystora (3.8), dla współczynnika w_I otrzymuje się wyrażenie (3.11). Aby uzyskać bezpośrednią zależność współczynnika w_I od współczynnika w_T, wymagana jest znajomość relacji pomiędzy rezystancją przewodzenia $R_{DS(on)}$ i temperaturą złącza T_j. Typowa charakterystyka względnej rezystancji przewodzenia $R_{DS(on)}/R_{DS(on)}(T_a)$ w funkcji współczynnika w_T przedstawiona jest na rys. 3.4 (linia ciągła). Charakterystyka ta opisana jest następującą funkcją [100]:



Rys. 3.4. Względna rezystancja $R_{DS(on)}$ w funkcji współczynnika w_T (T_a = 25°C, T_{jmax} = 150°C)
Fig. 3.4. Relative resistance $R_{DS(on)}$ as a function of factor w_T

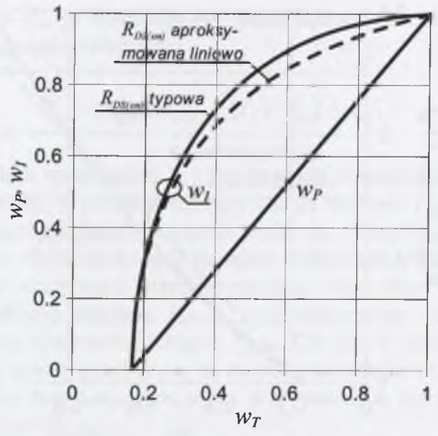
$$\frac{R_{DS(on)}}{R_{DS(on)}(T_a)} = \left(1 + \frac{\alpha}{100}\right)^{T_{jmax} \cdot (w_T - T_a / T_{jmax})} \,, \tag{3.12}$$

w której α jest współczynnikiem zależnym od wartości dopuszczalnego napięcia dren-źródło tranzystora. Dla napięć od 200 do 800 V jego wartość zawiera się odpowiednio w przedziale 0,6–0,75. Do wyznaczenia charakterystyki z rys. 3.4 przyjęto $\alpha = 0{,}73$, co odpowiada podwojeniu się wartości rezystancji $R_{DS(on)}$ przy zmianie temperatury złącza od $T_j = T_a = 25$°C do $T_j = 0{,}8 \cdot T_{jmax} = 0{,}8 \cdot 150 = 120$°C. Charakterystyka zmian rezystancji przewodzenia może być w przybliżeniu aproksymowana funkcją liniową (linia przerywana na rys. 3.4) [103]:

$$\frac{R_{DS(on)}}{R_{DS(on)}(T_a)} = 1 + \beta \cdot T_{jmax} \cdot \left(w_T - \frac{T_a}{T_{jmax}}\right). \tag{3.13}$$

Wartość współczynnika β ($\beta = 0{,}0105$) dobrano tak, aby dla temperatury złącza $T_j = 0{,}8 \cdot T_{jmax}$ ($w_T = 0{,}8$) wartość względnej rezystancji przewodzenia ulegała podwojeniu. Znając zależność rezystancji przewodzenia od temperatury, możliwe jest dalsze przekształcenie wyrażenia (3.11). Uzyskuje się wyrażenia (3.14) i (3.15), odpowiadające funkcji nieliniowej (3.12) i liniowej (3.13). Wyprowadzając zależność (3.15), skorzystano dodatkowo z warunku $R_{DS(on)}(0{,}8 \cdot T_{jmax}) / R_{DS(on)}(T_a) = 2$.

$$w_I = \sqrt{\frac{w_T - T_a / T_{jmax}}{1 - T_a / T_{jmax}}} \cdot 1{,}0073^{0{,}5 \cdot T_{jmax} \cdot (1 - w_T)} \,. \tag{3.14}$$



Rys. 3.5. Współczynniki w_P i w_I w funkcji współczynnika w_T (T_a = 25°C, T_{jmax} = 150°C)
Fig. 3.5. Factors w_P and w_I as a function of factor w_T

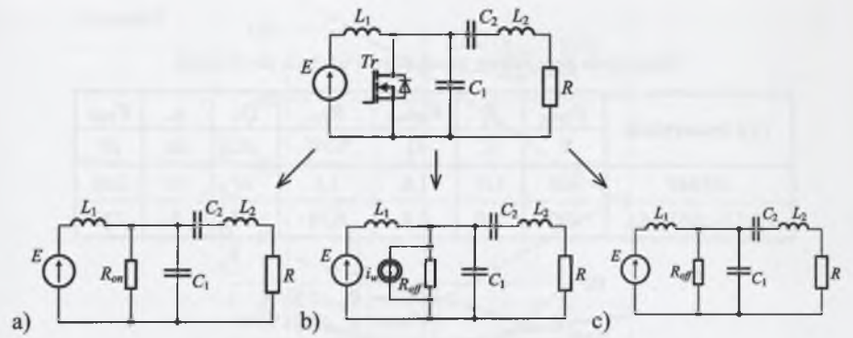
$$w_I = \sqrt{\frac{1+(0{,}8-T_a/T_{jmax})/(1-T_a/T_{jmax})}{1+(0{,}8-T_a/T_{jmax})/(w_T-T_a/T_{jmax})}}. \qquad (3.15)$$

Zmiany współczynników wykorzystania mocowego w_P oraz prądowego w_I w funkcji współczynnika wykorzystania temperaturowego w_T przedstawione są na rys. 3.5. Uwzględniono obie funkcje zmiany rezystancji przewodzenia, nieliniową (linia ciągła) oraz liniową (linia przerywana). Współczynnik w_P jest liniową funkcją współczynnika w_T oraz dla $w_T > 0{,}8$ w przybliżeniu $w_P = w_T$. Pomijając zależność rezystancji przewodzenia od temperatury, uzyskuje się $w_I = \sqrt{w_P}$. Wartości współczynnika w_I w niewielkimi stopniu zależą od funkcji opisującej zmiany rezystancji przewodzenia, przy czym dla funkcji liniowej jego wartości są mniejsze. Dla współczynnika $w_T > 0{,}7$ zmiany współczynnika w_I nie przekraczają 10%.

3.3. Maksymalna częstotliwość przełączania tranzystora MOSFET w falowniku klasy E

Przed przystąpieniem do analizy właściwości falowników klasy E dokonano oceny maksymalnej częstotliwości przełączania tranzystora mocy MOSFET w falowniku klasy E. Celem tej oceny jest uzasadnienie podanego wcześniej zakresu częstotliwości 10–30 MHz, w którym znajdują się maksymalne częstotliwości przełączania tranzystorów przyjęte w ramach niniejszej pracy. Ponieważ przekształcanie energii elektrycznej jest przekształcaniem energoelektronicznym {7}, dlatego jako główny warunek do wyznaczenia maksymalnej częstotliwości przełączania tranzystora przyjęto zrównanie się jego strat mocy przewodzenia ze stratami wyłączania. W falowniku klasy E dla pracy optymalnej straty mocy załączania tranzystora są wyeliminowane.

Dokonanie oceny maksymalnej częstotliwości przełączania wymaga założenia parametrów falownika oraz ustalenia parametrów tranzystora. Korzystając nawet z silnie uproszczonych zależności, do wyznaczenia strat mocy wyłączania tranzystora konieczna jest znajomość mocy falownika oraz czasu wyłączania tranzystora [83]. Dlatego określenie maksymalnej częstotliwości przełączania przeprowadzono następująco. Wybrano reprezentatywny



Rys. 3.6. Schematy falownika klasy E: a) załączenie tranzystora, b) wyłączanie, c) wyłączenie
Fig. 3.6. Schematic diagrams of Class E inverter: a) transistor on-state, b) on-to-off-state, c) off-state

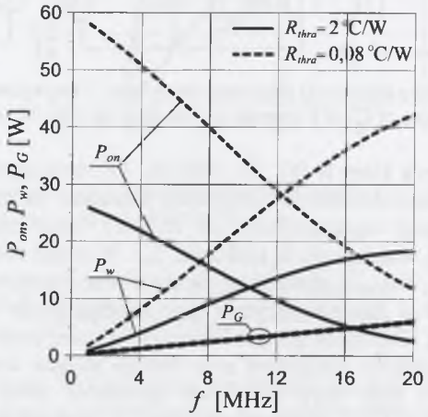
falownik – bazowy falownik klasy E {6}, [61, 88], rys. 3.6, dwa reprezentatywne typy tranzystorów oraz typowe warunki chłodzenia, dla których dokonano obliczeń poszczególnych strat mocy tranzystora w funkcji częstotliwości. Do obliczeń użyto model złożony falownika, którego szczegółowy opis znajduje się w podrozdz. 6.2. W stanie załączenia tranzystor został zastąpiony rezystancją $R_{on} = R_{DS(on)}$, podczas wyłączania prąd tranzystora opadał liniowo przez zadany czas t_w, natomiast w stanie wyłączenia jego kondunktancja wynosiła w przybliżeniu zero ($R_{off} >> R_{on}$, rys. 3.6). Obliczenia przeprowadzono dla stanu ustalonego, danego typu tranzystora, określonych warunków chłodzenia oraz stałego stopnia wykorzystania parametrów tranzystora. Każdorazowo były więc zachowane parametry pracy tranzystora {8}, czyli wartość szczytowa napięcia U_{DSm}, temperatura złącza T_j tranzystora (równoważnie wartość całkowitych strat mocy tranzystora P_T) oraz rezystancja przewodzenia $R_{DS(on)}$ pozostawały stałe. Indukcyjność dławika falownika L_1 była na tyle duża, że prąd zasilania był prawie idealnie wygładzony, natomiast indukcyjność cewki L_2 zapewniała w przybliżeniu sinusoidalny prąd wyjściowy. Wartość **współczynnika wypełnienia przewodzenia tranzystora *D*** {14} była stała i wynosiła 0,35. Przyjęto wartość współczynnika D mniejszą od 0,5, biorąc pod uwagę rosnący w funkcji częstotliwości względny udział czasu wyłączania. Ponadto, jak wykazano w dalszej części pracy, dla współczynnika D z zakresu 0,3–0,5 falownik klasy E ma najlepsze właściwości energetyczne (podrozdz. 8.3). Dla kolejnych wartości częstotliwości wyznaczane były wartości pojemności C_1 i C_2, zapewniające typowe dla pracy optymalnej falownika klasy E miękkie załączanie tranzystora (podrozdz. 5.1). Parametry zasilania oraz obciążenia falownika wynikały z zachowania parametrów pracy tranzystora. Wymagane wartości napięcia zasilania E i rezystancji obciążenia R zamieszczono w tab. 3.2.

Do obliczeń wybrano typowy tranzystor MOSFET typu IRF840 ($V_{(BR)DS}$ = 500 V, I_D = 8 A) [109] oraz zoptymalizowany pod względem właściwości dynamicznych tranzystor serii DE typu DE275-501N16A ($V_{(BR)DS}$ = 500 V, I_D = 16 A) [111]. W tabeli 3.1 zestawiono parametry tranzystorów użyte do obliczeń. Założono wartości współczynników wykorzystania parametrów tranzystora $w_U = w_T = 0{,}8$ ($w_P = 0{,}76$) oraz temperaturę otoczenia T_a = 25°C. Wartości parametrów tranzystorów przyjęto i obliczono na podstawie ich danych katalogowych. Straty bramkowe P_G wyznaczono z zależności (3.5) dla U_{GS} = 12 V i $R_G = R_{dr}$. W obliczeniach uwzględniono dwa rodzaje chłodzenia: chłodzenie z wykorzystaniem typowego radiatora i naturalnym przepływem powietrza, dla którego założono wartość rezystancji cieplnej R_{thra} = 2°C/W oraz chłodzenie z użyciem radiatora wodnego o rezystancji R_{thra} = 0,08°C/W. Wartość całkowitych strat mocy tranzystora P_T obliczono na podstawie zależności (3.7) dla $R_{thja} = R_{thjr} + R_{thra}$, odczytując rezystancję cieplną złącze-radiator R_{thjr} z katalogu.

Tabela 3.1

Zestawienie parametrów tranzystorów użytych do obliczeń

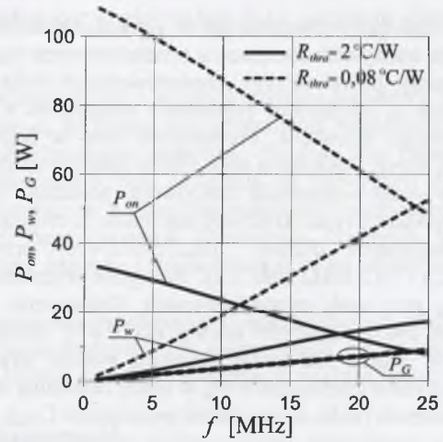
Typ tranzystora	U_{DSm}	T_j	$R_{DS(on)}$	R_{thjr}	Q_G	t_w	C_{OSS}
	V	°C	Ω	°C/W	nC	ns	pF
IRF840	400	120	1,6	1,5	50	10	200
DE275-501N16A	400	120	0,8	0,78	60	5	220



Rys. 3.7. Straty mocy przewodzenia P_{on}, wyłączania P_w i bramkowe P_G tranzystora IRF840 w funkcji częstotliwości przełączania f

Fig. 3.7. Conduction P_{on}, turn-off P_w, and gate P_G power losses of IRF840 transistor as a function of switching frequency f

Zmiany poszczególnych strat mocy tranzystorów w funkcji częstotliwości przełączania ilustrują charakterystyki przedstawione na rys. 3.7 i 3.8. Wartości wybranych parametrów dla częstotliwości 1 MHz oraz maksymalnej częstotliwości przełączania tranzystorów f_m zestawiono w tab. 3.2. Z charakterystyk wynika, że maksymalne częstotliwości przełączania tranzystora DE275-501N16A (15,8 i 24,1 MHz) są wyższe w porównaniu z wartościami uzyskanymi dla tranzystora IRF840 (10,1 i 12,3 MHz). Jest to spowodowane dwukrotnie krótszym czasem wyłączania tego tranzystora oraz jego większymi dopuszczalnymi stratami całkowitymi. Intensywniejsze chłodzenie tranzystora powoduje zwiększenie mocy wyjściowej falownika P_O oraz częstotliwości maksymalnej f_m. Straty bramkowe P_G są liniową funkcją częstotliwości. Podobnie straty P_{on} i P_w wykazują w przybliżeniu liniową zależność od częstotliwości. Dla dowolnej częstotliwości spełniony jest warunek $P_T = P_{on} + P_w + P_G$, czyli gdy straty P_w i P_G rosną, to straty P_{on} maleją. W celach porównawczych w tab. 3.2 podano również wartości napięcia zasilania E, rezystancji obciążenia R, malejącej w funkcji częstotliwości mocy wyjściowej P_O, sprawności drenowej η_D ($\eta_D = P_O/(P_O+P_{on}+P_w)$) {15} oraz sprawności całkowitej η ($\eta = P_O/(P_O+P_T)$) {15}. Ostatnia kolumna tabeli zawiera wartości pojemności C_1 falownika przyłączonej równolegle do tranzystora. W skład tej pojemności wchodzi również wyjściowa pojemność tranzystora C_{OSS} (tab. 3.1). W tabeli 3.2 zaznaczono dwa przypadki, dla których występuje **ograniczenie pojemnościowe częstotliwości** ($C_1 = C_{OSS}$) {21}. Oznacza to, że cała wartość pojemności równoległej C_1 zapewniona jest przez wyjściową pojemność



Rys. 3.8. Straty mocy przewodzenia P_{on}, wyłączania P_w i bramkowe P_G tranzystora DE275-501N16A w funkcji częstotliwości przełączania f

Fig. 3.8. Conduction P_{on}, turn-off P_w, and gate P_G power losses of DE275-501N16A transistor as a function of operating frequency f

Tabela 3.2

Wybrane parametry dla częstotliwości 1 MHz i maksymalnej częstotliwości przełączania f_m

Typ tranzystora	E	R	f	R_{thra}	P_T	P_{on}	P_w	P_G	P_O	η_D	η	C_1
	V	Ω	MHz	°C/W	W	W	W	W	W	%	%	nF
IRF840	147	10,5	1	2	27	25,9	0,8	0,3	294	91,7	91,6	3,56
	138	18,3	f_m = 10,1			12,4	11,6	3,0	225	90,4	89,3	0,20 = C_{OSS}
	150	6,59	1	0,08	60	57,9	1,8	0,3	426	87,7	87,7	5,46
	138	12,0	f_m = 12,3			28,1	28,1	3,8	333	85,6	84,7	0,24
DE275-501N16A	147	6,61	1	2	34	33,1	0,5	0,4	474	93,4	93,3	5,70
	139	10,9	f_m = 15,8			16,8	11,5	5,7	368	92,9	91,5	0,22 = C_{OSS}
	150	3,40	1	0,08	110	108	1,6	0,4	820	88,2	88,2	10,6
	138	6,34	f_m = 24,1			50,7	50,7	8,6	635	86,2	85,2	0,23

tranzystora C_{OSS} i z tego powodu dalsze zwiększenie częstotliwości nie jest możliwe. Dlatego dla tych przypadków maksymalna częstotliwość f_m przyjmuje niższe wartości niż wynikające z warunku zrównania się strat mocy przewodzenia i wyłączania. Poprawa chłodzenia powoduje, że prąd zasilania falownika jest większy oraz jednocześnie rezystancja obciążenia mniejsza, a w rezultacie pojemność C_1 rośnie. Należy zauważyć, że wyznaczona wówczas wartość pojemności C_1 tylko nieznacznie przewyższa wartość pojemności C_{OSS}. Wynika stąd następujący wniosek. Częstotliwość przełączania tranzystorów mocy MOSFET w falownikach klasy E, dla której straty mocy przewodzenia zrównują się ze stratami wyłączania, w przybliżeniu odpowiada częstotliwości, dla której występuje ograniczenie pojemnościowe częstotliwości ($C_1 = C_{OSS}$) {21}.

Dokonując analizy strat mocy tranzystorów w funkcji częstotliwości, pominięto straty mocy w stanie wyłączenia tranzystora związane z przeładowaniem jego pojemności wyjściowej. Problem ten jest ważny, ponieważ przy częstotliwościach zbliżonych do maksymalnej częstotliwości przełączania f_m wyjściowa pojemność tranzystora C_{OSS} staje się istotnym elementem obwodu głównego falownika. Problemowi temu w literaturze nie poświęcono dotychczas wystarczającej uwagi (wspomina się o nim w opracowaniu [101]). Aby zilustrować ilościowo straty mocy w stanie wyłączenia tranzystora, posłużono się następującym przykładem. Analizatorem impedancji typu HP4294A zmierzono szeregowe rezystancje zastępcze w stanie wyłączenia tranzystorów IRF840 i DE275-501N16A przy częstotliwościach f_m, odpowiednio równych 10,1 i 15,8 MHz (tab. 3.2). Następnie wyznaczono wartości skuteczne prądów pojemności C_{OSS} przy tych częstotliwościach. Ostatecznie obliczono straty mocy wyłączenia, otrzymując dla obu tranzystorów wartość około 4 W. Straty te są na poziomie strat bramkowych tranzystorów. Biorąc pod uwagę uzyskaną wartość strat mocy w stanie wyłączenia tranzystorów, ich szybkie zmniejszanie się w miarę obniżania częstotliwości, trudności z ich dokładnym wyznaczeniem (m.in. nieliniowość pojemności C_{OSS}) oraz założenie o zachowaniu parametrów pracy tranzystora (czyli również o zachowaniu wartości szczytowej napięcia tranzystora), straty mocy wyłączenia tranzystora są w niniejszej pracy pomijane.

Tabela 3.3

Dane przykładowych falowników klasy E i użytych w nich tranzystorów

Lp.	f	P_O	η_D	Typ tranzystora	$V_{(BR)DS}$	I_D	$R_{DS(on)}$	Literatura
	MHz	W	%		V	A	Ω	
1.	13,56	200	91	IRFP440	500	8,8	0,85	[26, 109]
2.	13,56	400	86	IRFP450LC	500	14	0,4	[27, 109]
3.	13,56	1000	89	DE375-102N10A	1000	10	1,2	[102, 111]
4.	16	274	92	IRF740	400	10	0,55	[54, 109]
5.	16	800	88	DE375-102N10A	1000	10	1,2	[51, 111]
6.	27,12	490	83	ARF448A	450	15	0,4	[101, 107]

Możliwości realizacji wysokoczęstotliwościowych falowników klasy E z użyciem tranzystorów mocy MOSFET wielokrotnie potwierdzono eksperymentalnie. W literaturze opisane są m.in. konstrukcje falowników klasy E pracujące z częstotliwościami 13,56 MHz, 16 MHz oraz 27,12 MHz. W tabeli 3.3 przedstawiono wybrane dane przykładowych falowników oraz parametry katalogowe użytych w nich tranzystorów. Są to kolejno: częstotliwość pracy, moc wyjściowa, sprawność drenowa, typ tranzystora, jego dopuszczalne napięcie dren-źródło, prąd drenu oraz rezystancja przewodzenia.

Z powyższej analizy wynika, że maksymalne częstotliwości przełączania tranzystorów mocy MOSFET znajdują się w zakresie częstotliwości 10–30 MHz. Poniżej tych częstotliwości współczesne tranzystory MOSFET stosowane w falownikach klasy E mogą być w przybliżeniu traktowane jako **zawory doskonałe** {1} (dominują w nich straty mocy przewodzenia). Możliwe jest tym samym energoelektroniczne przekształcanie energii elektrycznej. Uzyskanie wyższych częstotliwości wymagałoby zastosowania specjalnych typów tranzystorów, drajwerów oraz zintegrowanej konstrukcji całego falownika. Ze wzrostem częstotliwości przełączania należy spodziewać się zmniejszenia mocy wyjściowej, zwiększenia strat mocy wyłączania, strat w stanie wyłączenia i strat bramkowych oraz trudności z uzyskaniem miękkiego załączania tranzystora. Dokładniejsza analiza właściwości takiego falownika wymagałaby uwzględnienia dotychczas pomijanych parametrów pasożytniczych oraz uwzględnienia rozłożonego charakteru elementów. Prezentowane w pracy wyniki mogą zostać wykorzystane jako wytyczne i punkt startowy do takiej analizy.

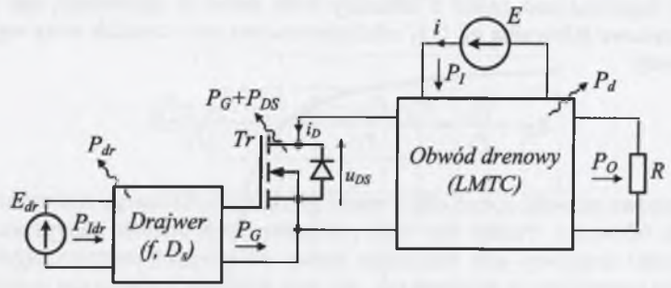
4. PARAMETRY ENERGETYCZNE FALOWNIKÓW

W tym rozdziale wprowadzono i przedyskutowano parametry {23} energetyczne, które w pracy wykorzystywane są do oceny oraz porównania właściwości energetycznych falowników rezonansowych. Zdefiniowano sprawność drenową oraz całkowitą falownika, a także sformułowano ogólne zalecenia w celu uzyskania jak najwyższej sprawności. Zdefiniowano nowy współczynnik – współczynnik mocy zainstalowanej tranzystora, który umożliwia proste porównanie właściwości energetycznych falowników. Następnie krótko przedyskutowano wpływ kształtu przebiegów napięcia i prądu tranzystora na uzyskiwaną sprawność oraz moc wyjściową.

Przedstawiona wstępna analiza właściwości energetycznych falownika koncentruje się na układzie zawierającym jeden tranzystor. W podrozdziale 4.4 wyjaśniono, w jaki sposób jej wyniki mogą zostać uogólnione na układy zawierające większą liczbę tranzystorów.

4.1. Źródła strat mocy i sprawność

Falownik rezonansowy przekształca energię elektryczną napięcia (prądu) stałego w energię napięcia (prądu) przemiennego, wykorzystując w tym celu właściwości obwodu rezonansowego cyklicznie pobudzanego do drgań przez przełączany tranzystor. Obwód główny falownika (rys. 4.1) składa się ze źródła zasilania E, tranzystora Tr, obwodu drenowego oraz obciążenia R. Przełączanie tranzystora jest efektem działania drajwera, który z zadaną częstotliwością f oraz **współczynnikiem wypełnienia wysterowania D_s** {14} steruje tranzystorem. Obwód drenowy {9} zawiera elementy bierne, cewki i dławiki (L), cewki sprzężone (M), transformatory (T) oraz kondensatory (C), które dostosowują charakter zasilania (zasilanie napięciowe lub prądowe), zapewniają powstanie drgań rezonansowych i **dopasowanie rezystancji obciążenia** {24}, a ponadto umożliwiają uzyskanie specyficznych właściwości falownika (np. miękkiego przełączania tranzystora) oraz mogą pełnić funkcje filtrujące. W praktyce elementy $LMCT$, tranzystor i jego drajwer nie są bezstratne, dlatego przekształcaniu energii elektrycznej towarzyszą straty mocy.



Rys. 4.1. Rozpływ mocy w uogólnionym falowniku rezonansowym
Fig. 4.1. Power flow in a generalized resonant inverter

Falownik zasilany jest ze źródła napięcia stałego E, które dostarcza moc wejściową P_I proporcjonalną do wartości średniej prądu zasilania I (4.1).

$$P_I = \frac{1}{T}\int_0^T E \cdot i \, dt = E \cdot \frac{1}{T}\int_0^T i \, dt = E \cdot I \tag{4.1}$$

Ponieważ tylko niewielka część tej mocy wydziela się jako straty zasilania w obwodzie drenowym (np. w dławiku zasilającym), dlatego w jednotranzystorowych falownikach rezonansowych wartości średnie napięcia U_{DS} i prądu I_D tranzystora równe są odpowiednio napięciu zasilania E i wartości średniej prądu zasilania I:

$$E = U_{DS} = \frac{1}{T}\int_0^T u_{DS}\,\mathrm{d}t, \qquad I = I_D = \frac{1}{T}\int_0^T i_D\,\mathrm{d}t. \tag{4.2}$$

Zdecydowana większość mocy wejściowej (zasilania) P_I, pomniejszona o straty mocy w obwodzie dren-źródło tranzystora P_{DS} oraz straty mocy w obwodzie drenowym P_d, przekształcana jest w moc wyjściową (odbiornika) P_O:

$$P_O = P_I - P_{DS} - P_d. \tag{4.3}$$

Z kolei obwód bramkowy tranzystora jest cyklicznie przeładowywany przez drajwer zasilany ze źródła napięcia E_{dr}. Moc zasilania drajwera P_{Idr}, pomniejszona o straty drajwera P_{dr}, trafia do bramki tranzystora, gdzie wydziela się w postaci strat bramkowych P_G ($P_G = P_{Idr} - P_{dr}$). Suma strat bramkowych P_G oraz strat mocy w obwodzie dren-źródło tranzystora P_{DS} są całkowitymi stratami mocy tranzystora P_T ($P_T = P_{DS} + P_G$). Straty te powodują wzrost temperatury złącza T_j (3.7). Wszystkie wymienione straty mocy (P_{DS}, P_d, P_{dr} i P_G) są stratami związanymi z występowaniem rezystancji pasożytniczych. Sumaryczne straty mocy drajwera P_{dr} i bramkowe P_G zależą od typu użytego drajwera, ładunku przełączającego bramki oraz wartości napięcia zasilania drajwera. Natomiast na całkowite straty mocy w obwodzie drenowym P_d wpływają: liczba elementów biernych, ich typy i wartości oraz moc falownika. Straty te ulegają zwiększeniu, gdy za pomocą elementów biernych realizowane są dodatkowe funkcje filtrujące oraz dopasowujące. Spośród wymienionych strat mocy tylko straty tranzystora P_{DS} i ich minimalizacja są przedmiotem niniejszej pracy. Należy dodać, że straty mocy P_{DS}, P_G, P_{dr} i P_d mogą być w znacznym stopniu minimalizowane niezależnie.

W pracy wprowadzono znane z literatury dwie definicje sprawności, np. [9, 12 i 85]. **Sprawność drenowa falownika η_D** {15} zdefiniowana jest jako stosunek mocy wyjściowej do mocy wejściowej:

$$\eta_D = \frac{P_O}{P_I} = \frac{P_I - P_{DS} - P_d}{P_I} = 1 - \frac{P_{DS} + P_d}{P_I}. \tag{4.4}$$

Sprawność drenowa pozwala ocenić efektywność przekształcania energii elektrycznej w obwodzie głównym falownika. Pomija ona moc pobieraną przez drajwer tranzystora. Wykorzystanie sprawności drenowej jako wskaźnika oceny właściwości energetycznych falownika jest szczególnie uzasadnione w przypadkach, gdy moc zasilania drajwera jest niewielka. Druga definicja określa **sprawność całkowitą falownika η** {15} jako stosunek mocy wyjściowej do sumy mocy wejściowej oraz zasilania drajwera:

$$\eta = \frac{P_O}{P_I + P_{Idr}} = \frac{P_I - P_{DS} - P_d}{P_I + P_{Idr}} = 1 - \frac{P_{DS} + P_d + P_{dr} + P_G}{P_I + P_{Idr}}. \tag{4.5}$$

Sprawność całkowita służy do całościowej oceny właściwości energetycznych falownika razem z jego układem sterowania. Sprawności η_D i η różnią się zauważalnie dopiero przy wyższych

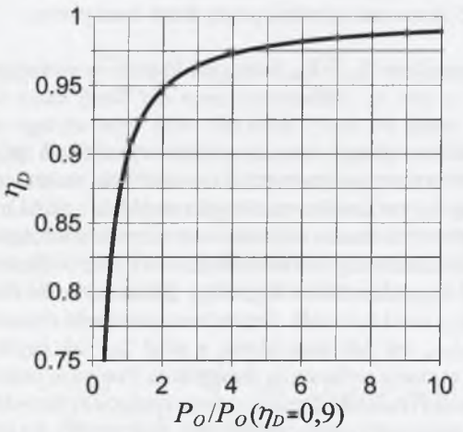
częstotliwościach przełączania, gdy moc P_{Idr} osiąga wartości porównywalne ze stratami mocy P_{DS} i P_d.

W definicjach sprawności (4.4) i (4.5) założono, że cała moc wyjściowa jest mocą użyteczną odbiornika. Ponieważ przebiegi napięcia i prądu wyjściowego falownika są zawsze mniej lub bardziej odkształcone względem przebiegu sinusoidalnego, dlatego moc wyjściowa jest sumą mocy pochodzących od podstawowych harmonicznych napięcia i prądu oraz mocy związanych z wyższymi harmonicznymi. W niektórych zastosowaniach (np. radiotechnicznych) stosowane są filtry wyjściowe tłumiące wyższe harmoniczne i dlatego celowe jest wtedy dodatkowe zdefiniowanie sprawności, która uwzględnia jedynie moc wyjściową dla podstawowych harmonicznych [9]. W zastosowaniach energoelektronicznych z reguły cała moc wyjściowa jest mocą użyteczną odbiornika, niezależnie od stopnia odkształcenia przebiegów wyjściowych. Typowymi przykładami są nagrzewnice indukcyjne i dielektryczne oraz przetwornice napięcia dc/dc.

Prowadzona w pracy analiza ukierunkowana jest na maksymalizację sprawności oraz mocy wyjściowej falownika. Pod tym względem porównane zostaną różne klasy falowników oraz wybrane metody poprawy właściwości energetycznych falowników klasy E. Ponieważ w przybliżeniu można uznać, że we wszystkich porównywanych przypadkach straty bramkowe są na jednakowym poziomie lub są pomijalnie małe względem pozostałych strat tranzystora, dlatego sprawność drenowa będzie wykorzystywana jako zasadniczy wskaźnik oceny właściwości energetycznych falowników. Sprawność całkowita zostanie użyta w części pracy poświęconej pomiarom falowników laboratoryjnych.

W celu zilustrowania zależności sprawności drenowej falownika od mocy wyjściowej przy stałych stratach mocy wyznaczono zależność (4.6), a odpowiadający jej wykres przedstawiono na rys. 4.2. Moc wyjściowa P_O została odniesiona do mocy uzyskiwanej dla $\eta_D = 0{,}9$. Przy wysokich sprawnościach znacznemu zwiększeniu mocy wyjściowej odpowiada niewielki wzrost sprawności.

$$\eta_D = \frac{1}{1 + \frac{1}{9}\cdot\frac{1}{P_O / P_O(\eta_D = 0{,}9)}} \tag{4.6}$$



Rys. 4.2. Sprawność drenowa w funkcji względnej mocy wyjściowej falownika przy stałych stratach mocy
Fig. 4.2. Drain efficiency as a function of relative inverter output power for constant power losses

Sprawność drenowa zdefiniowana zależnością (4.4) uwzględnia straty mocy w obwodzie głównym falownika. Zgodnie z przyjętym w pracy założeniem straty mocy P_d w rezystancjach elementów biernych obwodu drenowego są pomijane i zależność (4.4) upraszcza się do postaci:

$$\eta_D = 1 - \frac{P_{DS}}{P_I} \approx 1 - \frac{P_{on}}{P_I} = 1 - \frac{R_{DS(on)} \cdot I_{Dsk}^2}{E \cdot I}. \tag{4.7}$$

Jeżeli w dalszej części pracy straty mocy obwodu drenowego P_d będą uwzględnianie w sprawności drenowej η_D, to każdorazowo będzie to wyraźnie zaznaczone. Ze względu na brany pod uwagę zakres częstotliwości przełączania tranzystora, w którym straty przewodzenia P_{on} mają największy udział w stratach tranzystora P_{DS}, uzyskuje się ostateczną postać zależności (4.7).

Korzystając z właściwości rezonansowego falownika jednotranzystorowego, polegającej na równości wartości średnich napięcia U_{DS} i prądu I_D tranzystora z odpowiednimi wartościami napięcia E i prądu I zasilania (4.2) oraz dokonując przekształceń, wyrażenie (4.7) przyjmuje postać:

$$\eta_D = 1 - \left(\frac{U_{DSm}}{U_{DS}}\right)^2 \cdot \left(\frac{I_{Dsk}}{I_D}\right)^2 \cdot \frac{R_{DS(on)}}{U_{DSm}^2} \cdot P_I = 1 - k_{Um}^2 \cdot k_{Isk}^2 \cdot \frac{R_{DS(on)}}{U_{DSm}^2} \cdot P_I. \tag{4.8}$$

W zależności (4.8) wprowadzono dwa współczynniki – **współczynnik szczytowego napięcia tranzystora k_{Um}** {16} oraz **współczynnik skutecznego prądu tranzystora k_{Isk}** {16}, których wartości związane są z właściwościami danego falownika. Współczynniki te zdefiniowane są następująco:

$$k_{Um} = \frac{U_{DSm}}{U_{DS}}, \qquad k_{Isk} = \frac{I_{Dsk}}{I_D}, \tag{4.9}$$

gdzie: U_{DSm}, U_{DS} – wartość szczytowa i średnia napięcia dren-źródło tranzystora,
I_{Dsk}, I_D – wartość skuteczna i średnia prądu drenu tranzystora.

Wartości współczynników k_{Um} i k_{Isk} zależą od kształtu przebiegów napięcia i prądu tranzystora, a w związku z tym są charakterystyczne dla danej klasy falownika. Ich wartości w niewielkim stopniu zależą od mocy falownika oraz typu użytego tranzystora. Jeżeli natomiast dana klasa dopuszcza zmianę współczynnika wypełnienia przewodzenia tranzystora, to ten współczynnik ma istotny wpływ na ich wartości. Za pośrednictwem współczynników k_{Um} i k_{Isk} uwidacznia się wpływ kształtu przebiegów napięcia i prądu tranzystora na sprawność drenową falownika. Wpływ ten można wyjaśnić na podstawie zależności (4.8) i (4.9). W pierwszym kroku wyjaśnienia zakłada się, że falownik ma stałą moc wejściową ($P_I = U_{DS} \cdot I_D = \text{const}$) oraz znane są wartości współczynników k_{Um} i k_{Isk}. Oznacza to, że również wartość iloczynu napięcia U_{DSm} i prądu I_{Dsk} musi być stała. Najwyższa sprawność drenowa falownika występuje wtedy, gdy napięcie U_{DSm} jest jak największe, a prąd I_{Dsk} jak najmniejszy. Jest to rezultat pominięcia strat mocy w stanie wyłączenia tranzystora. Ponieważ wartość szczytowa napięcia U_{DSm} jest ograniczona maksymalnym dopuszczalnym napięciem dren-źródło tranzystora $V_{(BR)DS}$, dlatego ze względu na sprawność należy preferować tranzystory, dla których wartość stosunku $R_{DS(on)}/V_{(BR)DS}^2$ jest najmniejsza, przy czym tranzystory te powinny mieć podobne właściwości

dynamiczne. Wynika z tego, że falownik powinien być tak zaprojektowany, aby wartość U_{DSm} była możliwie zbliżona do wartości $V_{(BR)DS}$, czyli współczynnik wykorzystania napięciowego w_U był odpowiednio duży. W drugim kroku wyjaśnienia wpływu współczynników k_{Um} i k_{Isk} na sprawność zakłada się taką samą moc wejściową falownika jak w kroku pierwszym. Zakłada się, że zmniejszeniu ulega wartość iloczynu współczynników k_{Um} i k_{Isk}, co oznacza, że wartość iloczynu napięcia U_{DSm} i prądu I_{Dsk} również musi się zmniejszyć. Modyfikując odpowiednio falownik tak, aby napięcie U_{DSm} było jak w pierwszym kroku, prąd I_{Dsk} zmniejsza się. Przy takiej samej rezystancji przewodzenia tranzystora $R_{DS(on)}$ jak w pierwszym kroku sprawność drenowa falownika zmodyfikowanego jest wyższa.

Z zależności (4.8) wynika również, że im mniejsza moc, tym sprawność poprawnie zaprojektowanego falownika (możliwie duże napięcie U_{DSm} i mały prąd I_{Dsk}) jest wyższa.

Podsumowując, na sprawność drenową falownika ma wpływ jego klasa (k_{Um}, k_{Isk}), parametry użytego tranzystora ($R_{DS(on)}$, $U_{DSm} < V_{(BR)DS}$) oraz moc wejściowa (wyjściowa) falownika ($P_I \approx P_O$ dla $\eta_D \approx 1$).

Równie ważne wnioski można uzyskać, analizując wpływ wcześniej zdefiniowanych współczynników wykorzystania parametrów tranzystora w_U, w_T, w_P oraz w_I na sprawność drenową. W tym celu zależność (4.8) przekształcona zostaje do postaci:

$$\eta_D = 1 - k_{Um} \cdot k_{Isk} \cdot \frac{R_{DS(on)}(w_T \cdot T_{jmax})}{w_U \cdot V_{(BR)DS}} \cdot w_I \cdot I_{Dskm} = 1 - k_{Um} \cdot k_{Isk} \cdot \frac{P_T}{U_{DSm} \cdot I_{Dsk}}, \tag{4.10}$$

która dla $w_U = w_T = 1$ (tj. $w_P = w_I = 1$) wyznacza sprawność drenową η_{Dm} dla maksymalnego stopnia wykorzystania parametrów tranzystora:

$$\eta_{Dm} = 1 - k_{Um} \cdot k_{Isk} \cdot \frac{R_{DS(on)}(T_{jmax})}{V_{(BR)DS}} \cdot I_{Dskm} = 1 - k_{Um} \cdot k_{Isk} \cdot \frac{P_{Tm}}{V_{(BR)DS} \cdot I_{Dskm}}. \tag{4.11}$$

Następnie korzystając z zależności (3.9), (4.10) i (4.11), po dokonaniu przekształceń uzyskuje się wyrażenie:

$$\eta_D = 1 - \frac{w_P}{w_U \cdot w_I} \cdot (1 - \eta_{Dm}) \approx 1 - \frac{w_I}{w_U} \cdot (1 - \eta_{Dm}), \tag{4.12}$$

w którym sprawność η_D jest funkcją sprawności η_{Dm} oraz współczynników w_U i w_T (w_P i w_I są funkcjami w_T). Pomijając wpływ temperatury złącza na rezystancję przewodzenia tranzystora, na podstawie zależności (3.10) i (3.11) uzyskuje się $w_P \approx w_I^2$ oraz przybliżoną postać zależności (4.12). W celu uwzględnienia wpływu temperatury na rezystancję $R_{DS(on)}$ do zależności (4.12) podstawiono zależności (3.10) i (3.14) dla nieliniowej zmiany rezystancji $R_{DS(on)}$ (3.12) oraz zależności (3.10) i (3.15) dla liniowej zmiany rezystancji $R_{DS(on)}$ (3.13), uzyskując odpowiednio:

$$\eta_D = 1 - \frac{1 - \eta_{Dm}}{w_U} \cdot \sqrt{\frac{w_T - T_a / T_{jmax}}{1 - T_a / T_{jmax}}} \cdot 1{,}0073^{0{,}5 \cdot T_{jmax} \cdot (w_T - 1)}, \tag{4.13}$$

$$\eta_D = 1 - \frac{1-\eta_{Dm}}{w_U} \cdot \frac{w_T - T_a/T_{jmax}}{1 - T_a/T_{jmax}} \cdot \sqrt{\frac{1+(0{,}8 - T_a/T_{jmax})/(w_T - T_a/T_{jmax})}{1+(0{,}8 - T_a/T_{jmax})/(1 - T_a/T_{jmax})}} \quad (4.14)$$

Ponieważ wartości współczynników wykorzystania wpływają nie tylko na sprawność, ale również na moc wyjściową falownika, dlatego wyprowadzono odpowiednią zależność. Moc wyjściową P_O odniesiono do maksymalnej mocy wyjściowej P_{Om} dla $w_U = w_T = 1$ ($w_P = w_I = 1$), uzyskując:

$$\frac{P_O}{P_{Om}} = w_P \cdot \frac{\eta_D}{1-\eta_D} \cdot \frac{1-\eta_{Dm}}{\eta_{Dm}}, \quad (4.15)$$

gdzie $\eta_D = P_O/(P_O + P_T)$ oraz $\eta_{Dm} = P_{Om}/(P_{Om} + P_{Tm})$. Podstawiając ostatecznie do (4.15) zależności (3.10) i (4.13) oraz (3.10) i (4.14), otrzymano odpowiednio:

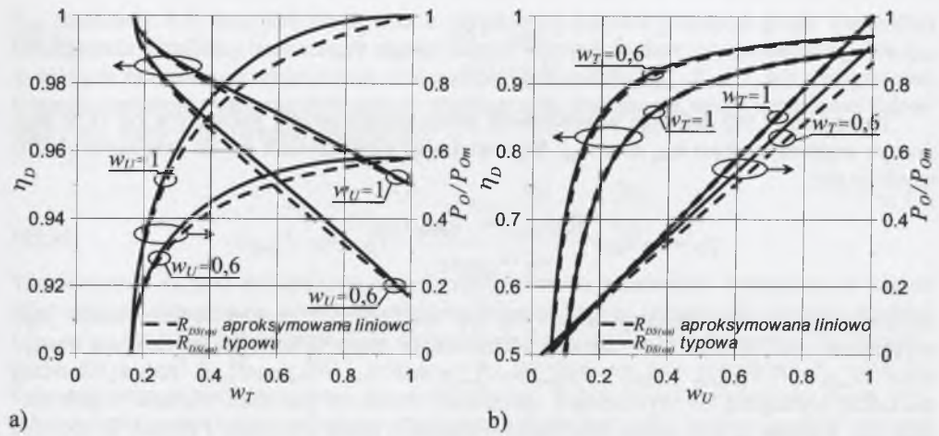
$$\frac{P_O}{P_{Om}} = \frac{1}{\eta_{Dm}} \left(w_U \sqrt{\frac{w_T - T_a/T_{jmax}}{1 - T_a/T_{jmax}}} \cdot 1{,}0073^{0{,}5 \cdot T_{jmax} \cdot (1-w_T)} - (1-\eta_{Dm}) \frac{w_T - T_a/T_{jmax}}{1 - T_a/T_{jmax}} \right), \quad (4.16)$$

$$\frac{P_O}{P_{Om}} = \frac{1}{\eta_{Dm}} \left(w_U \sqrt{\frac{1+(0{,}8 - T_a/T_{jmax})/(1 - T_a/T_{jmax})}{1+(0{,}8 - T_a/T_{jmax})/(w_T - T_a/T_{jmax})}} - (1-\eta_{Dm}) \frac{w_T - T_a/T_{jmax}}{1 - T_a/T_{jmax}} \right). \quad (4.17)$$

Zależności (4.13), (4.14) i (4.16), (4.17) zilustrowano za pomocą charakterystyk zamieszczonych na rys. 4.3. Obliczenia wykonano dla $T_a = 25°C$, $T_{jmax} = 150°C$ oraz $\eta_{Dm} = 0{,}95$. Uwzględniono dwie wartości współczynników w_U (rys. 4.3a) i w_T (rys. 4.3b), równe 1 i 0,6. Linią ciągłą oznaczono przypadki wykorzystania funkcji nieliniowej zmiany rezystancji przewodzenia od temperatury, natomiast linia przerywana odpowiada funkcji liniowej.

Zmniejszanie wartości współczynnika wykorzystania temperaturowego w_T (rys. 4.3a) powoduje wzrost sprawności oraz jednoczesne obniżenie mocy. Dla wartości w_T z zakresu 0,6–1 spadek mocy jest nieznaczny i nie przekracza 10–15%. Zmiana współczynnika w_U z wartości 1 na 0,6 powoduje obniżenie sprawności oraz mocy. Z przedstawionych na rys. 4.3a charakterystyk wynika, że współczynnik w_U powinien przyjmować wartości możliwie jak największe. Z kolei wartość współczynnika w_T powinna znajdować się w zakresie 0,6–0,8 ($T_j = 90$–$120°C$). Wartościom tym odpowiada nieznaczne obniżenie mocy wyjściowej falownika; sprawność jest wysoka, a temperatura złącza tranzystora z bezpiecznym zapasem znajduje się poniżej maksymalnej dopuszczalnej temperatury złącza. Obniżenie wartości współczynnika wykorzystania napięciowego w_U (rys. 4.3b) w przybliżeniu proporcjonalnie wpływa na zmniejszenie mocy falownika oraz powoduje spadek sprawności. Zmiana wartości w_T z wartości 1 na 0,6 powoduje wzrost sprawności o około 2–5% oraz nieznaczne obniżenie mocy wyjściowej falownika.

Podsumowując, ze względu na zapewnienie wysokiej sprawności i dużej mocy wyjściowej falownika współczynniki wykorzystania powinny w przybliżeniu przyjmować następujące wartości: $w_U \approx 0{,}8$ i $w_T = 0{,}6$–$0{,}8$ ($w_P = 0{,}5$–$0{,}75$, $w_I = 0{,}85$–$0{,}95$). Jeżeli otrzymana dla danego typu tranzystora moc wyjściowa falownika jest za mała lub straty mocy są zbyt duże, to należy użyć tranzystor o lepszych właściwościach statycznych lub połączyć tranzystory równolegle. W przypadku gdy możliwa do uzyskania moc wyjściowa falownika przewyższa wymaganą moc odbiornika, to jej wartość powinna zostać obniżona przez zmniejszenie wartości współczynnika w_T (w_P, w_I), utrzymując jednocześnie jak największą wartość współczynnika w_U.



Rys. 4.3. Sprawność drenowa i względna moc wyjściowa w funkcji współczynników: a) w_T, b) w_U
Fig. 4.3. Drain efficiency and relative output power as a function of factors: a) w_T, b) w_U

4.2. Współczynniki oceny właściwości energetycznych

Poniżej zdefiniowano następujące współczynniki: **współczynnik mocy zainstalowanej tranzystora k_{UI}** {17}, **współczynnik wydajności mocy wyjściowej falownika c_P** {18} oraz **zmodyfikowany współczynnik wydajności mocy wyjściowej falownika c_{PO}** {18}. Współczynniki te wykorzystano w niniejszej pracy do porównania właściwości energetycznych falowników.

Przeprowadzona w poprzednim podrozdziale analiza wykazała m.in., że skoncentrowanie się jedynie na maksymalizacji sprawności drenowej falownika jest niewystarczające. Przykładowo, z rys. 4.3 wynika, że w celu zwiększenia sprawności należy obniżać wartość współczynnika wykorzystania temperaturowego. Jednak zmniejszanie jego wartości powoduje jednoczesny spadek mocy wyjściowej falownika. Dokonując podwyższania sprawności, powinno się więc również uwzględniać moc falownika. Dlatego w niniejszej pracy zastosowano podejście, w którym wzrost sprawności drenowej spowodowany jest zwiększeniem mocy wyjściowej falownika. Zgodnie z przyjętymi założeniami analiza problematyki sprawności prowadzona jest dla stanu ustalonego, danego typu tranzystora i stopnia wykorzystania jego parametrów (znane wartości w_U i w_T) oraz określonych warunków chłodzenia. Oznacza to, że zachowane są parametry pracy tranzystora {8}, czyli m.in. straty mocy przewodzenia tranzystora P_{on} są stałe, a sprawność drenowa η_D oraz moc wyjściowa falownika P_O związane są ze sobą zależnością:

$$\eta_D = \frac{1}{1 + \frac{P_{on}}{P_O}} \quad \text{lub} \quad P_O = P_{on} \cdot \frac{\eta_D}{1-\eta_D}. \quad (4.18)$$

Dzięki temu możliwe jest proste porównanie osiąganych sprawności i mocy wyjściowych różnych falowników klasy E oraz falowników innych klas. W taki sam sposób przeprowadzona zostanie również ocena analizowanych metod poprawy właściwości energetycznych falowników klasy E.

$$k_{UI} = \frac{U_{DSm}}{U_{DS}} \cdot \frac{I_{Dsk}}{I_D} = k_{Um} \cdot k_{Isk} . \tag{4.19}$$

Zależność (4.19) definiuje współczynnik mocy zainstalowanej tranzystora k_{UI} {17} jako iloczyn współczynników k_{Um} oraz k_{Isk}. Wprowadzając współczynnik k_{UI} do zależności (4.10), uzyskuje się:

$$\eta_D = 1 - k_{UI} \cdot \frac{R_{DS(on)}(w_T \cdot T_{jmax})}{w_U \cdot V_{(BR)DS}} \cdot I_{Dsk}(w_T \cdot T_{jmax}) . \tag{4.20}$$

Jeżeli występuje stan ustalony, dany jest typ tranzystora i stopień wykorzystania jego parametrów oraz określone są warunki chłodzenia, to znane są wartości parametrów tranzystora: $U_{DSm} = w_U \cdot V_{(BR)DS}$, $R_{DS(on)} = R_{DS(on)}(w_T \cdot T_{jmax})$ oraz $I_{Dsk} = I_{Dsk}(w_T \cdot T_{jmax})$. Jedyną nieznaną wartością wymaganą do wyznaczenia sprawności drenowej pozostaje wartość współczynnika k_{UI}. Wartość ta jest przede wszystkim związana z klasą falownika i można ją obliczyć na podstawie przebiegów napięcia i prądu tranzystora. Z zależności (4.19) i (4.20) wynika, że im dla danych przebiegów wartości współczynników k_{Um} oraz k_{Isk} są mniejsze, tym wartość współczynnika k_{UI} jest mniejsza oraz sprawność drenowa η_D wyższa. Stąd następujące dwa wnioski:

1) współczynnik mocy zainstalowanej tranzystora k_{UI} może zostać użyty do oceny właściwości energetycznych falownika,

2) maksymalizację sprawności drenowej falownika η_D można równoważnie zastąpić minimalizacją wartości współczynnika k_{UI}.

Współczynnik mocy zainstalowanej tranzystora umożliwia przeprowadzenie optymalizacji sprawności falownika oraz uszeregowanie różnych falowników pod względem ich sprawności drenowych. Wartość współczynnika k_{UI} nie jest wystarczająca do obliczenia samej sprawności (4.20). Natomiast znając wartości η_{D1} i k_{UI1} dla jednego falownika oraz wartość k_{UI2} dla drugiego, porównywanego falownika, otrzymuje się:

$$\eta_{D2} = 1 - \frac{k_{UI2}}{k_{UI1}} \cdot (1 - \eta_{D1}) . \tag{4.21}$$

Z literatury (np. [9, 12, 67 i 81]) znana jest definicja współczynnika wydajności mocy wyjściowej falownika {18}, nazywanego również współczynnikiem wydajności mocowej lub wydajności energetycznej falownika:

$$c_p = \frac{P_O}{U_{DSm} \cdot I_{Dm}} = \frac{E \cdot I \cdot \eta_D}{U_{DSm} \cdot I_{Dm}} = \frac{\eta_D}{k_{Um} \cdot k_{Im}} , \tag{4.22}$$

gdzie: I_{Dm} – wartość szczytowa prądu drenu tranzystora,

k_{Im} – **współczynnik szczytowego prądu tranzystora** ($k_{Im} = I_{Dm}/I_D$) {16}.

Współczynnik c_p został wprowadzony w celu umożliwienia porównania mocy wyjściowych falowników dla danych wartości szczytowych napięcia oraz prądu tranzystora. Jednak zgodnie z podrozdziałem 3.2 przydatność tego współczynnika w przypadku użycia tranzystorów MOSFET jest dyskusyjna. Wynika to z faktu, że wartość szczytowa prądu tranzystora nie jest bezpośrednio związana z żadnym z ograniczeń bezpiecznego obszaru pracy. Wartość prądu I_{Dm} jest zawsze mniejsza od maksymalnej dopuszczalnej wartości chwilowej prądu tranzystora

I_{DM} (podrozdz. 3.2) oraz jedynie wynika z określonego kształtu przebiegu prądu tranzystora i osiągnięcia określonej temperatury złącza. Innymi słowy, jednakowym wartościom prądu I_{Dm} w różnych falownikach odpowiadają inne wartości parametrów I_{Dsk}, P_T i T_j ich tranzystorów. Dlatego zaproponowano zmodyfikowany współczynnik wydajności mocy wyjściowej falownika {18}, który zdefiniowano następująco:

$$c_{Po} = \frac{P_O}{U_{DSm} \cdot I_{Dsk}} = \frac{\eta_D}{k_{Um} \cdot k_{Isk}} = \frac{\eta_D}{k_{UI}} . \tag{4.23}$$

Współczynnik c_{Po} jest wskaźnikiem stopnia wykorzystania parametrów tranzystora w danym falowniku do wytworzenia określonej mocy wyjściowej. Za jego pomocą, dla znanych wartości U_{DSm} i I_{Dsk}, możliwe jest bezpośrednie wyznaczenie mocy wyjściowej falownika P_O. Przykładowo, dla $I_{Dsk} = 5$ A, $U_{DSm} = 200$ V oraz $c_{Po} = 0{,}1$ uzyskuje się moc wyjściową $P_O = 100$ W. Falownik mający większą wartość zmodyfikowanego współczynnika wydajności mocy wyjściowej lepiej wykorzystuje parametry tranzystora i może dostarczyć proporcjonalnie większej mocy wyjściowej.

Dzieląc obie strony równania (4.20) przez k_{UI}, uzyskuje się zależność (4.24), w której wartości c_{Po} oraz $1/k_{UI}$ różnią się tylko o wyrażenie związane z parametrami tranzystora. Z przedstawionych wcześniej wyjaśnień odnośnie do zależności (4.20) oraz z zależności (4.23) lub (4.24) wynika, że posługując się współczynnikiem c_{Po} można również porównać sprawności drenowe, a tym samym moce wyjściowe falowników.

$$c_{Po} = \frac{1}{k_{UI}} - \frac{R_{DS(on)}(w_T \cdot T_{jmax})}{w_U \cdot V_{(BR)DS}} \cdot I_{Dsk}(w_T \cdot T_{jmax}) . \tag{4.24}$$

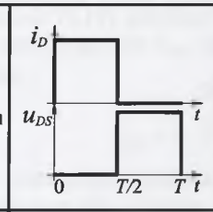
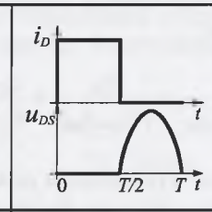
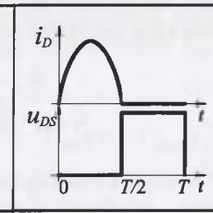
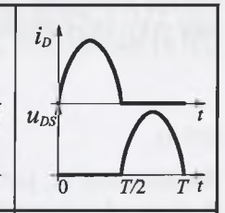
Podsumowując, dla stanu ustalonego, danego typu tranzystora, określonych warunków chłodzenia oraz zakładając dominację strat mocy przewodzenia nad pozostałymi stratami tranzystora, ze stałego stopnia wykorzystania parametrów tranzystora wynika zachowanie jego parametrów pracy U_{DSm}, $R_{DS(on)}$ i I_{Dsk}. Ocena i analiza właściwości energetycznych falowników może być prowadzona za pomocą ich sprawności drenowych lub równoważnie wykorzystując jeden ze współczynników, zmodyfikowany współczynnik wydajności mocy wyjściowej lub współczynnik mocy zainstalowanej tranzystora. Przy tym, podwyższanie sprawności drenowej falownika spowodowane jest zwiększaniem jego mocy wyjściowej, a maksymalnej sprawności odpowiada największa moc wyjściowa.

4.3. Wpływ kształtu przebiegów napięcia i prądu tranzystora na właściwości energetyczne

Kształt przebiegów napięcia i prądu tranzystora oceniany jest za pomocą współczynnika mocy zainstalowanej tranzystora k_{UI}. Dla danych wartości parametrów tranzystora U_{DSm}, $R_{DS(on)}$ i I_{Dsk} kształt przebiegów decyduje o wartości zmodyfikowanego współczynnika wydajności mocy wyjściowej c_{Po} oraz sprawności drenowej η_D. W tabeli 4.1 zestawiono kilka przykładowych, teoretycznych przypadków, które ilustrują wpływ kształtu przebiegów napięcia i prądu tranzystora na wartości współczynników k_{UI} oraz c_{Po}. Wzięto pod uwagę wszystkie kombinacje przebiegów o kształcie prostokątnym oraz półsinusoidalnym. Wartości współczynnika c_{Po} obliczono przy pominięciu strat mocy tranzystora (z (4.23) dla $\eta_D = 1$ uzyskuje się $c_{Po} = 1/k_{UI}$). Podobnie wyznaczono wartości współczynnika wydajności mocy wyjściowej c_p, które zamieszczono jedynie w celach porównawczych. W tabeli 4.1 zestawiono również wartości współczynników k_{Um}, k_{Isk} oraz k_{Im}.

Tabela 4.1

Współczynniki dla przykładowych kształtów przebiegów prądu i napięcia tranzystora

Kształt przebiegu				
k_{Um}	2	π	2	π
k_{Isk}	$\sqrt{2}$	$\sqrt{2}$	$\pi/2$	$\pi/2$
k_{Im}	2	2	π	π
k_{UI}	$2\cdot\sqrt{2} \approx 2{,}83$	$\sqrt{2}\cdot\pi \approx 4{,}44$	π	$\pi^2/2 \approx 4{,}93$
c_{Po}	$1/(2\cdot\sqrt{2}) \approx 0{,}354$	$1/(\sqrt{2}\cdot\pi) \approx 0{,}225$	$1/\pi \approx 0{,}318$	$2/\pi^2 \approx 0{,}203$
c_p	$1/4 = 0{,}25$	$1/(2\cdot\pi) \approx 0{,}159$	$1/(2\cdot\pi) \approx 0{,}159$	$1/\pi^2 \approx 0{,}101$

Zmodyfikowany współczynnik wydajności mocy wyjściowej c_{Po} ma największą wartość dla przebiegów prostokątnych (0,354) oraz nieco mniejszą dla półsinusoidalnego przebiegu prądu i prostokątnego przebiegu napięcia (0,318). Również dla tych dwóch przypadków współczynniki k_{Um}, k_{Isk} oraz k_{UI} przyjmują w przybliżeniu najmniejsze wartości. Porównując wartości współczynników c_{Po} i c_p, można zauważyć ich podobną tendencję zmian. Ponieważ obliczenie wartości współczynnika c_p jest prostsze w porównaniu z obliczeniem wartości współczynnika c_{Po}, dlatego współczynnik c_p może być używany zastępczo do wstępnej oceny kształtu przebiegów. Do ostatecznego porównania właściwości energetycznych falowników wykorzystywany jest współczynnik k_{UI} lub c_{Po}.

Zakładając takie same wartości parametrów tranzystora U_{DSm} oraz I_{Dsk}, na podstawie zależności (4.23) uzyskuje się następujący stosunek mocy wyjściowych dwóch porównywanych falowników (indeksy „1" i „2"):

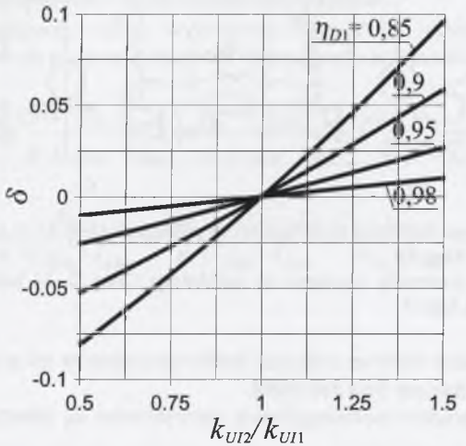
$$\frac{P_{O2}}{P_{O1}} = \frac{c_{Po2}}{c_{Po1}} . \tag{4.25}$$

Z zamieszczonych w tab. 4.1 danych wynika, że ze względu na możliwą do uzyskania moc wyjściową falownika kształt przebiegów napięcia i prądu tranzystora powinien być zbliżony do prostokątnego. Niestety, występuje wówczas twarde przełączanie tranzystora, które powoduje większe straty mocy przełączania tranzystora oraz wyższy poziom generowanych zakłóceń elektromagnetycznych. Z kolei kształt przebiegów półsinusoidalny odpowiada przełączaniu miękkiemu, ale wartość współczynnika c_{Po} jest wtedy mniejsza o około 40%. Oba wspomniane skrajne przypadki są trudne lub wręcz niemożliwe do zrealizowania praktycznego. Przebiegi napięcia i prądu tranzystora o kształcie prostokątnym można uzyskać w falowniku klasy I [9]. Jednak falownik ten wymaga, aby **impedancja wejściowa obwodu drenowego** {9} miała charakter rezystancyjny dla częstotliwości harmonicznej podstawowej oraz dla częstotliwości

wyższych harmonicznych [9]. Natomiast przebiegi o kształcie półsinusoidalnym są nieosiągalne dla obwodu drenowego falownika złożonego wyłącznie z elementów liniowych i pasywnych [9, 66 i 79]. Kompromis uzyskuje się w przypadkach pośrednich. Spadek wartości współczynnika c_{Po} jest wówczas niewielki, a tranzystor przełączany jest półmiękko. Dla prostokątnego przebiegu napięcia i półsinusoidalnego przebiegu prądu wartość c_{Po} jest tylko o 10% mniejsza w porównaniu z wartością obliczoną dla przebiegów prostokątnych. Przebiegi takie uzyskiwane są w **falownikach klasy D** oraz **F** {10, 11}, [9]. Prostokątny przebieg prądu i półsinusoidalny przebieg napięcia typowe są dla **falowników klasy $\mathbf{D^{-1}}$** oraz **$\mathbf{F^{-1}}$** {10, 11}, które są odpowiednikami **dualnymi** {19}, [2] falowników klasy D i F. Uzyskany zakres wartości 0,35–0,2 dla zmodyfikowanego współczynnika mocy wyjściowej c_{Po} oraz odpowiadający mu zakres 2,8–4,9 dla współczynnika mocy zainstalowanej tranzystora k_{UI} zawierają orientacyjne wartości, do których należy dążyć poprawiając właściwości energetyczne falowników klasy E.

Przedstawione porównanie mocy wyjściowych teoretycznych falowników przeprowadzono dla kilku założonych kształtów przebiegów napięcia i prądu tranzystora przy pominięciu strat mocy ($\eta_D = 1$). Wpływ tego uproszczenia wyjaśniono poniżej za pomocą zależności (4.26) oraz jej ilustracji graficznej zamieszczonej na rys. 4.4.

$$\delta = \frac{\dfrac{1}{k_{UI2}/k_{UI1}} - P_{O2}/P_{O1}}{P_{O2}/P_{O1}} = \frac{\dfrac{1}{k_{UI2}/k_{UI1}} - c_{Po2}/c_{Po1}}{c_{Po2}/c_{Po1}} = \frac{1}{\dfrac{1}{\eta_{D1}}\left(1-\dfrac{k_{UI2}}{k_{UI1}}\right)+\dfrac{k_{UI2}}{k_{UI1}}} - 1 \tag{4.26}$$



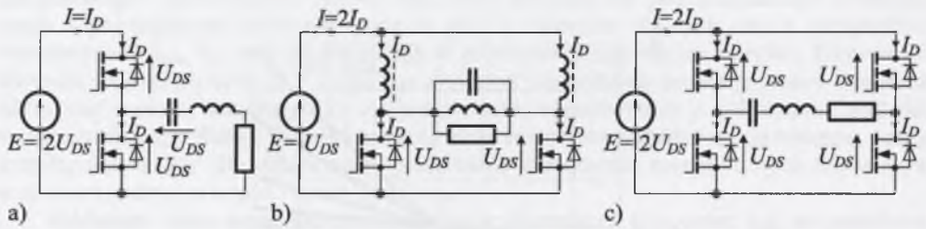
Rys. 4.4. Wykresy błędu względnego δ(4.26) w funkcji k_{UI2}/k_{UI1} dla sprawności $\eta_{D1} = 0{,}85, 0{,}9, 0{,}95, 0{,}98$
Fig. 4.4. Characteristics of relative error δ(4.26) as a function of k_{UI2}/k_{UI1} for $\eta_{D1} = 0.85, 0.9, 0.95, 0.98$

Zależność (4.26) wyraża błąd względny δ popełniany przy wyznaczaniu stosunku mocy wyjściowych P_{O2}/P_{O1} dwóch porównywanych falowników, wykorzystując do tego jedynie wartości współczynnika mocy zainstalowanej tranzystora k_{UI2} i k_{UI1} ($P_{O2}/P_{O1} \approx k_{UI1}/k_{UI2}$). Dokładne obliczenie wartości tego stosunku wymaga znajomości sprawności drenowej jednego z falowników. Na podstawie zależności (4.18), (4.23) oraz (4.25) uzyskuje się: $P_{O2}/P_{O1} =$

$\eta_{D2}/\eta_{D1} \cdot k_{UI1}/k_{UI2}$ i $(1-\eta_{D2})/(1-\eta_{D1}) = k_{UI2}/k_{UI1}$. Mniejsze wartości stosunku k_{UI2}/k_{UI1} odpowiadają większej mocy wyjściowej falownika 2 względem mocy falownika 1 oraz jego wyższej sprawności. Zamieszczone na rys. 4.4 wykresy błędu δ sparametryzowano dla czterech wartości sprawności. Oczywistym spostrzeżeniem jest to, że im wyższa sprawność η_{D1} oraz mniejsza zmiana wartości stosunku k_{UI2}/k_{UI1}, tym popełniany błąd jest mniejszy. Pominięcie strat mocy tranzystora prowadzi do zaniżenia mocy wyjściowej falownika w przypadku jej zwiększenia ($\delta < 0$ dla $k_{UI2}/k_{UI1} < 1$) oraz odwrotnie – do zawyżenia mocy wyjściowej w przypadku jej zmniejszenia ($\delta > 0$ dla $k_{UI2}/k_{UI1} > 1$).

4.4. Falowniki wielotranzystorowe

Dotychczas zakładano, że falownik jest układem zawierającym tylko jeden tranzystor – **falownik niesymetryczny** {12}. W ogólnym przypadku liczba tranzystorów wchodzących w skład falownika może być większa. Moc wyjściowa falownika wielotranzystorowego może być zwielokrotniona w porównaniu z mocą falownika jednotranzystorowego. Jednocześnie w zależności od liczby użytych tranzystorów zmianie może ulec zastępcza rezystancja wejściowa dla prądu stałego falownika ($R_{dc} = E/I$), a w przypadku **falowników symetrycznych** {12}, podrozdz. 7.3, uzyskuje się dodatkowo eliminację harmonicznych parzystych z prądu i napięcia obciążenia. Przykładowe schematy symetrycznych falowników klasy D oraz D^{-1} {10} przedstawiono na rys. 4.5. Na schematach tych zaznaczono rozkład wartości średnich napięć U_{DS} i prądów I_D tranzystorów, napięcia stałe E i prądy średnie I źródeł zasilania oraz ich wzajemne relacje.



Rys. 4.5. Przykładowe falowniki symetryczne: a) półmostek klasy D, b) półmostek klasy D^{-1}, c) mostek klasy D

Fig. 4.5. Example symmetric inverters: a) half-bridge Class D, b) half-bridge Class D^{-1}, c) bridge Class D

W celu uwzględnienia wpływu większej liczby tranzystorów na właściwości energetyczne falownika przyjęto następujące dwa założenia:

1) przebiegi napięć i prądów poszczególnych tranzystorów są identyczne, choć mogą być przesunięte w czasie,

2) warunki chłodzenia tranzystorów w przybliżeniu nie pogarszają się w miarę wzrostu liczby użytych tranzystorów.

Założenia te zapewniają zachowanie parametrów pracy tranzystorów niezależnie od ich liczby. W przypadku niespełnienia założenia drugiego, pomimo utrzymania takich samych strat mocy we wszystkich tranzystorach, ich temperatury byłyby zależne od liczby tranzystorów. Z kolei utrzymanie jednakowej temperatury złącz tranzystorów powodowałoby zwiększenie mocy wyjściowej falownika, ale w mniejszym stopniu, niż wynikałoby to z liczby użytych tranzystorów.

Zwiększenie mocy wyjściowej falownika wielotranzystorowego, w porównaniu z mocą falownika jednotranzystorowego, można wyjaśnić za pomocą wartości średnich napięć oraz prądów. Przykładowo dla falownika z rys. 4.5a moc wyjściowa ulega podwojeniu, a tranzystory można traktować jak połączone szeregowo względem napięcia źródła zasilania. Innym przykładem jest falownik z rys. 4.5c, w którym dwie pary tranzystorów połączone są szeregowo względem napięcia źródła zasilania, natomiast inne dwie pary połączone są równolegle względem wartości średniej prądu tego źródła. Moc wyjściowa tego falownika jest czterokrotnie większa od mocy wyjściowej falownika jednotranzystorowego.

Uogólniając, falownik zawierający n tranzystorów ma następujące właściwości:

- Moc wejściowa i moc wyjściowa falownika wielotranzystorowego są n-krotnie większe od mocy obliczonych na podstawie wartości średnich napięcia U_{DS} i prądu I_D pojedynczego tranzystora:

$$P_I = n \cdot U_{DS} \cdot I_D, \quad P_O = \eta_D \cdot P_I = \eta_D \cdot n \cdot U_{DS} \cdot I_D. \tag{4.27}$$

- Sprawność drenowa obliczona dla całego falownika wielotranzystorowego jest równa sprawności obliczonej dla pojedynczego tranzystora:

$$\eta_D = 1 - \frac{n \cdot R_{DS(on)} \cdot I_{Dsk}^2}{P_I} = 1 - \frac{R_{DS(on)} \cdot I_{Dsk}^2}{U_{DS} \cdot I_D}. \tag{4.28}$$

- Ponieważ wartości współczynników k_{Um}, k_{Im}, k_{Isk} i k_{UI} obliczane są na podstawie przebiegów napięcia oraz prądu tranzystora, dlatego mają one takie same wartości dla poszczególnych tranzystorów i są niezależne od ich liczby.
- Współczynniki wydajności mocy wyjściowej falowników wielotranzystorowych obliczane są w przeliczeniu na jeden tranzystor na podstawie zależności:

$$c_p = \frac{P_O}{n \cdot U_{DSm} \cdot I_{Dm}} = \frac{\eta_D \cdot n \cdot U_{DS} \cdot I_D}{n \cdot U_{DSm} \cdot I_{Dm}} = \frac{\eta_D}{k_{Um} \cdot k_{Im}}, \tag{4.29}$$

$$c_{Po} = \frac{P_O}{n \cdot U_{DSm} \cdot I_{Dsk}} = \frac{\eta_D \cdot n \cdot U_{DS} \cdot I_D}{n \cdot U_{DSm} \cdot I_{Dsk}} = \frac{\eta_D}{k_{Um} \cdot k_{Isk}} = \frac{\eta_D}{k_{UI}}. \tag{4.30}$$

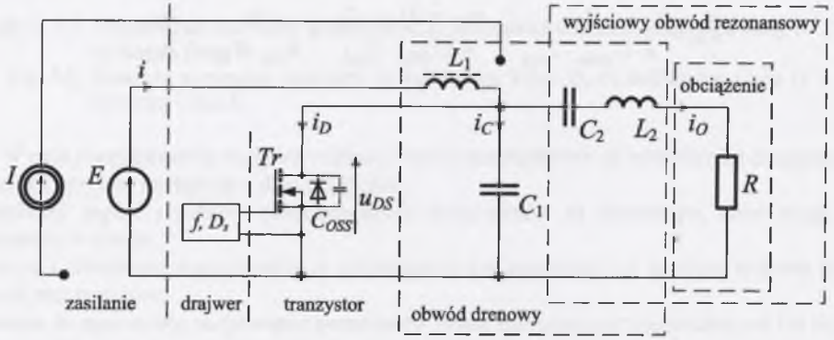
5. FALOWNIK KLASY E – WIADOMOŚCI OGÓLNE

W rozdziale zamieszczono ogólne informacje dotyczące właściwości falowników klasy E, które w znacznej części są wynikami oryginalnymi, uzyskanymi przez autora niniejszej pracy. Przedstawiono kolejno zasadę działania falownika klasy E, uogólnioną definicję układów klasy E oraz ich rodzajów pracy {5}, dokonano ogólnej systematyki klas układów oraz przeprowadzono dyskusję współzależności pomiędzy wartościami parametrów obwodu głównego i sterowania falownika klasy E a realizowanym rodzajem pracy. W końcowej części rozdziału wykazano, że falownik klasy E dla pracy optymalnej z powielaniem częstotliwości oraz z nietypowym kształtem przebiegów napięcia i prądu tranzystora ma gorsze właściwości energetyczne. Prezentowane poniżej wyjaśnienia i wyniki stanowią wprowadzenie do analizy prowadzonej w dalszej części pracy.

5.1. Zasada działania falownika klasy E

Zasada działania rezonansowego falownika klasy E zostanie omówiona na przykładzie **bazowego falownika klasy E** {5}, [7, 61, 81 i 88], rys. 5.1. Spośród wszystkich znanych falowników klasy E jest on falownikiem najszerzej analizowanym w literaturze oraz najczęściej stosowanym praktycznie. Jego powstanie było rezultatem poszukiwań prostego falownika, o małych stratach mocy, wykorzystującego dostępne tranzystory oraz przydatnego do zastosowań w zakresie wysokich częstotliwości. W skład falownika wchodzą następujące elementy:

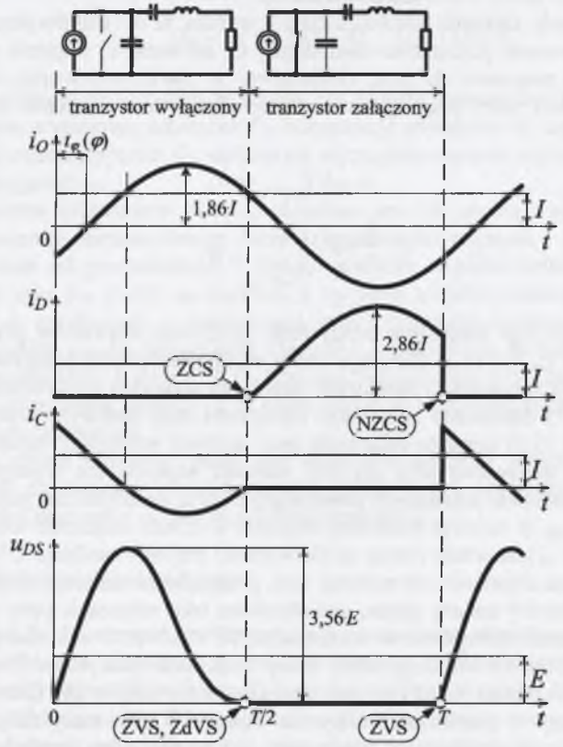
- źródło zasilania napięcia stałego E. Ponieważ często indukcyjność dławika L_1 jest na tyle duża, że prąd zasilania i można uznać za idealnie wygładzony, dlatego w stanie ustalonym źródło napięcia E z dławikiem L_1 zastępowane jest równoważnym źródłem prądu I;
- drajwer, który z częstotliwością f oraz współczynnikiem wypełnienia wysterowania D_s steruje przełączaniem tranzystora Tr;
- tranzystor Tr z wewnętrzną diodą przeciwrównoległą oraz pasożytniczą pojemnością wyjściową C_{oss};
- **obwód drenowy** {9} złożony z elementów biernych C_1, C_2, L_1 i L_2;
- rezystor obciążenia R.



Rys. 5.1. Bazowy falownik klasy E
Fig. 5.1. Basic Class E inverter

Opisując zasadę działania falownika przyjęto następujące założenia upraszczające. Tranzystor jest **zaworem idealnym** {1}, przełączanym okresowo ze współczynnikiem wypełnienia

przewodzenia tranzystora D równym 0,5 ($D = D_s = 0{,}5$ – dioda nie przewodzi). Jak zostanie wykazane w dalszej części pracy, współczynnik D równy około 0,5 nie zapewnia najlepszych właściwości energetycznych falownika, ale z reguły wybierany jest ze względu na prostą realizację praktyczną. Pojemność falownika C_1 może zawierać wyjściową pojemność tranzystora C_{oss} oraz inne pojemności pasożytnicze, na przykład pojemność własną dławika L_1 oraz pojemności montażowe. Pomijana jest jednak zależność pojemności C_{oss} od napięcia. Elementy bierne falownika są idealne, tzn. liniowe, bezstratne oraz ich częstotliwość pierwszego rezonansu własnego znajduje się znacznie powyżej częstotliwości pracy. Zastępcza rezystancja, odpowiadająca stratom w elementach C_2 i L_2, może być uwzględniona w rezystancji obciążenia falownika R. Indukcyjność dławika L_1 jest na tyle duża, że prąd zasilania i jest prawie idealnie wygładzony – źródło prądu o wydajności I. Wartość **współczynnika reaktancyjności** Q_L ($Q_L = 2\pi \cdot f \cdot L_2/R$, {20}) spełnia warunek $Q_L > 7$ [69], dla którego prąd obciążenia i_O jest w przybliżeniu sinusoidalny. Ostatnim założeniem jest, że wartości elementów falownika (C_1, C_2, L_1, L_2, R) oraz parametry sterowania (f, D_s) zapewniają typowe dla klasy E warunki **maksymalnie miękkiego przełączania** tranzystora {5}.



Rys. 5.2. Przebiegi prądu i napięcia falownika klasy E
Fig. 5.2. Current and voltage waveforms of Class E inverter

Na rysunku 5.2 zamieszczono ustalone przebiegi czasowe prądu obciążenia i_O, prądu tranzystora i_D (pomijając prąd pojemności C_{oss}), prądu kondensatora równoległego i_C oraz napięcia tranzystora u_{DS}. Dla przedziału czasu, w którym tranzystor Tr jest wyłączony, różnica

prądów zasilania i obciążenia ($i_C = I - i_O$) przeładowuje pojemność C_1. Częstotliwość drgań własnych nietłumionych powstałego obwodu rezonansowego wynika z wartości indukcyjności L_2 oraz połączonych szeregowo pojemności C_1 i C_2. W chwili, gdy prąd i_C przyjmuje wartość zero, napięcie tranzystora u_{DS} osiąga wartość szczytową U_{DSm} około 3,56 razy większą niż napięcie zasilania E. Po zmianie kierunku prądu i_C, napięcie u_{DS} zaczyna się zmniejszać, osiągając jednocześnie z prądem i_C wartość zero dla $t = T/2$. Oznacza to, że w chwili załączenia tranzystora napięcie u_{DS} jest równe zero (5.1) oraz jego pochodna wynosi również zero (5.2). Spełnienie tych warunków jest rezultatem odpowiednich wartości kąta przesunięcia fazowego φ ($\varphi \approx 32{,}48°$) prądu obciążenia i_O oraz jego amplitudy ($1{,}86 \cdot I$). W stanie załączenia tranzystor przewodzi różnicę prądów zasilania i obciążenia ($i_D = I - i_O$), a obwód główny podzielony zostaje na dwa niezależne podobwody. Jeden złożony ze zwartego źródła zasilania oraz drugi, składający się z drgającego wyjściowego obwodu rezonansowego $C_2 - L_2 - R$. Prąd tranzystora i_D narasta do wartości szczytowej I_{Dm} około 2,86 razy większej niż prąd zasilania I. Następnie zmniejsza się, aby tuż przed wyłączeniem tranzystora osiągnąć wartość $2 \cdot I$. W chwili $t = T$ tranzystor jest wyłączany, a różnica prądów $I - i_O$ rozpoczyna stopniowe przeładowanie pojemności C_1 i cykl pracy falownika powtarza się.

Z opisanej zasady działania falownika klasy E wynika, że dla stanu wyłączenia tranzystora występuje przeładowanie pojemności równoległej C_1 od wartości napięcia zero do wartości szczytowej U_{DSm} i ponownie do zera. Dodatkowo, w chwili ponownego osiągnięcia przez napięcie u_{DS} wartości zero, prąd i_C również jest równy zero. Warunki te można zapisać następująco:

$$u_{DS}(t)\Big|_{t=T/2} = 0\,, \tag{5.1}$$

$$\left.\frac{\mathrm{d}u_{DS}(t)}{\mathrm{d}t}\right|_{t=T/2} = 0\,. \tag{5.2}$$

Są to warunki miękkiego załączania tranzystora. Spełnienie **warunków przełączania** (załączania) **miękkiego** (5.1) i (5.2) eliminuje straty mocy przełączania tranzystora {2}, a przez to zapewnia wysoką sprawność i możliwość uzyskania wysokich częstotliwości pracy falownika. Warunek (5.1) odpowiada załączaniu tranzystora przy zerowym napięciu (**ZVS** {2}), natomiast warunek (5.2) oznacza załączanie przy zerowej pochodnej napięcia (**ZdVS** {2}). Dzięki załączaniu tranzystora przy zerowej wartości napięcia nie występują straty mocy związane z rozładowaniem pojemności równoległej C_1 oraz pasożytniczej pojemności wyjściowej tranzystora C_{OSS}. Z zerowej pochodnej napięcia w chwili załączania tranzystora wynika, że prąd obciążenia i_O jest wtedy równy co do wartości prądowi zasilania I. W rezultacie prąd tranzystora i_D narasta stopniowo od wartości zero, podążając za zmianami prądu i_O. Załączanie tego typu, bez skokowej zmiany prądu, jest określane jako załączanie przy zerowym prądzie (**ZCS** {2}). Załączanie tranzystora w warunkach ZVS i ZdVS, a w konsekwencji uzyskanie warunku ZCS, całkowicie eliminuje straty mocy załączania tranzystora. Ponieważ przebiegi napięcia i prądu tranzystora przed i po załączeniu są ciągłe oraz w chwili załączenia osiągają wartość zero, dlatego w przybliżeniu całkowita eliminacja strat mocy załączania występuje nawet wtedy, gdy czas przełączania tranzystora jest niepomijalny względem okresu [7, 9]. Wyłączanie tranzystora odbywa się w mniej korzystnych warunkach – **warunkach przełączania** (wyłączania) **półmiękkiego** {4}. Przy wyłączaniu prąd zmienia się skokowo (**NZCS** {3}), natomiast napięcie jest równe zero (ZVS). Straty mocy wyłączania tranzystora są bliskie zeru tylko wtedy, gdy czas wyłączania jest pomijalnie krótki względem okresu przełączania. W przeciwnym przypadku straty te są niezerowe. Należy zauważyć, że są one jednak ograniczone dzięki zmniejszonej stromości narastania napięcia u_{DS} na pojemności równoległej C_1.

Najważniejszymi zaletami falowników klasy E są: prostota, znaczne ograniczenie strat mocy przełączania tranzystora oraz sformalizowane zależności do syntezy jego parametrów. Przyjmując określony model falownika, uzyskuje się zależności o różnej dokładności i przydatności. Ponieważ wartości parametrów falownika wyznaczane są na podstawie warunków załączania miękkiego (5.1) i (5.2), to wartości części z tych parametrów są zakładane, a jedynie dwa obliczane. W literaturze najczęściej podawane są przybliżone zależności do syntezy parametrów falownika klasy E, uzyskiwane dla takich samych założeń upraszczających jak te przyjęte do opisanej tu zasady działania falownika [9, 81 i 88]. Przykładowo na podstawie [9], są to następujące zależności dla bazowego falownika klasy E:

$$R = \frac{8}{\pi^2 + 4} \cdot \frac{E^2}{P_O} \approx 0{,}5768 \frac{E^2}{P_O}\,, \quad Q_L = \frac{2\pi \cdot f \cdot L_2}{R} = \frac{\omega \cdot L_2}{R}\,,$$

$$\omega \cdot C_1 \cdot R = \frac{1}{\pi/2 \cdot (1 + \pi^2/4)} \approx 0{,}1836\,, \tag{5.3}$$

$$\omega \cdot C_2 \cdot R = \frac{1}{Q_L - \pi/16 \cdot (\pi^2 - 4)} \approx \frac{1}{Q_L - 1{,}1525}\,.$$

Zależności te umożliwiają różne podejście do procesu syntezy parametrów falownika. Zakładając na przykład moc wyjściową falownika P_O, rezystancję obciążenia R, częstotliwość pracy f oraz współczynnik reaktancyjności Q_L, oblicza się wymagane napięcie zasilania E, pojemności C_1 i C_2 oraz indukcyjność L_2.

Niestety, prostota falowników klasy E okupiona jest ich istotną wadą, która jest bezpośrednią konsekwencją niekorzystnego kształtu przebiegów napięcia i prądu tranzystora. Odbiega on znacznie od prostokątnego i dlatego wartości współczynników k_{Isk} (1,54), k_{Im} (2,86), k_{Um} (3,56) oraz k_{UI} (5,48) są większe, a wartości współczynników c_p (0,098) i c_{Po} (0,182) mniejsze w porównaniu z wartościami współczynników zestawionymi w tab. 4.1. Wartość współczynnika c_{Po} dla falowników klasy D i F odniesiona do wartości tego współczynnika dla falownika klasy E wynosi 1,75. Oznacza to możliwość uzyskania o 75% większej mocy wyjściowej falowników klasy D i F w przeliczeniu na jeden tranzystor, zachowując przy tym parametry pracy tranzystora.

Zasadniczym celem niniejszej pracy jest obniżenie wartości współczynnika k_{UI} oraz odpowiadające mu zwiększenie wartości współczynnika c_{Po}, a tym samym podwyższenie sprawności drenowej oraz mocy wyjściowej falownika klasy E.

5.2. Uogólniona definicja układów klasy E

Podrozdziały 5.2 i 5.3 stanowią próbę uporządkowania stanu aktualnego w zakresie definicji oraz systematyki klas układów. Ich umiejscowienie w rozdziale poświęconym opisowi ogólnych właściwości falowników klasy E jest uzasadnione potrzebą zdefiniowania oraz usystematyzowania układów klasy E przed przeprowadzeniem analizy szczegółowej.

Z literatury znanych jest kilkanaście grup układów nazywanych układami klasy X, gdzie X przeważnie oznacza pojedynczą literę, np. A, B, C, D, E, F [9, 12, 86 i 105]. W zależności od pełnionych przez te układy funkcji są one nazywane wzmacniaczami, generatorami, falownikami lub prostownikami klasy X. Kolejne litery przyporządkowywane były nowo opracowywanym układom, tworząc w ten sposób kolejne klasy układów. Każda z klas obejmuje grupę układów wyróżniających się charakterystycznymi cechami wspólnymi, które są podstawą zdefiniowania danej klasy.

Przy definiowaniu klas i nadawaniu nazw układom należy uwzględnić stan aktualny w zakresie definicji i nazewnictwa. Definicje i nazwy powinny być przy tym możliwie proste i jednoznaczne. Niestety, ze względu na dużą różnorodność układów, rozległość problematyki oraz uwarunkowania historyczne zdarza się, że definicje klas układów są nieprecyzyjne lub nadmiernie szczegółowe, układy mają kilka równoważnych nazw, a nawet jedna nazwa może oznaczać różne układy, np. klasa D i klasa S [12, str. 432]. Trudność definiowania klas układów wynika również z faktu, że zasada działania układów może być zdecydowanie różna. Przykładowo, we wzmacniaczach klasy A, B i C tranzystor przez charakterystyczną część okresu pozostaje w zakresie aktywnym, a w falownikach klasy D i E tranzystor przełączany jest pomiędzy zakresem rezystancyjnym i zakresem odcięcia. Dlatego klasy A, B i C można zdefiniować za pomocą położenia statycznego punktu pracy na charakterystyce zewnętrznej tranzystora lub za pomocą kąta przepływu prądu tranzystora, natomiast analogiczne zdefiniowanie klas D i E jest niemożliwe.

Na podstawie analizy literatury można stwierdzić, że zdefiniowania klasy układów można dokonać za pomocą definicji czasowej lub definicji częstotliwościowej. Definicja czasowa (np. [9, 86 i 105]) określa kształt przebiegów napięcia i prądu zaworu (np. prostokątny, półsinusoidalny – tab. 4.1). Wszystkie układy mające określony kształt przebiegów napięcia i prądu zaworu, czyli spełniające definicję czasową danej klasy, należą do tej klasy. Przyjęcie kształtu przebiegów napięcia i prądu zaworu jako wyróżnika klasy jest uzasadnione, gdyż „... o parametrach energetycznych układów mocy decydują przebiegi prądów i napięć na zaciskach wyjściowych elementu nieliniowego. Przebiegi te są charakterystyczne dla różnych układów wzmacniaczy, powielaczy i generatorów mocy i dzięki temu mogą stanowić podstawę ich porównań, niezależną od sposobu pracy elementu nieliniowego i szczegółów układowych..." – cytat z [9, str. 33]. Natomiast alternatywna definicja częstotliwościowa (np. [9, 33, 34, 84 i 105]) zawiera warunki odnośnie do wymaganych wartości impedancji wejściowej obwodu drenowego {9} jako funkcji częstotliwości podstawowej i częstotliwości poszczególnych harmonicznych oraz warunki wymaganego wysterowania zaworu (tranzystora)[5]. Spełnienie tych warunków powoduje, że uzyskiwany jest kształt przebiegów napięcia i prądu zaworu określony w równoważnej definicji czasowej danej klasy. Uzasadnieniem tego jest następujące stwierdzenie z [9, str. 49]: „W celu osiągnięcia zadanych z góry przebiegów [napięcia i prądu tranzystora] należy odpowiednio dobrać wartości impedancji wejściowej obwodu kolektorowego przy częstotliwości podstawowej i przy częstotliwościach harmonicznych". Pożądane wartości impedancji w funkcji częstotliwości mogą być wyznaczone za pomocą rozwinięcia w szereg Fouriera przebiegów napięcia i prądu zaworu [9]. Podstawowa definicja czasowa lub częstotliwościowa klasy układów może być uzupełniona o dodatkowe warunki, na przykład układy klasy D i F różnią się liczbą zaworów {10, 11} (klasa F nazywana jest również niesymetryczną klasą D – z ang. „single-ended Class D" [12]). Definicja klasy nie precyzuje, w jaki sposób uzyskać pożądane przebiegi napięcia i prądu zaworu lub wymagane właściwości częstotliwościowe impedancji obwodu drenowego. W tym celu należy określić schemat konkretnego układu, zależności do syntezy jego parametrów oraz podać jak wysterować zawór.

W przypadku układów klasy E preferowana jest definicja czasowa, przy czym różni się ona od typowej definicji czasowej. Różnica polega na tym, że podawane są tylko warunki napięciowo-prądowe, w jakich powinien być przełączany zawór, natomiast dokładne określenie kształtu przebiegów napięcia i prądu zaworu jest sprawą drugorzędną. Sformułowana w ten

[5] Do uzyskania niektórych klas układów (np. wzmacniaczy klasy A, B i C) tranzystor przez część okresu musi pracować w zakresie aktywnym. Z kolei inne klasy układów wymagają zaworu sterowanego (np. falowniki klasy D i E), przełączanego z określonym współczynnikiem wypełnienia i/lub zaworu niesterowanego (np. prostowniki klasy D i E).

sposób definicja układów klasy E obejmuje szeroką grupę układów oraz akcentuje ich najważniejszą, wspólną właściwość – maksymalnie miękkie przełączanie zaworu {5}.

Z literatury znana jest definicja falownika (wzmacniacza) klasy E, która została podana po raz pierwszy przez Sokalów w pracy [88], a następnie cytowana w innych publikacjach, np. [1, 81]. W definicji tej występują następujące trzy zasadnicze warunki, które powinien spełniać przebieg napięcia zaworu: 1) napięcie zaworu podczas wyłączania powinno być małe (stromość narastania napięcia zaworu powinna być ograniczona), 2) napięcie zaworu powinno powrócić do wartości zero w chwili załączenia zaworu, 3) wartość pochodnej napięcia zaworu powinna wynosić zero w chwili załączenia zaworu. Niestety, definicja ta jest zbyt szczegółowa, a autorzy tej definicji odnieśli ją do jednotranzystorowego (tj. niesymetrycznego {12}) falownika (wzmacniacza) klasy E. Tymczasem znane są również prostowniki [4, 10, 74] oraz generatory klasy E [23, 30], gdzie zaworami są diody [70], tyrystory [96] i tranzystory, a liczba zaworów może być większa niż jeden, na przykład w symetrycznych falownikach klasy E jest ona zawsze parzysta [44, 81].

Z kolei w pracy [61, str. 957] Kazimierczuk napisał o falowniku (wzmacniaczu) klasy E: „...we wzmacniaczu tym można zredukować do zera moc strat związaną z jedną spośród dwóch komutacji tranzystora, a mianowicie [moc strat związaną] z włączaniem tranzystora przez zastosowanie odpowiedniego obwodu kolektorowego". Stwierdzenie to można uznać za definicję falownika (wzmacniacza) klasy E. Definicja ta opiera się na wskazaniu, że możliwe jest całkowite wyeliminowanie strat mocy związanych z załączaniem tranzystora jako charakterystycznej cechy falowników (wzmacniaczy) klasy E. Wyeliminowanie tych strat mocy jest rezultatem miękkiego załączania tranzystora.

Próbując podać ogólną definicję układów klasy E, należy rozważyć jeszcze jeden istotny problem związany z następującymi pytaniami: Jak nazwać układ, który został odpowiednio zaprojektowany i pracuje tak, że spełnia warunki zawarte w przedstawionych powyżej definicjach, a następnie w wyniku zmiany parametrów przestaje je spełniać? Czy nie jest on już układem klasy E? Propozycja rozwiązania tego problemu została przedstawiona w publikacji [81], w której Raab zaproponował rozszerzyć definicję klasy E. Mianowicie nazwał on „optymalną klasą E" falownik (wzmacniacz) złożony z zaworu, elementów biernych oraz spełniający trzy warunki wyszczególnione w definicji Sokalów [1, 81 i 88], a „suboptymalną klasą E" falownik (wzmacniacz) złożony również z zaworu oraz elementów biernych, ale niespełniający tych warunków. W propozycji Raaba nie jest rozróżniona praca suboptymalna od pracy nieoptymalnej w taki sposób jak dokonano tego w niniejszej pracy.

Biorąc pod uwagę powyższe definicje i uwagi, zaproponowana została nowa, uogólniona definicja układów klasy E {2, 4 i 5}:

Układami klasy E *nazywane są układy, w których dla odpowiednio dobranych wartości parametrów można uzyskać maksymalnie miękkie przełączanie zaworów z dwukrotnym warunkiem ZVS, czyli można uzyskać ich pracę optymalną, przy czym wykluczone są układy należące do klas mieszanych z klasą E.*

Uwagi do definicji układów klasy E:

1. W zależności od aktualnej wartości parametrów określony układ klasy E realizuje jeden z trzech **rodzajów pracy** {5}: **pracę optymalną**, **suboptymalną** lub **nieoptymalną**. **Praca optymalna** występuje, gdy zawory przełączane są maksymalnie miękko. Podczas **pracy suboptymalnej** zawory są załączane i wyłączane półmiękko. Natomiast **pracy nieoptymalnej** odpowiada półmiękkie i twarde przełączanie zaworów.

2. Wykluczenie ze sformułowanej definicji klas mieszanych[6] z klasą E spowodowane jest tym, że w przeciwnym przypadku układy te zostałyby zaliczone do układów klasy E.
3. Należy zauważyć, że istnieje możliwość sformułowania alternatywnej definicji układów klasy E. Definiowałaby ona układy klasy E jako układy o maksymalnie miękkim przełączaniu zaworów z dwukrotnym warunkiem ZVS, z których każdy musi mieć swój odpowiednik niesymetryczny (aby wykluczyć mieszaną **klasę DE** {10}), przy czym zasadniczymi warunkami do syntezy ich parametrów są warunki maksymalnie miękkiego przełączania (aby wykluczyć mieszane **klasy EF** i **E/F** {13}).
4. Definicja układów klasy E została sformułowana tak, aby definiowała znane z literatury układy klasy E, przy czym obejmuje ona układy niesymetryczne i symetryczne[7].

W publikacjach [9, 66 i 79] wykazano, że jeżeli dołączone do zaworu obwód i obciążenie są pasywne i liniowe, to ze względu na zapewnienie niezerowej mocy odbiornika w stanie ustalonym nie jest możliwe uzyskanie jednoczesnego załączania oraz wyłączania miękkiego zaworu. Można co najwyżej całkowicie wyeliminować straty mocy towarzyszące jednemu przełączaniu (załączanie lub wyłączanie miękkie) oraz ograniczyć straty mocy podczas drugiego przełączania (wyłączanie lub załączanie półmiękkie). W układach klasy E pracujących optymalnie ograniczono więc w maksymalnym stopniu straty mocy związane z przełączaniem zaworów. Dla innych rodzajów pracy niż praca optymalna warunki przełączania zaworów ulegają pogorszeniu, występuje zwykle wzrost strat mocy przełączania oraz spadek sprawności. Problematyka rodzajów pracy kontynuowana jest w podrozdz. 5.4.

Z reguły układy klasy E utożsamiane są z ich pracą optymalną. Jeżeli dyskutowana jest problematyka układów klasy E oraz nie podano dokładniejszych informacji odnośnie do ich rodzaju pracy, to przyjmuje się, że pracują one optymalnie.

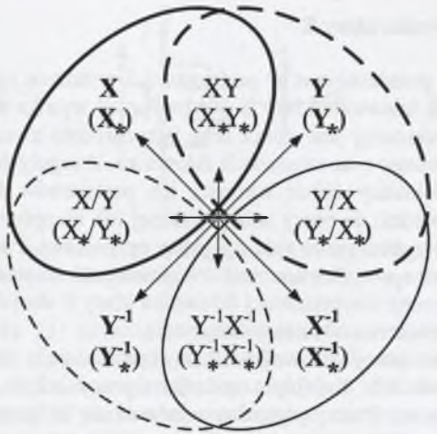
5.3. Systematyka klas układów

Klasy układów można ogólnie podzielić na: klasy podstawowe, klasy odwrotne, klasy niepełne oraz klasy mieszane. Zaproponowana systematyka uwzględnia wzajemne relacje występujące pomiędzy klasami i należącymi do nich układami oraz znajduje swe bezpośrednie odzwierciedlenie w ich nazwach (rys. 5.3). Przeprowadzając tę systematykę, skupiono się głównie na układach osiągających teoretycznie sprawność 100%, czyli takich, w których użyte półprzewodnikowe przyrządy mocy pracują dwustanowo i mogą być w przybliżeniu traktowane jako zawory idealne {1}.

Układ (grupa układów) tworzy nową klasę podstawową, gdy nie może on zostać sklasyfikowany na bazie dotychczas istniejących klas podstawowych, odwrotnych, niepełnych lub mieszanych. Ponieważ dla większości układów istnieją ich odpowiedniki dualne {19}, [2], dlatego układom danej klasy podstawowej można przyporządkować układy dualne, które tworzą odpowiednią klasę dualną, nazywaną klasą odwrotną. Nazwy obu klas są jednoliterowe, na przykład podstawowa klasa X i odwrotna klasa X^{-1} (równoważnie 1/X lub XI – inwersyjna X [84]). Z reguły znaczenie praktyczne oraz zakres zastosowań układów należących do klasy podstawowej i odwrotnej nie są jednakowe. Przykładowo, w **falownikach klasy E^{-1}** {5} [9, 62] tranzystory załączane są w warunkach NZVS+ZCS oraz wyłączane w warunkach ZVS+ZCS (przełączanie maksymalnie miękkie z warunkiem ZCS), co powoduje ograniczenie zakresu ich zastosowań jedynie do niższych częstotliwości pracy, poniżej 1 MHz [1, str. 219;

[6] Pojęcie klas mieszanych wyjaśniono w podrozdz. 5.3.

[7] Pojęcie układów niesymetrycznych i symetrycznych wyjaśniono na przykładzie falowników klasy E w podrozdz. 7.3.



Rys. 5.3. Relacje pomiędzy klasami oraz ich nazwami (X, Y – litera, * – sekwencja cyfr)
Fig. 5.3. Relationships between classes and their names (X, Y – a letter, * – a sequence of digits)

10, str. 379]. Jest to spowodowane istnieniem pasożytniczych pojemności wyjściowych tranzystorów oraz ich przełączaniem przy niezerowym napięciu, powodującym znaczne straty mocy i oscylacje pasożytnicze.

Klasy niepełne są swoistymi podklasami klas podstawowych lub odwrotnych. Definicja klasy niepełnej związana jest z definicją częstotliwościową klasy podstawowej lub odwrotnej, przejmując tylko część zawartych w niej warunków. W nazwie klasy niepełnej oprócz litery znajduje się sekwencja cyfr (np. klasa $X_{2,4}$ lub $1/Y_{3,5}$), oznaczających częstotliwości harmonicznych, dla których impedancja wejściowa obwodu drenowego przyjmuje wartości określone w odpowiedniej definicji częstotliwościowej klasy podstawowej lub odwrotnej. Przykładami klas niepełnych są **falowniki klasy F_*** {11}, [9, 11, 72 i 84] oraz falowniki klasy E_* [33, 34 i 84]. Spełnienie warunku częstotliwościowego tylko dla kilku (dwóch lub trzech) najniższych częstotliwości harmonicznych powoduje, że uzyskany kształt przebiegów napięcia i prądu zaworu jest jedynie zbliżony do kształtu określonego w odpowiedniej definicji czasowej.

Klasa mieszana powstaje z połączenia klas podstawowych, odwrotnych lub niepełnych. Układy klasy mieszanej spełniają tylko częściowo definicje klas składowych. Nazwa klasy mieszanej składa się z dwóch liter oraz cyfr utworzonych z kombinacji nazw klas ją tworzących, np. klasa XY lub $X/Y_{3,5}$. Przykładem klasy mieszanej są **falowniki klasy DE** {10}, [31, 97]. W falownikach tych tranzystory mogą być przełączane maksymalnie miękko z warunkiem ZVS (jak w klasie E) oraz jednocześnie przebiegi napięć i prądów ich tranzystorów mają w przybliżeniu kształt prostokątny i półsinusoidalny (jak w klasie D). Innymi przykładami klas mieszanych są falowniki klasy E/F [11, 72], falowniki klasy EF_2 i E/F_3 [53, 56 i 59] oraz falownik klasy CE [68].

Na rysunku 5.3 w uproszczony sposób zilustrowano wzajemne relacje pomiędzy klasami podstawowymi, odwrotnymi, niepełnymi i mieszanymi. Podobnie jak klasy podstawowe i odwrotne tworzą pary dualne, również klasom niepełnym i mieszanym można przyporządkować ich odpowiedniki dualne. Na rysunku 5.3 możliwe pary dualne zaznaczono strzałkami. Z przedstawionej systematyki wynika, że różnorodność klas oraz tworzących je układów jest bardzo duża. Istnieją możliwości tworzenia nowych klas i układów przez modyfikacje i kombinacje już istniejących. Tylko nieliczne z nich znajdują zastosowania, natomiast inne są nierealizowalne, zbyt złożone lub wykazują gorsze właściwości.

5.4. Rodzaje pracy falownika klasy E

Zgodnie z definicją przedstawioną w podrozdz. 5.2 wyróżnia się pracę optymalną, suboptymalną i nieoptymalną falownika klasy E. Rodzaj pracy wynika z warunków napięciowo-prądowych, w jakich przełączany jest zawór oraz bezpośrednio związany jest z wartościami parametrów obwodu głównego oraz sterowania falownika. Z reguły falowniki klasy E pracują optymalnie, jednak niedokładny dobór wartości ich parametrów lub zmiany parametrów podczas pracy mogą prowadzić do pracy suboptymalnej lub nieoptymalnej. Falownik klasy E osiąga w przybliżeniu najwyższą sprawność dla pracy optymalnej. Podczas pracy suboptymalnej obniżenie sprawności spowodowane jest zwiększonymi stratami mocy przewodzenia. Natomiast w przypadku pracy nieoptymalnej falownika klasy E decydujący wpływ na zmniejszenie sprawności mają znaczne straty mocy załączania.

Poszczególne rodzaje pracy falownika oraz odpowiadające im warunki przełączania zaworu zestawiono w tab. 5.1. Kolejnym rodzajom pracy odpowiadają pogarszające się warunki przełączania zaworu. Praca optymalna wyróżnia się najkorzystniejszymi warunkami przełączania zaworu – przełączanie maksymalnie miękkie. Podczas pracy suboptymalnej występuje półmiękkie przełączanie zaworu, natomiast dla pracy nieoptymalnej zawór załączany jest twardo oraz wyłączany półmiękko.

Tabela 5.1

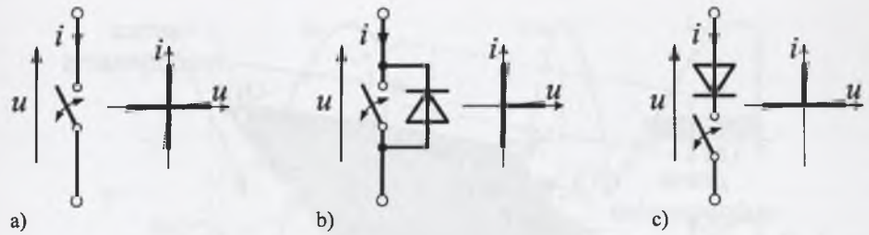
Rodzaje pracy falownika klasy E i warunki przełączania zaworu

Rodzaj pracy	Warunki przełączania zaworu	
	załączanie	wyłączanie
praca optymalna	ZVS+ZCS	ZVS+NZCS
praca suboptymalna	ZVS+NZCS	ZVS+NZCS
praca nieoptymalna	NZVS+NZCS	ZVS+NZCS

Podany opis rodzajów pracy falownika klasy E wprowadza uogólnioną systematykę rodzajów pracy. Należy tutaj wspomnieć dwie publikacje [81, 10], które zapoczątkowały taką systematykę. Raab w pracy [81] wyróżnił jedynie tzw. klasę E optymalną oraz klasę E suboptymalną. Klasa E optymalna oznaczała spełnienie warunków maksymalnie miękkiego przełączania zaworu, natomiast klasa E suboptymalna odpowiadała pozostałym przypadkom. Z kolei Kazimierczuk i Czarkowski w publikacji [10] uwzględnili jedynie dwa rodzaje pracy – optymalną oraz suboptymalną, pomijając pracę nieoptymalną falownika klasy E.

Ponieważ wyróżnione trzy rodzaje pracy występują we wszystkich falownikach klasy E (również w klasach odwrotnych i mieszanych z klasą E) oraz jakościowo właściwości falowników pod tym względem są podobne, dlatego dalsza analiza zależności rodzajów pracy od wartości parametrów zostanie przeprowadzona na przykładzie bazowego falownika klasy E {6}, rys. 5.1. Wyniki podobnej analizy prezentowane były w kilku wcześniejszych opracowaniach autora [7, 37, 39, 40 i 47].

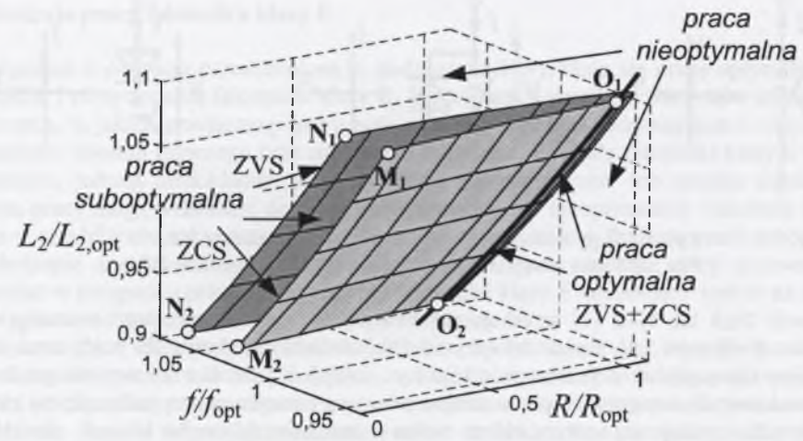
W ogólnym przypadku rodzaj pracy falownika klasy E jest nie tylko funkcją parametrów falownika (L_1, L_2, C_1, C_2, R, f i D_s), ale również zależy od właściwości napięciowo-prądowych użytego zaworu [7, 69]. Na **zaworze prostym (zaworze 2i2u)** {1} (rys. 5.4a) może wystąpić zarówno dodatnie, jak i ujemne napięcie oraz jego prąd może przepływać w obu kierunkach.



Rys. 5.4.Typy zaworów: a) 2i2u (prosty), b) 2i1u oraz c) 1i2u
Fig. 5.4. Types of switches: a) 2i2u (simple), b) 2i1u, and b) 1i2u

Zawór 2iu1 lub **1i2u** {1} uzyskuje się dołączając do zaworu prostego równolegle lub szeregowo diodę (rys. 5.4). Zawór 2i1u (rys. 5.4b) jest dwukierunkowy dla prądu oraz jednokierunkowy dla napięcia. Z kolei zawór 1i2u (rys. 5.4c) jest jednokierunkowy dla prądu oraz dwukierunkowy dla napięcia. W porównaniu z zaworem prostym w przypadku użycia zaworu 2i1u lub 1i2u uzyskuje się szerszy zakres zmian parametrów falownika klasy E, dla którego pracuje on suboptymalnie. Jest to spowodowane automatycznym (bez wysterowania) przewodzeniem ujemnych prądów przez zawór 2i1u oraz automatycznym (pomimo wysterowania) blokowaniem ujemnych napięć przez zawór 1i2u. Zawór 1i2u można utworzyć, łącząc szeregowo z tranzystorem MOSFET diodę. Niestety, dioda ta powoduje „zatrzaskiwanie" napięcia na wyjściowej pojemności tranzystora i w konsekwencji powstają straty mocy załączania tranzystora. Dlatego dalsze rozważania ograniczono wyłącznie do zaworu 2iu1. Ze względu na słabe właściwości dynamiczne wewnętrznej diody typowego tranzystora MOSFET należy unikać jej przewodzenia dla częstotliwości przełączania przekraczających kilka megaherców. W pracy [7] wykazano eksperymentalnie, że dla częstotliwości rzędu pojedynczych megaherców dioda wewnętrzna tranzystora MOSFET może być wykorzystana podczas pracy suboptymalnej falownika klasy E. Dla wyższych częstotliwości należy zastosować tranzystor z diodą wewnętrzną o lepszych właściwościach dynamicznych lub dołączyć do tranzystora zewnętrzne diody szybkie.

W celu uproszczenia dalszej analizy oraz uzyskania czytelnej interpretacji wyników, założono, że wyznaczona zostanie zależność rodzajów pracy falownika klasy E od zmian jego trzech parametrów, a mianowicie: indukcyjności L_2, rezystancji obciążenia R i częstotliwości pracy f. Wybór tych parametrów znajduje swe uzasadnienie praktyczne. Przykładowo, stosując falownik klasy E w nagrzewaniu indukcyjnym, zmianie ulega indukcyjność L_2 oraz rezystancja R, a częstotliwość f może być użyta do sterowania mocą wyjściową lub do korekty stanu pracy falownika. Do analizy przyjęto analogiczne założenia, jak te odnoszące się do opisu zasady działania falownika z podrozdz. 5.1 ($L_1 >> L_2$, $R_{DS(on)} << R$, $D_s = 0{,}5$). Na początku określono wartości wszystkich parametrów dla pracy optymalnej falownika ($L_{2,opt}$, $C_{1,opt}$, $C_{2,opt}$, R_{opt} i f_{opt}), które następnie wykorzystano do znormalizowania wartości parametrów L_2, C_1, C_2, R oraz f. Założono wartość współczynnika reaktancyjności wyjściowego obwodu rezonansowego falownika dla pracy optymalnej równą $Q_{L,opt} = 2\pi \cdot f_{opt} \cdot L_{2,opt}/R_{opt} = 10$. Jest to wartość wystarczająca do uzyskania w przybliżeniu sinusoidalnego przebiegu prądu obciążenia i_O. Użyty algorytm obliczeniowy bazował na odpowiednio zmodyfikowanym modelu falownika klasy E, nazywanym w pracy modelem uproszczonym (podrozdz. 6.1). Szczegółowa analiza tego algorytmu wykracza poza ramy niniejszej pracy. Dla niezmiennych wartości pojemności C_1 oraz C_2 falownika ($C_1/C_{1,opt} = 1$, $C_2/C_{2,opt} = 1$) poszukiwano wartości L_2, R oraz f ($L_2/L_{2,opt}$, R/R_{opt}, f/f_{opt}) dla tzw. granicznej pracy suboptymalnej, znajdując w ten sposób granicę pomiędzy pracą suboptymalną i pracą nieoptymalną. Jednocześnie sprawdzano warunki (5.1) i (5.2) miękkiego załączania tranzystora, których spełnienie oznaczało pracę optymalną.



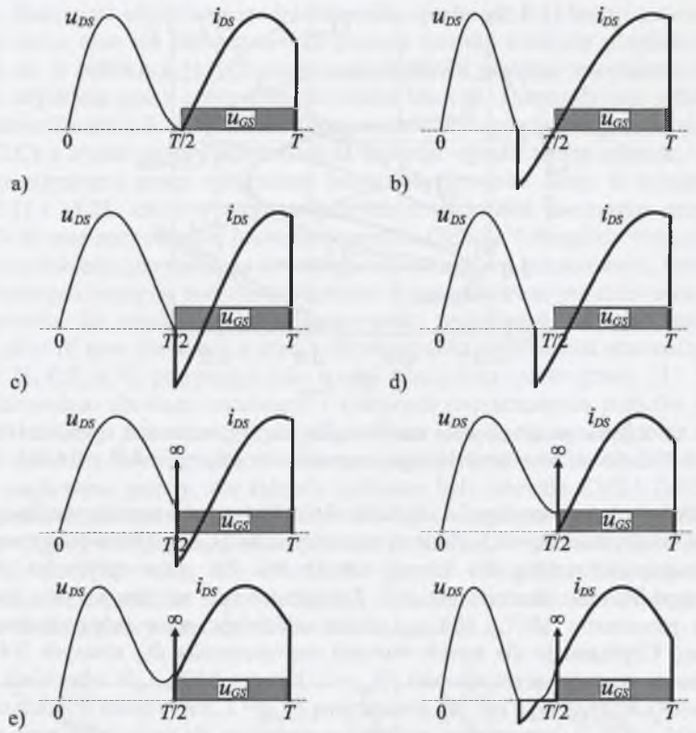
Rys. 5.5. Rodzaje pracy falownika klasy E w przestrzeni jego parametrów
Fig. 5.5. Operation modes of Class E inverter in the space of its parameters

Tabela 5.2

Położenie punktu parametrów w przestrzeni (R/R_{opt}, $L_2/L_{2,opt}$, f/f_{opt}) z rys. 5.5 a realizowany rodzaj pracy falownika klasy E

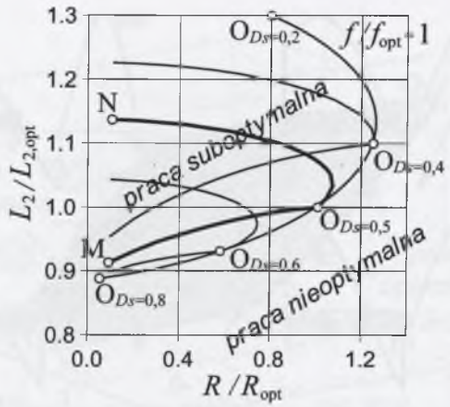
Położenie punktu parametrów					**Rodzaj pracy**
O_1O_2	-	-	-	-	optymalna
-	$M_1O_1O_2M_2$	-	-	-	suboptymalna ZCS
-	-	$N_1O_1O_2N_2$	-	-	suboptymalna ZVS
-	-	-	wewnątrz	-	suboptymalna
-	-	-	-	na zewnątrz	nieoptymalna

Wzajemną współzależność pomiędzy względnymi parametrami falownika (R/R_{opt}, $L_2/L_{2,opt}$, f/f_{opt}) a uzyskiwanym rodzajem pracy zilustrowano na rys. 5.5 oraz wyjaśniono symbolicznie w tab. 5.2. Określone położenie punktu parametrów, wyrażone przez wartości współrzędnych (R/R_{opt}, $L_2/L_{2,opt}$, f/f_{opt}), determinuje rodzaj pracy falownika. Powierzchnia $N_1O_1M_1M_2O_2N_2$ składa się z następujących trzech rozłącznych części: powierzchni $M_1O_1O_2M_2$, krzywej O_1O_2 oraz powierzchni $N_1O_1O_2N_2$, które obejmują punkty parametrów wyznaczające odpowiednio: graniczną pracę suboptymalną z warunkiem ZCS (rys. 5.6b), pracę optymalną (rys. 5.6a) i graniczną pracę suboptymalną z warunkiem ZVS (rys. 5.6c). Cała powierzchnia $N_1O_1M_1M_2O_2N_2$ dzieli przestrzeń parametrów na dwie podprzestrzenie, z których wewnętrzna zawiera punkty parametrów odpowiadające pracy suboptymalnej, natomiast zewnętrzna punkty odpowiadające pracy nieoptymalnej. Analiza przestrzeni parametrów falownika klasy E z rys. 5.5 potwierdza znaną z literatury prawidłowość [10, 69], że zmniejszenie rezystancji obciążenia poniżej jej wartości optymalnej ($R/R_{opt} < 1$), przy zachowaniu wartości pozostałych parametrów jak dla pracy optymalnej, prowadzi do pracy suboptymalnej falownika. Natomiast zwiększenie rezystancji ($R/R_{opt} > 1$) powoduje pracę nieoptymalną.



Rys. 5.6. Rodzaje pracy falownika klasy E: a) optymalna, b) suboptymalna ZCS, c) suboptymalna ZVS, d) typowa suboptymalna oraz e) nieoptymalna
Fig. 5.6. Operation modes of Class E inverter: a) optimum, b) suboptimum ZCS, c) suboptimum ZVS, d) typical suboptimum, and e) non-optimum

Poszczególne rodzaje pracy falownika klasy E zostały zilustrowane na rys. 5.6 przykładowymi przebiegami napięcia i prądu tranzystora z diodą przeciwrównoległą. Pracy optymalnej odpowiada rys. 5.6a. Pracę suboptymalną zilustrowano na rys. 5.6b, c, d, wyróżniając trzy charakterystyczne przypadki. Są to: 1) praca suboptymalna z warunkiem ZCS (rys. 5.6b) – przewodzenie diody poprzedza przewodzenie tranzystora i wysterowanie tranzystora następuje w chwili zmiany kierunku prądu, 2) praca suboptymalna z warunkiem ZVS (rys. 5.6c) – wysterowanie tranzystora następuje w chwili osiągnięcia przez napięcie wartości zero oraz 3) typowa praca suboptymalna (rys. 5.6d) – wysterowanie tranzystora następuje podczas przewodzenia diody. Podczas pracy suboptymalnej, na skutek przewodzenie diody, wartość współczynnika wypełnienia przewodzenia D tranzystora z diodą jest większa niż wartość współczynnika wypełnienia wysterowania D_s. Cztery przypadki pracy nieoptymalnej przedstawiono na rys. 5.6e. Praca nieoptymalna występuje zawsze wtedy, gdy tranzystor załączany jest przy niezerowym napięciu (rys. 5.6e). Z tego powodu prąd tranzystora w chwili załączenia rozładowuje impulsowo pojemność przyłączoną równolegle do tranzystora, a następnie stopniowo narasta od wartości ujemnych, bliskich zeru lub dodatnich, w zależności od znaku pochodnej napięcia tuż przed załączeniem tranzystora. Możliwe są również takie przypadki, dla których twarde załączanie tranzystora poprzedzone jest krótkotrwałym przewodzeniem diody (ostatni przypadek z rys. 5.6e).



Rys. 5.7. Krzywe granicznej pracy suboptymalnej dla $f/f_{opt} = 1$ oraz $D_s = 0,4$, 0,5 i 0,6
Fig. 5.7. Curves of boundary suboptimum operation for $f/f_{opt} = 1$ and $D_s = 0.4$, 0.5, 0.6

Przedstawione dotychczas wyniki uzyskano dla stałej wartości współczynnika wypełnienia wysterowania tranzystora $D_s = 0,5$. Zmiana współczynnika D_s umożliwia poszerzenie zakresu zmian parametrów falownika, dla którego uzyskiwana jest praca optymalna oraz suboptymalna. Przypadki takie ilustruje rys. 5.7. Zaprezentowano na nim krzywe graniczne na płaszczyźnie parametrów (R/R_{opt}, $L_2/L_{2,opt}$), które oddzielają pracę suboptymalną od pracy nieoptymalnej. Uzyskano je dla trzech wartości współczynnika D_s, równych 0,4, 0,5 i 0,6 oraz niezmiennej wartości częstotliwości $f/f_{opt} = 1$. Krzywa $MO_{Ds=0,5}N$ odpowiada przecięciu powierzchni $N_1O_1M_1M_2O_2N_2$ z rys. 5.5 płaszczyzną $f/f_{opt} = 1$. Na rysunku 5.7 zaznaczono również krzywą $O_{Ds=0,2}O_{Ds=0,8}$, utworzoną z punktów parametrów, dla których falownik pracowałby optymalnie przy zmiennym współczynniku D_s. Po krzywej tej przesuwają się wierzchołki (np. $O_{Ds=0,4}$, $O_{Ds=0,5}$ i $O_{Ds=0,6}$) odpowiednich krzywych granicznych.

Znajomość zależności rodzajów pracy od wartości parametrów falownika klasy E wykorzystywana jest do syntezy parametrów falowników, w których parametry ulegają zmianie podczas pracy. Możliwe są dwa przypadki. W pierwszym przypadku parametry sterowania falownika (f, D_s) pozostają stałe, natomiast synteza parametrów falownika wykonywana jest w taki sposób, aby zmiany parametrów podczas pracy powodowały pracę optymalną, płytką pracę nieoptymalną lub pracę suboptymalną. W drugim przypadku wykorzystuje się dodatkowo możliwość skorygowania stanu pracy falownika przez zmianę parametrów sterowania [25, 41 i 48].

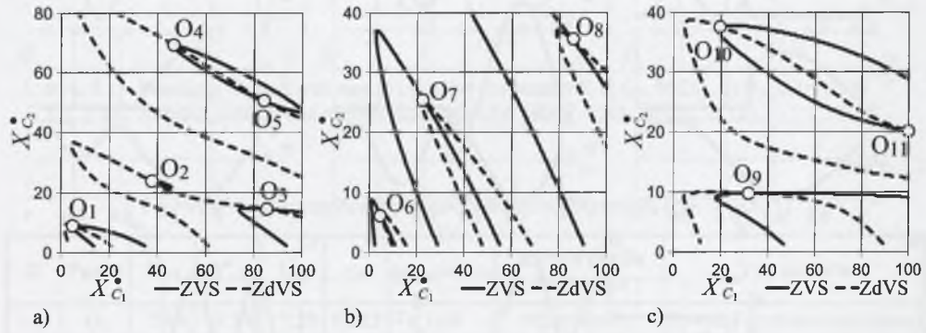
Przedstawiona analiza nie jest kompletna, nie zawiera na przykład ilościowego porównania właściwości falownika klasy E dla poszczególnych rodzajów pracy. Wyniki takiej analizy zaprezentowano w podrozdz. 8.1.

5.5. Możliwości uzyskania pracy optymalnej

Poniżej przedstawiono systematyczną analizę możliwości uzyskania pracy optymalnej na przykładzie bazowego falownika klasy E {6}, rys. 5.1. Do analizy wykorzystano model uproszczony tego falownika (podrozdz. 6.1), zachowując założenia z podrozdz. 5.1 i 5.4. Bardzo podobną analizę autor zaprezentował wcześniej w pracy [42], przy czym użyto w niej inny model falownika. Model ten wykorzystywał dwa schematy, ich opis analityczny, uzupełniony następnie warunkami stanu ustalonego oraz warunkami miękkiego załączania

tranzystora. Natomiast użyty tutaj model falownika (podrozdz. 6.1) bazuje na macierzowych równaniach stanu oraz ich rozwiązaniu za pomocą metody macierzy przejścia [3]. Należy wspomnieć, że w publikacji [65] Kazimierczuk zamieścił podobne rozważania odnośnie do możliwości uzyskania pracy optymalnej falownika klasy E. Dotyczyły one jednak prostszej topologii falownika klasy E (falownika z niesinusoidalnym napięciem wyjściowym – tylko trzy elementy *RLC*), a wyniki zostały przedstawione w bardzo ograniczonym zakresie.

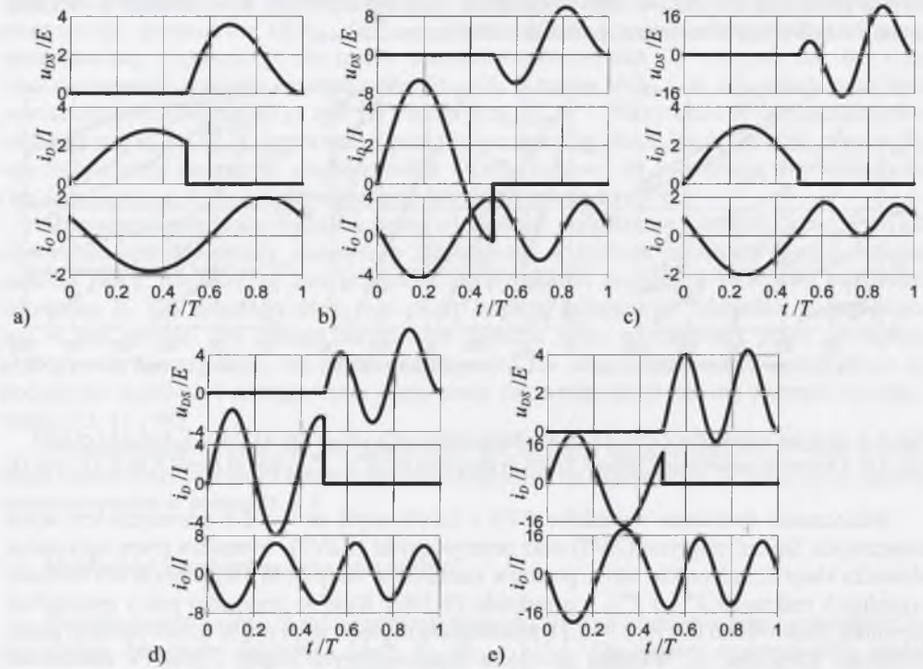
W celu uzyskania pracy optymalnej bazowego falownika klasy E wystarczy spełnić warunki (5.1) i (5.2), które wyrażają odpowiednio załączanie tranzystora przy zerowym napięciu (ZVS) oraz przy zerowej pochodnej napięcia (ZdVS). Półmiękkie wyłączanie tranzystora jest konsekwencją przyłączenia równolegle do tranzystora kondensatora, który ogranicza stromość narastania napięcia podczas wyłączania. Przeprowadzono poszukiwania pracy optymalnej falownika dla współczynnika reaktancyjności wyjściowego obwodu rezonansowego $Q_L = 2\pi f L_2/R = 10$ oraz dla trzech wartości współczynnika wypełnienia przewodzenia tranzystora $D = 0,25$, 0,5, 0,75, przyjmując jako model tranzystora zawór prosty {1}. Korzystając z modelu falownika, dla stanu ustalonego i kolejnych współrzędnych punktów płaszczyzny względnych reaktancji pojemnościowych X^*_{C1} ($X^*_{C1} = 1/(\omega C_1 R)$, $\omega = 2\pi f$) oraz X^*_{C2} ($X^*_{C2} = 1/(\omega C_2 R)$) obliczane było napięcie zaworu oraz jego pochodna w chwili załączania. Na tej podstawie znajdywano punkty, dla których spełnione były warunki ZVS i ZdVS. Wartości innych względnych parametrów modelu falownika były niezmienne i wynosiły: $R^*_{on} = R_{on}/R = 0,001$, $R^*_{off} = R_{off}/R >> R^*_{on}$ – względne rezystancje zaworu w stanie wyłączenia i załączenia oraz $X^*_{L1} = (\omega L_1)/R >> X^*_{L2}$, $X^*_{L2} = (\omega L_2)/R = Q_L = 10$ – względne reaktancje indukcyjne. Krzywe utworzone z punktów odpowiadających załączaniu zaworu w warunkach ZVS (linia ciągła) i ZdVS (linia przerywana) przedstawiono na rys. 5.8.



Rys. 5.8. Krzywe warunków ZVS i ZdVS na płaszczyźnie (X^*_{C1}, X^*_{C2}) dla: a) $D = 0,5$, b) 0,25 i c) 0,75
Fig. 5.8. Curves of conditions ZVS and ZdVS in the plane of (X^*_{C1}, X^*_{C2}) for: a) $D = 0.5$, b) 0.25, c) 0.75

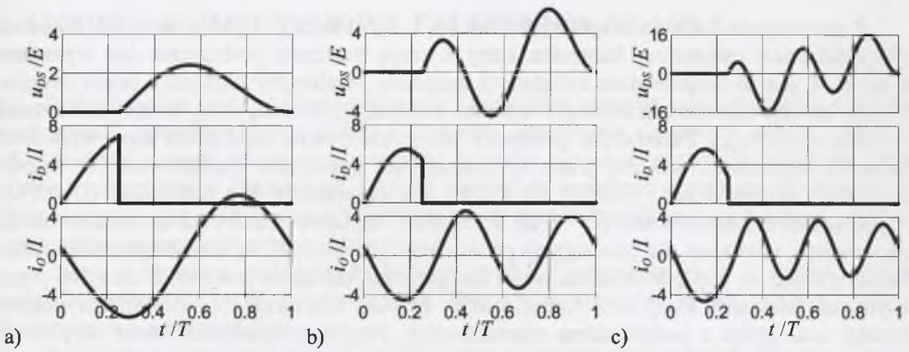
Jednoczesne spełnienie warunków ZVS i ZdVS, czyli na rys. 5.8 przecięcie krzywych oznaczonych liniami ciągłymi (ZVS) oraz przerywanymi (ZdVS), wyznacza pracę optymalną falownika klasy E. Jedenaście takich punktów zaznaczono na rys. 5.8. Uzyskano je dla wartości względnych reaktancji X^*_{C1} i X^*_{C2} z przedziału (0, 100). Kolejne przypadki pracy optymalnej falownika zilustrowano na rys. 5.9–5.11 przebiegami napięcia u_{DS} i prądu i_D zaworu oraz prądu obciążenia falownika i_O. Wartości chwilowe poszczególnych napięć i prądów odniesiono do napięcia zasilania E i wartości średniej prądu zasilania I falownika. Z przedstawionych przebiegów wynika, że we wszystkich przypadkach falownik klasy E pracuje optymalnie. Zbiorczego porównania wszystkich przypadków dokonano w tab. 5.3.

Kolejne kolumny tab. 5.3 zawierają: wartość współczynnika wypełnienia przewodzenia tranzystora D, oznaczenie punktu dla danego przypadku pracy optymalnej na rys. 5.8, wartości względnych reaktancji $X^{\bullet}_{C1}$ i $X^{\bullet}_{C2}$, wartości współczynnika mocy zainstalowanej tranzystora k_{UI} oraz zmodyfikowanego współczynnika wydajności mocy wyjściowej falownika c_{Po}, a także wartość stosunku $c_{Po,On}/c_{Po,O1}$ (4.25), która równa jest stosunkowi mocy wyjściowej falownika o parametrach dla danego punktu O_n (n = 1, …, 11) i mocy wyjściowej dla przypadku odpowiadającego punktowi O_1, informację o kształcie prądu obciążenia oraz wymagania odnośnie do użycia określonego typu zaworu (prostego, 1i2u, 2i1u {1} lub dowolnego). Wszystkie jedenaście przypadków zilustrowano za pomocą przebiegów czasowych napięć u_{DS} i prądów i_D zaworu oraz prądów obciążenia i_O na rys. 5.9–5.11. Punkty O_1, O_6, O_9 odpowiadają typowej pracy optymalnej falownika klasy E z sinusoidalnym prądem obciążenia (rys. 5.9a, 5.10a, 5.11a). Z kolei punkty O_2, O_7, O_{10} wyznaczają pracę optymalną falownika z podwajaniem częstotliwości. Dominująca harmoniczna prądu obciążenia ma wtedy częstotliwość dwukrotnie wyższą (rys. 5.9b, 5.10b, 5.11b) niż częstotliwość przełączania tranzystora. Natomiast dla punktów O_4, O_5, O_8 częstotliwość prądu obciążenia ulega potrojeniu (rys. 5.9d, 5.9e, 5.10c). Dla przypadków pracy optymalnej, które odpowiadają punktom O_3 i O_{11}, przebieg prądu obciążenia jest niesinusoidalny (rys. 5.9c, 5.11c). Analizując kształt przebiegów napięcia i prądu zaworu, można stwierdzić, że poszczególne przypadki pracy optymalnej wymagają różnych typów zaworów (tab. 5.3). Zawór 2i1u (tranzystor MOSFET) może być użyty do uzyskania pracy optymalnej bez powielania częstotliwości oraz z podwajaniem częstotliwości dla współczynnika wypełnienia D równego 0,75.



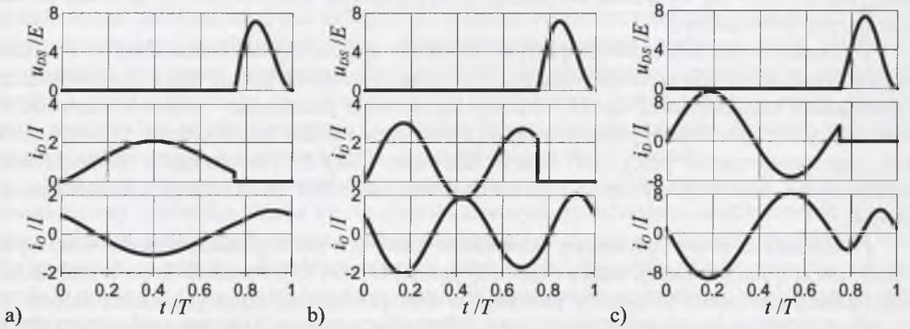
Rys. 5.9. Przebiegi względnych napięć u_{DS} i prądów i_D zaworu oraz prądów obciążenia i_O dla punktów: a) O_1, b) O_2, c) O_3, d) O_4, e) O_5 (D = 0,5)

Fig. 5.9. Relative switch voltage u_{DS} and current i_D waveforms, and load current i_O for points: a) O_1, b) O_2, c) O_3, d) O_4, e) O_5



Rys. 5.10. Przebiegi względnych napięć i prądów dla punktów: a) O_6, b) O_7, c) O_8 (D = 0,25)

Fig. 5.10. Relative voltage and current waveforms for points: a) O_6, b) O_7, c) O_8



Rys. 5.11. Przebiegi względnych napięć i prądów dla punktów: a) O_9, b) O_{10}, c) O_{11} (D = 0,75)

Fig. 5.11. Relative voltage and current waveforms for points: a) O_9, b) O_{10}, c) O_{11}

Tabela 5.3

Porównanie poszczególnych przypadków pracy optymalnej (rys. 5.8–5.11)

D	Punkt	$X^{\bullet}_{C1}$	$X^{\bullet}_{C2}$	k_{UI}	c_{Po}	$c_{Po,On}/c_{Po,O1}$	Kształt prądu obciążenia	Typ zaworu
0,5	O_1	5,04	8,79	5,50	0,182	1,00	sinusoidalny	dowolny (typowa optymalna)
0,5	O_2	37,5	23,8	24,0	0,042	0,23	sinusoidalny (x2)	prosty
0,5	O_3	85,0	14,4	31,0	0,032	0,18	niesinusoidalny	prosty lub 1i2u
0,5	O_4	46,7	69,1	22,8	0,044	0,24	sinusoidalny (x3)	prosty
0,5	O_5	84,9	50,1	39,5	0,025	0,14	sinusoidalny (x3)	prosty
0,25	O_6	4,98	6,11	5,49	0,182	1,00	sinusoidalny	dowolny (typowa optymalna)
0,25	O_7	22,9	25,2	14,1	0,071	0,39	sinusoidalny (x2)	prosty lub 1i2u
0,25	O_8	85,7	35,2	35,2	0,028	0,16	sinusoidalny (x3)	prosty lub 1i2u
0,75	O_9	31,6	9,62	9,07	0,110	0,61	sinusoidalny	dowolny (typowa optymalna)
0,75	O_{10}	19,5	37,5	11,5	0,087	0,48	sinusoidalny (x2)	prosty lub 2i1u
0,75	O_{11}	99,9	20,0	39,3	0,026	0,14	niesinusoidalny	prosty lub 2i1u

Z porównania wartości współczynników k_{UI} i c_{Po} (tab. 5.3) wynika, że tylko nieliczne przypadki pracy optymalnej falownika klasy E mają znaczenie praktyczne. Jak wykazano w rozdz. 4, jest to bezpośrednio związane z kształtem przebiegów napięcia i prądu zaworu. W celu łatwiejszego zinterpretowania wartości współczynników k_{UI} i c_{Po} obliczono wartości stosunku $c_{Po,On}/c_{Po,Off}$. Zachowując parametry pracy tranzystora, największa moc wyjściowa falownika uzyskiwana jest dla pracy optymalnej bez powielania częstotliwości ze współczynnikiem wypełnienia D równym 0,5 i 0,25. Dla przypadków bez powielania ($D = 0{,}75$) i z podwajaniem częstotliwości ($D = 0{,}25$, 0,75) moce wyjściowe falownika są około dwukrotnie mniejsze, natomiast dla pozostałych przypadków ich wartości są nieakceptowalnie małe. Podsumowując, ze względu na właściwości energetyczne znaczenie praktyczne ma tylko praca optymalna falownika klasy E z sinusoidalnym prądem obciążenia bez powielania częstotliwości oraz praca z podwajaniem częstotliwości. Ponieważ największe moce wyjściowe uzyskiwane są przy braku powielania częstotliwości, dlatego parametry falowników klasy E dobierane są najczęściej do pracy optymalnej bez powielania częstotliwości. W dalszej części pracy ograniczono się wyłącznie do analizy metod poprawy właściwości energetycznych tak pracujących falowników.

Z przedstawionych możliwych przypadków pracy optymalnej falownika klasy E, w literaturze opisywana jest powszechnie praca bez powielania oraz sporadycznie praca z podwajaniem i potrajaniem częstotliwości, np. [1, 16 i 98]. Konstrukcje praktyczne i pomiary falowników powielających częstotliwość prezentowane są niezmiernie rzadko. Interesującym rozwiązaniem było zaproponowane w pracy [60] użycie falownika klasy E, pracującego z podwajaniem częstotliwości, jako drajwera sterującego tranzystorem MOSFET zasadniczego falownika mocy klasy E.

Problematyka pracy optymalnej falowników klasy E z podwajaniem częstotliwości była przedmiotem kilku publikacji autora niniejszej pracy [43, 45 i 57]. Przedstawiono w nich m.in. właściwości, zależności do syntezy parametrów oraz przebadano eksperymentalnie falowniki z zaworem 2i1u (tranzystor MOSFET, $D = 0{,}75$) oraz zaworem 1i2u (tranzystor MOSFET z dodatkową diodą szeregową, $D = 0{,}25$). Moce wyjściowe skonstruowanych falowników wynosiły około 120 W, częstotliwości przełączania były równe 1 MHz oraz uzyskano sprawności drenowe z zakresu 81–86%.

6. MODELE KOMPUTEROWE FALOWNIKA KLASY E

Prowadzona w pracy analiza właściwości falowników wymaga opracowania ich efektywnych modeli, umożliwiających obliczanie zarówno przebiegów czasowych napięć i prądów, jak i wartości szeregu istotnych parametrów. Ponadto, ponieważ uzyskanie miękkiego załączania tranzystorów w falownikach klasy E wynika ze spełnienia specyficznych warunków, dlatego opracowane modele muszą również w prosty sposób umożliwiać wyznaczenie wartości parametrów narzucanych przez te warunki.

Znane z literatury podejścia do budowy modeli falowników klasy E można ogólnie podzielić na analityczne oraz komputerowe. Oba z nich bazują na linearyzacji przedziałami dwustanowej pracy tranzystora.

Podejście analityczne polega na wyznaczeniu zależności analitycznych jako rozwiązania odpowiednich, liniowych równań różniczkowych. Uzyskane zależności analityczne, uzupełnione warunkami stanu ustalonego, warunkami miękkiego załączania tranzystora oraz dodatkowymi zależnościami potrzebnymi do pełnego scharakteryzowania właściwości falownika, tworzą jego model analityczny. Ponieważ zdecydowana większość tych zależności i warunków ma postać zamkniętą, dlatego obliczanie parametrów i przebiegów czasowych napięć i prądów falownika za pomocą modelu analitycznego jest stosunkowo proste, najczęściej możliwe bez użycia komputera i specjalistycznego oprogramowania. Niestety, tworzenie modelu analitycznego jest pracochłonne, a sam model jest mniej dokładny.

Podejście komputerowe opiera się najczęściej na metodzie zmiennych stanu. Model komputerowy falownika składa się ze zlinearyzowanych przedziałami macierzowych równań stanu, równań opisujących warunki stanu ustalonego, warunków załączania miękkiego oraz dodatkowych zależności charakteryzujących właściwości falownika. Obliczenia dla takiego modelu prowadzone są z użyciem komputera. W porównaniu z modelem analitycznym niewiele zależności i warunków tworzących model komputerowy ma postać zamkniętą. Jest on łatwiejszy w formułowaniu. Jednocześnie może być znacznie bardziej złożony i przez to dokładniejszy. Ponadto, w wielu pakietach oprogramowania (np. Matlab) znajdują się uniwersalne narzędzia (procedury), które ułatwiają jego budowę i stosowanie. Z tych powodów modele komputerowe falowników stosowane są w niniejszej pracy.

Nawiązując do modeli analitycznych i modeli komputerowych, należy zauważyć, że w literaturze opisanych jest wiele różnych modeli falowników klasy E. Początkowo były to silnie uproszczone modele analityczne, zakładające, że tranzystor jest zaworem idealnym, prąd zasilania jest idealnie wygładzony, a kształt prądu obciążenia sinusoidalny [61, 81]. Modele te bazowały na obliczaniu podstawowej harmonicznej napięcia tranzystora i dawały przybliżone wyniki. Kolejne, dokładniejsze modele były modelami pośrednimi pomiędzy modelami analitycznymi oraz modelami komputerowymi. Uwzględniały one skończoną dobroć wyjściowego obwodu rezonansowego [67], skończoną wartość dławika wygładzającego prąd zasilania [98] lub niezerowy czas wyłączania tranzystora [64]. Opracowane zostały również bardziej złożone modele falowników klasy E, w których pod uwagę wzięto jednocześnie skończoną indukcyjność dławika wygładzającego prąd zasilania i skończoną dobroć obwodu wyjściowego [17] oraz dodatkowo niezerową rezystancję przewodzenia tranzystora [20]. Uwzględniono w nich nawet nieliniowość pasożytniczej pojemności wyjściowej tranzystora [24] lub połączoną szeregowo z tranzystorem indukcyjność pasożytniczą [95]. W literaturze opisywana jest liczna grupa modeli komputerowych wykorzystujących metodę zmiennych stanu, np. [32, 77 i 78]. Zasadniczo są one podobne do opisanego w podrozdz. 6.1 modelu falownika klasy E, przy czym różnią się zastosowaną metodą poszukiwania rozwiązania oraz obliczanymi parametrami i charakterystykami.

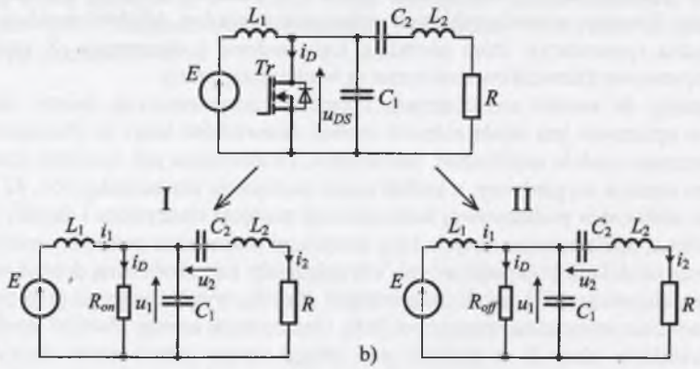
W rozdziale zaprezentowano szczegółowy opis budowy modelu komputerowego falownika klasy E, w którym uwzględniono skończoną dobroć wyjściowego obwodu rezonansowego, skończoną wartość dławika wygładzającego prąd zasilania i rezystancję przewodzenia tranzystora. Następnie wprowadzono analogiczny model, który dodatkowo rozszerzono o niezerowy czas wyłączania tranzystora. Model taki został wcześniej przedstawiony w publikacji autora [50], jednak nie wyjaśniono tam jego realizacji za pomocą programu komputerowego.

6.1. Model uproszczony

Przedstawiony poniżej model komputerowy bazowego falownika klasy E {6} należy traktować jako model przykładowy. W celu odróżnienia go od modelu opisanego w następnym podrozdziale przyjęto nazywać go *modelem uproszczonym*. Wyznaczając w pracy właściwości poszczególnych falowników, korzystano najczęściej z ich analogicznie opracowanych modeli uproszczonych.

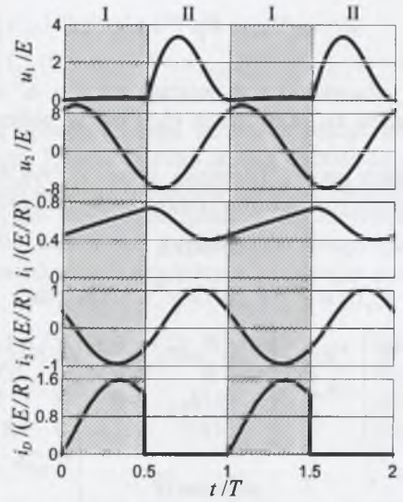
Do modelu uproszczonego falownika przyjęto następujące założenia (rys. 6.1):

- Falownik zasilany jest z idealnego źródła napięcia stałego E.
- Indukcyjność dławika L_1 jest skończona, czyli występują tętnienia prądu zasilania, uzależnione od aktualnej wartości L_1.
- Tranzystor Tr zastępowany jest zaworem doskonałym, którego rezystancja w stanie załączenia wynosi R_{on}, a w stanie wyłączenia R_{off} ($R_{off} >> R_{on}$). Czasy przełączania oraz parametry pasożytnicze tranzystora są pomijane. Pasożytnicza pojemność wyjściowa tranzystora może być uwzględniona jako część pojemności równoległej C_1.
- Elementy bierne C_1, C_2, L_1, L_2 i R są idealne, tzn. stacjonarne, liniowe i skupione. W większości przypadków występujące parametry pasożytnicze mogą zostać uwzględnione w elementach podstawowych falownika C_1, C_2, L_1, L_2 i R.
- Model falownika budowany jest dla pracy optymalnej falownika w stanie ustalonym.



Rys. 6.1. Schematy bazowego falownika klasy E: a) I – załączenie, b) II – wyłączenie
Fig. 6.1. Equivalent circuits of a basic Class E inverter: a) I – on-state, b) II – off-state

Dwa zlinearyzowane schematy falownika przedstawiono na rys. 6.1. Odpowiadają one stanowi załączenia (schemat I) oraz stanowi wyłączenia (schemat II) tranzystora. Schemat I obowiązuje przez czas $t_{on} = D \cdot T$, natomiast schemat II przez czas $t_{off} = (1\text{-}D) \cdot T$, gdzie T jest okresem przełączania tranzystora, a D współczynnikiem wypełnienia przewodzenia tranzystora. Działanie modelu ilustrują przebiegi czasowe względnych zmiennych stanu zamieszczone



Rys. 6.2. Przykładowe przebiegi czasowe zmiennych stanu (I – załączenie tranzystora, II – wyłączenie)
Fig. 6.2. Example waveforms of state variables (I – transistor on-state, II – off-state)

na rys. 6.2. Są to napięcia kondensatorów odniesione do napięcia zasilania E oraz prądy cewek odniesione do ilorazu napięcia E i rezystancji obciążenia R. Jako ostatni przebieg dodano przebieg prądu tranzystora i_D.

Macierzowa postać równania stanu oraz równania odpowiedzi dla liniowych układów dynamicznych jest następująca [3]:

$$\begin{aligned} \frac{\mathrm{d}\mathbf{x}(t)}{\mathrm{d}t} &= \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) \\ \mathbf{y}(t) &= \mathbf{C}\mathbf{x}(t) + \mathbf{D}\mathbf{u}(t) \end{aligned}, \tag{6.1}$$

gdzie: $\mathbf{x}(t)$ – wektor stanu o wymiarze n (n – liczba zmiennych stanu), $\mathbf{A}$ – macierz stanu o wymiarach $n \times n$, $\mathbf{u}(t)$ – wektor wymuszeń o wymiarze p (p – liczba wejść), $\mathbf{B}$ – macierz wymuszeń o wymiarach $n \times p$, $\mathbf{y}(t)$ – szukany wektor odpowiedzi o wymiarze q (q – liczba wyjść), $\mathbf{C}$ – macierz odpowiedzi o wymiarach $q \times n$ oraz $\mathbf{D}$ – macierz transmisyjna o wymiarach $q \times p$. Rozwiązaniem ogólnym równania stanu jest zależność [3]:

$$\mathbf{x}(t) = e^{\mathbf{A}t}\mathbf{x}(0) + e^{\mathbf{A}t}\int_0^t e^{-\mathbf{A}\tau}\mathbf{B}\mathbf{u}(\tau)\,\mathrm{d}\tau\,, \tag{6.2}$$

w której $e^{\mathbf{A}t}$ – tzw. macierz przejścia układu (inaczej podstawowa lub tranzycyjna) o wymiarach $n \times n$, zdefiniowana szeregiem zbieżnym $e^{\mathbf{A}t} = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{k!}(\mathbf{A}t)^k$, $\mathbf{x}(0)$ – wektor stanu początkowego.

Przyjęto, że w chwili początkowej $t_0 = 0$. Pierwszy składnik w równaniu (6.2) to składowa przejściowa, która jest odpowiedzią na stan początkowy. Drugi składnik to składowa wymuszona, będąca odpowiedzią na działanie wektora wymuszeń. Zakładając, że macierz $\mathbf{A}$ jest nieosobliwa oraz że wektor wymuszeń $\mathbf{u}$ nie jest funkcją czasu, uzyskuje się rozwiązanie:

$$\mathbf{x}(t)= e^{\mathbf{A}t}\mathbf{x}(0)+\left(e^{\mathbf{A}t}-\mathbf{1}\right)\mathbf{A}^{-1}\mathbf{B}\mathbf{u}\,, \tag{6.3}$$

w którym **1** jest macierzą jednostkową o wymiarach n x n, a $\mathbf{A}^{-1}$ macierzą odwrotną do **A**. Kolejne wartości wektora stanu **x**(t) z równania (6.3) można obliczać, stosując odpowiednie metody numeryczne [3].

Ponieważ zlinearyzowany model falownika klasy E (rys. 6.1) składa się z dwóch schematów, dlatego uzyskuje się również dwa zestawy rozwiązań równań stanu:

schemat I

$$\mathbf{x}_{on}(t) = e^{\mathbf{A}_{on}t}\mathbf{x}_{on}(0)+\left(e^{\mathbf{A}_{on}t}-\mathbf{1}\right)\mathbf{A}_{on}^{-1}\mathbf{B}\mathbf{u}\,, \tag{6.4}$$

$$\mathbf{x}_{on}(t)=\begin{bmatrix}\mathbf{x}_{on(1)}(t)\\ \mathbf{x}_{on(2)}(t)\\ \mathbf{x}_{on(3)}(t)\\ \mathbf{x}_{on(4)}(t)\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}u_{on1}(t)\\ u_{on2}(t)\\ i_{on1}(t)\\ i_{on2}(t)\end{bmatrix},\ \mathbf{A}_{on}=\begin{bmatrix}-1/(R_{on}C_1) & 0 & 1/C_1 & -1/C_1\\ 0 & 0 & 0 & 1/C_2\\ -1/L_1 & 0 & 0 & 0\\ 1/L_2 & -1/L_2 & 0 & -R/L_2\end{bmatrix},\ \mathbf{B}=\begin{bmatrix}0\\ 0\\ 1/L_1\\ 0\end{bmatrix},\ \mathbf{u}=E,$$

schemat II

$$\mathbf{x}_{off}(t) = e^{\mathbf{A}_{off}t}\mathbf{x}_{off}(0)+\left(e^{\mathbf{A}_{off}t}-\mathbf{1}\right)\mathbf{A}_{off}^{-1}\mathbf{B}\mathbf{u}\,, \tag{6.5}$$

$$\mathbf{x}_{off}(t)=\begin{bmatrix}\mathbf{x}_{off(1)}(t)\\ \mathbf{x}_{off(2)}(t)\\ \mathbf{x}_{off(3)}(t)\\ \mathbf{x}_{off(4)}(t)\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}u_{off1}(t)\\ u_{off2}(t)\\ i_{off1}(t)\\ i_{off2}(t)\end{bmatrix},\ \mathbf{A}_{off}=\begin{bmatrix}-1/(R_{off}C_1) & 0 & 1/C_1 & -1/C_1\\ 0 & 0 & 0 & 1/C_2\\ -1/L_1 & 0 & 0 & 0\\ 1/L_2 & -1/L_2 & 0 & -R/L_2\end{bmatrix},\ \mathbf{B},\ \mathbf{u}\ \text{jak w (6.4).}$$

Całkowite rozwiązanie na wektor stanu za okres pracy falownika uzyskuje się łącząc składowe rozwiązania (6.4) i (6.5). Uwzględniając kolejność schematów I oraz II, zależność na wartości chwilowe wektora stanu przyjmuje postać:

$$\mathbf{x}(t)=\begin{bmatrix}u_1(t)\\ u_2(t)\\ i_1(t)\\ i_2(t)\end{bmatrix}=\begin{cases}\mathbf{x}_{on}(t)=e^{\mathbf{A}_{on}t}\mathbf{x}_{on}(0)+\left(e^{\mathbf{A}_{on}t}-\mathbf{1}\right)\mathbf{A}_{on}^{-1}\mathbf{B}\mathbf{u} & \text{dla } 0\le t\le DT\\ \mathbf{x}_{off}(t)=e^{\mathbf{A}_{off}(t-DT)}\mathbf{x}_{off}(0)+\left(e^{\mathbf{A}_{off}(t-DT)}-\mathbf{1}\right)\mathbf{A}_{off}^{-1}\mathbf{B}\mathbf{u} & \text{dla } DT\le t\le T\end{cases}. \tag{6.6}$$

Aby wykorzystać zależność (6.6), należy wcześniej obliczyć wartości wektorów stanów początkowych $\mathbf{x}_{on}(0)$ i $\mathbf{x}_{off}(0)$. Wyznaczane są one na podstawie warunku stanu ustalonego:

$$\begin{cases}\mathbf{x}_{on}(t=DT)=e^{\mathbf{A}_{on}DT}\mathbf{x}_{on}(0)+\left(e^{\mathbf{A}_{on}DT}-\mathbf{1}\right)\mathbf{A}_{on}^{-1}\mathbf{B}\mathbf{u}=\mathbf{x}_{off}(0)\\ \mathbf{x}_{off}(t=T)=e^{\mathbf{A}_{off}(1-D)T}\mathbf{x}_{off}(0)+\left(e^{\mathbf{A}_{off}(1-D)T}-\mathbf{1}\right)\mathbf{A}_{off}^{-1}\mathbf{B}\mathbf{u}=\mathbf{x}_{on}(0)\end{cases}. \tag{6.7}$$

W celu uzyskania kompletnego modelu falownika, konieczne jest uzupełnienie rozwiązania (6.6) i układu równań (6.7) o warunki miękkiego załączania tranzystora (6.8), a także o zależności umożliwiające obliczenie wybranych przebiegów napięć i prądów oraz wartości parametrów, które charakteryzują właściwości falownika (dodatek D1). Warunki miękkiego załączania tranzystora ZVS (5.1) i ZdVS (5.2) można zapisać następująco:

$$\begin{cases}u_{on1}(0)=\mathbf{x}_{on(1)}(0)=0\\ i_{on1}(0)-i_{on2}(0)=\mathbf{x}_{on(3)}(0)-\mathbf{x}_{on(4)}(0)=0\end{cases}. \tag{6.8}$$

Ostatecznie równania opisujące model falownika zostają unormowane przez wprowadzenie wielkości odniesienia. Równania stanu zostają podzielone przez pulsację przełączania $\omega = 2\pi f$. W ten sposób czas t zostaje zastąpiony przez kąt bieżący $\Theta = \omega t$. Jako odniesienie dla napięć falownika przyjęto napięcie zasilania E, dla rezystancji i reaktancji rezystancję obciążenia R, natomiast dla prądów jest to iloraz E/R. Wszystkie dotychczas wprowadzone zależności wyrażane są w wielkościach względnych, przyjmując postać:

- dla schematu I:

$$\mathbf{x}^{\bullet}_{on}(\Theta) = e^{\mathbf{A}^{\bullet}_{on}\Theta}\mathbf{x}^{\bullet}_{on}(0)+\left(e^{\mathbf{A}^{\bullet}_{on}\Theta}-\mathbf{1}\right)\mathbf{A}^{\bullet\,-1}_{on}\mathbf{B}^{\bullet}\mathbf{u}^{\bullet}, \tag{6.9}$$

$$\mathbf{x}^{\bullet}_{on}(\Theta)=\begin{bmatrix}u^{\bullet}_{on1}(\Theta)\\ u^{\bullet}_{on2}(\Theta)\\ i^{\bullet}_{on1}(\Theta)\\ i^{\bullet}_{on2}(\Theta)\end{bmatrix},\ \mathbf{A}^{\bullet}_{on}=\begin{bmatrix}-X^{\bullet}_{C1}/R^{\bullet}_{on} & 0 & X^{\bullet}_{C1} & -X^{\bullet}_{C1}\\ 0 & 0 & 0 & X^{\bullet}_{C2}\\ -1/X^{\bullet}_{L1} & 0 & 0 & 0\\ 1/X^{\bullet}_{L2} & -1/X^{\bullet}_{L2} & 0 & -1/X^{\bullet}_{L2}\end{bmatrix},\ \mathbf{B}^{\bullet}=\begin{bmatrix}0\\ 0\\ 1/X^{\bullet}_{L1}\\ 0\end{bmatrix},\ \mathbf{u}^{\bullet}=1,$$

$u^{\bullet}_{on1,\,on2}=u_{on1,\,on2}/E$, $i^{\bullet}_{on1,\,on2}=i_{on1,\,on2}/(E/R)$, $R^{\bullet}_{on}=R_{on}/R$, $X^{\bullet}_{C1}=1/(\omega C_1 R)$, $X^{\bullet}_{C2}=1/(\omega C_2 R)$, $X^{\bullet}_{L1}=\omega L_1/R$, $X^{\bullet}_{L2}=\omega L_2/R$,

- dla schematu II:

$$\mathbf{x}^{\bullet}_{off}(\Theta) = e^{\mathbf{A}^{\bullet}_{off}\Theta}\mathbf{x}^{\bullet}_{off}(0)+\left(e^{\mathbf{A}^{\bullet}_{off}\Theta}-\mathbf{1}\right)\mathbf{A}^{\bullet\,-1}_{off}\mathbf{B}^{\bullet}\mathbf{u}^{\bullet}, \tag{6.10}$$

$$\mathbf{x}^{\bullet}_{off}(\Theta)=\begin{bmatrix}u^{\bullet}_{off1}(\Theta)\\ u^{\bullet}_{off2}(\Theta)\\ i^{\bullet}_{off1}(\Theta)\\ i^{\bullet}_{off2}(\Theta)\end{bmatrix},\ \mathbf{A}^{\bullet}_{off}=\begin{bmatrix}-X^{\bullet}_{C1}/R^{\bullet}_{off} & 0 & X^{\bullet}_{C1} & -X^{\bullet}_{C1}\\ 0 & 0 & 0 & X^{\bullet}_{C2}\\ -1/X^{\bullet}_{L1} & 0 & 0 & 0\\ 1/X^{\bullet}_{L2} & -1/X^{\bullet}_{L2} & 0 & -1/X^{\bullet}_{L2}\end{bmatrix},$$

$u^{\bullet}_{off1,\,off2}=u_{off1,\,off2}/E$, $i^{\bullet}_{off1,\,off2}=i_{off1,\,off2}/(E/R)$, $R^{\bullet}_{off}=R_{off}/R$, pozostałe jak w (6.9),

- dla wektora stanu:

$$\mathbf{x}^{\bullet}(\Theta)=\begin{cases}\mathbf{x}^{\bullet}_{on}(\Theta)=e^{\mathbf{A}^{\bullet}_{on}\Theta}\mathbf{x}^{\bullet}_{on}(0)+\left(e^{\mathbf{A}^{\bullet}_{on}\Theta}-\mathbf{1}\right)\mathbf{A}^{\bullet\,-1}_{on}\mathbf{B}^{\bullet}, & 0\le\Theta\le 2\pi D\\ \mathbf{x}^{\bullet}_{off}(\Theta)=e^{\mathbf{A}^{\bullet}_{off}(\Theta-2\pi D)}\mathbf{x}^{\bullet}_{off}(0)+\left(e^{\mathbf{A}^{\bullet}_{off}(\Theta-2\pi D)}-\mathbf{1}\right)\mathbf{A}^{\bullet\,-1}_{off}\mathbf{B}^{\bullet}, & 2\pi D\le\Theta\le 2\pi\end{cases}, \tag{6.11}$$

- dla warunku stanu ustalonego, po rozwiązaniu względem wektorów $\mathbf{x}_{on}(0)$ i $\mathbf{x}_{off}(0)$:

$$\begin{bmatrix}\mathbf{x}^{\bullet}_{on}(0)\\ \mathbf{x}^{\bullet}_{off}(0)\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}-e^{\mathbf{A}^{\bullet}_{on}2\pi D} & \mathbf{1}\\ \mathbf{1} & -e^{\mathbf{A}^{\bullet}_{off}2\pi(1-D)}\end{bmatrix}^{-1}\begin{bmatrix}\mathbf{A}^{\bullet\,-1}_{on}\left(e^{\mathbf{A}^{\bullet}_{on}2\pi D}-\mathbf{1}\right)\\ \mathbf{A}^{\bullet\,-1}_{off}\left(e^{\mathbf{A}^{\bullet}_{off}2\pi(1-D)}-\mathbf{1}\right)\end{bmatrix}\mathbf{B}^{\bullet}\ \text{oraz} \tag{6.12}$$

- dla warunków miękkiego załączania tranzystora:

$$\begin{cases} u^{\bullet}_{on1}(0) = \mathbf{x}^{\bullet}_{on(1)}(0) = 0 \\ i^{\bullet}_{on1}(0) - i^{\bullet}_{on2}(0) = \mathbf{x}^{\bullet}_{on(3)}(0) - \mathbf{x}^{\bullet}_{on(4)}(0) = 0 \end{cases} . \tag{6.13}$$

Kompletny model falownika klasy E dla pracy optymalnej tworzą równania (6.11), (6.12), (6.13) oraz zależności (d.1)–(d.9) z dodatku D1. Obejmuje on zarówno pracę falownika bez powielania, jak i z powielaniem częstotliwości. Uzyskiwane rozwiązanie jest zależne od podanych warunków startowych dwóch poszukiwanych parametrów, uwolnionych dzięki równaniom (6.13). Przykładowo, zakładając wartości względne rezystancji $R^{\bullet}_{on}$, $R^{\bullet}_{off}$, reaktancji indukcyjnych $X^{\bullet}_{L1}$, $X^{\bullet}_{L2}$ oraz przyjmując wartość współczynnika wypełnienia D, obliczane są wymagane do pracy optymalnej falownika wartości reaktancji pojemnościowych $X^{\bullet}_{C1}$ i $X^{\bullet}_{C2}$. Warunki startowe mogą być określone metodą eksperymentalno-heurystyczną, korzystając z systematycznego poszukiwania rozwiązania (podrozdz. 5.5) lub na podstawie znanych z literatury rozwiązań przybliżonych. Wszystkie obliczenia opracowanego modelu falownika wykonywano za pomocą programu Matlab wersja 7.0. Zawartość odpowiednich m-plików, czyli zbioru kolejno wykonywanych instrukcji przez program, została zamieszczona i wyjaśniona w dodatku D1. W celu spełnienia warunków miękkiego załączania tranzystora zastosowano dwie alternatywne metody. W obu metodach użyto procedur wbudowanych w narzędzia optymalizacyjne (tzw. optimization toolbox) programu Matlab [112]. Metoda pierwsza polegała na rozwiązaniu układu równań (6.13) za pomocą procedury *fsolve* (algorytm wykorzystujący metodę najmniejszych kwadratów). Poszukiwane były wartości parametrów $X^{\bullet}_{C1}$ i $X^{\bullet}_{C2}$ dla zadanych wartości startowych (m-pliki *opty.m*, *war.m* i *zero.m*, dodatek D1). W metodzie drugiej użyto procedurę *fminsearch* (algorytm bazujący na metodzie simpleksów), która minimalizowała wartość funkcji celu (6.14). Podobnie jak poprzednio, poszukiwane były wartości parametrów $X^{\bullet}_{C1}$ i $X^{\bullet}_{C2}$ dla zadanych wartości startowych (m-pliki *opty.m*, *warc.m*, *zero.m*, dodatek D1).

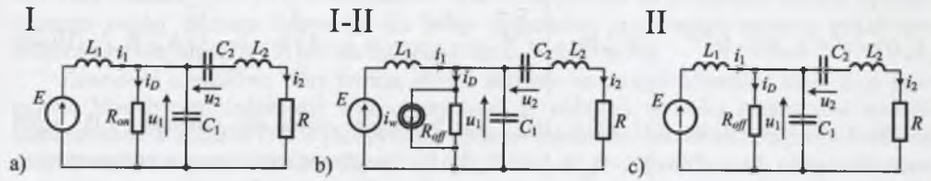
$$f(X^{\bullet}_{C1}, X^{\bullet}_{C2}) = \left|\mathbf{x}^{\bullet}_{on(1)}(0)\right| + \left|\mathbf{x}^{\bullet}_{on(3)}(0) - \mathbf{x}^{\bullet}_{on(4)}(0)\right| . \tag{6.14}$$

Wykorzystanie opracowanego modelu falownika ilustruje poniższy przykład. Dla danych wejściowych: $D = 0{,}5$, $R^{\bullet}_{on} = 0{,}1$ (zauważalny niewielki spadek napięcia na przewodzącym tranzystorze, rys. 6.2), $R^{\bullet}_{off} = 10^6$, $X^{\bullet}_{L1} = 10$ (znaczne tętnienia prądu zasilania, rys. 6.2), $X^{\bullet}_{L2} = 10$ oraz wartości startowych: $X^{\bullet}_{C1} = 4{,}2$, $X^{\bullet}_{C2} = 8{,}9$ obliczono poszukiwane wartości reaktancji: $X^{\bullet}_{C1} = 4{,}182$, $X^{\bullet}_{C2} = 8{,}885$, przebiegi napięć i prądów z rys. 6.2 oraz wartości parametrów: $R^{\bullet}_{dc} = 1{,}77$, $k_{Um} = 3{,}37$, $k_{Isk} = 1{,}54$, $k_{UI} = 5{,}18$, $\eta_D = 0{,}867$, $c_{Po} = 0{,}167$ i $k_C = 1{,}08$. Uzyskane wartości parametrów charakteryzują właściwości bazowego falownika klasy E dla pracy optymalnej oraz umożliwiają dokonanie syntezy jego parametrów, tzn. obliczenie wartości elementów falownika.

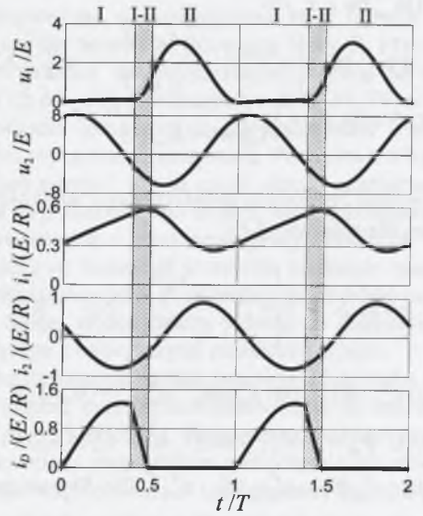
6.2. Model złożony

Ponieważ w falowniku klasy E wraz ze wzrostem częstotliwości przełączania tranzystora rosną straty mocy towarzyszące jego wyłączaniu (tab. 3.2), dlatego opracowano również model falownika, w którym uwzględniono niezerowy czas wyłączania tranzystora. W tym celu oprócz schematów dla stanu załączenia oraz wyłączenia tranzystora wprowadzono trzeci schemat, w którym przez czas wyłączania tranzystora jego prąd opada liniowo (rys. 6.3). Ponieważ model ten jest bardziej rozbudowany względem modelu uproszczonego falownika opisanego w podrozdz. 6.1, dlatego przyjęto nazywać go *modelem złożonym*. Założenie liniowego opadania

prądu podczas wyłączania tranzystora wynika z funkcjonalnego, przybliżonego opisu procesu wyłączania. Model złożony zostanie głównie wykorzystany w niniejszej pracy do sprawdzenia wyników uzyskiwanych na podstawie modelu uproszczonego pod względem ich przydatności do oceny właściwości energetycznych falowników klasy E, pracujących z najwyższymi częstotliwościami.



Rys. 6.3. Schematy falownika klasy E z niezerowym czasem opadania prądu: a) I – załączenie, b) I-II – wyłączanie, c) II – wyłączenie
Fig. 6.3. Equivalent circuits of Class E inverter with nonzero current fall time: a) I – on-state, b) I-II – on-to-off-state, b) II – off-state



Rys. 6.4. Przykładowe przebiegi zmiennych stanu (I – załączenie, I-II – wyłączanie, II – wyłączenie)
Fig. 6.4. Example waveforms of state variables (I – on-state, I-II – on-to-off-state, II – off-state)

Tworzenie modelu złożonego falownika klasy E przebiega analogicznie do modelu uproszczonego. Dodatkowo uwzględniany jest schemat I-II (rys. 6.3), w którym tranzystor zastąpiony jest równoległym połączeniem rezystancji dla stanu wyłączenia R_{off} ($R_{off} >> R_{on}$) oraz źródłem prądu i_w. Przez czas $t_w = D_w \cdot T$ wartość źródła prądu i_w zmniejsza się liniowo, od wartości I_w do zera (6.15), gdzie I_w jest wartością prądu tranzystora w chwili rozpoczęcia wyłączania, a D_w jest **współczynnikiem wypełnienia wyłączania tranzystora** {14}. Obliczone na podstawie modelu złożonego falownika przebiegi czasowe zmiennych stanu oraz dodatkowo prądu tranzystora i_D przedstawiono na rys. 6.4 ($D = 0{,}4$ i $D_w = 0{,}1$).

Równanie stanu (6.1) oraz jego rozwiązania (6.4) i (6.5) dla schematów I i II obowiązują również dla modelu złożonego. Natomiast równanie stanu dla schematu I-II przyjmuje postać:

$$\frac{\mathrm{d}\mathbf{x}_w(t)}{\mathrm{d}t} = \mathbf{A}_{off}\mathbf{x}_w(t) + \mathbf{B}\mathbf{u} + \mathbf{B}_w i_w(t), \quad i_w(t) = \left(1 - \frac{t}{D_w T}\right) I_w \tag{6.15}$$

oraz jego rozwiązanie dla przedziału czasu $0 \le t \le D_w \cdot T$ jest następujące:

$$\mathbf{x}_w(t) = e^{\mathbf{A}_{off}t}\mathbf{x}_w(0) + \left(e^{\mathbf{A}_{off}t} - \mathbf{1}\right)\mathbf{A}_{off}^{-1}\mathbf{B}\mathbf{u} + \left[e^{\mathbf{A}_{off}t} - \frac{e^{\mathbf{A}_{off}t} - \mathbf{1}}{D_w T}\mathbf{A}_{off}^{-1} - \mathbf{1}\left(1 - \frac{t}{D_w T}\right)\right]\mathbf{A}_{off}^{-1}\mathbf{B}_w I_w, \tag{6.16}$$

gdzie: $\mathbf{x}_w(t) = [u_{w1}(t)\ u_{w2}(t)\ i_{w1}(t)\ i_{w2}(t)]^{\mathrm{T}}$ jest wektorem stanu dla schematu I-II, $\mathbf{x}_w(0)$ wektorem stanu początkowego, $\mathbf{B}_w = [-1/C_1\ 0\ 0\ 0]^{\mathrm{T}}$ wektorem wymuszenia związanym ze źródłem prądu i_w, a pozostałe oznaczenia zostały wyjaśnione wcześniej dla modelu uproszczonego. Warunek stanu ustalonego, niezbędny do obliczenia wartości wektorów stanów początkowych $\mathbf{x}_{on}(0)$, $\mathbf{x}_w(0)$ i $\mathbf{x}_{off}(0)$, wyraża się następująco:

$$\begin{cases} e^{\mathbf{A}_{on}DT}\mathbf{x}_{on}(0) + \left(e^{\mathbf{A}_{on}DT} - \mathbf{1}\right)\mathbf{A}_{on}^{-1}\mathbf{B}\mathbf{u} = \mathbf{x}_w(0) \\ e^{\mathbf{A}_{off}D_wT}\mathbf{x}_w(0) + \left(e^{\mathbf{A}_{off}D_wT} - \mathbf{1}\right)\mathbf{A}_{off}^{-1}\mathbf{B}\mathbf{u} + \left(e^{\mathbf{A}_{off}D_wT} - \dfrac{e^{\mathbf{A}_{off}D_wT} - \mathbf{1}}{D_w T}\mathbf{A}_{off}^{-1}\right)\mathbf{A}_{off}^{-1}\mathbf{B}_w I_w = \mathbf{x}_{off}(0) \\ e^{\mathbf{A}_{off}(1-D-D_w)T}\mathbf{x}_{off}(0) + \left(e^{\mathbf{A}_{off}(1-D-D_w)T} - \mathbf{1}\right)\mathbf{A}_{off}^{-1}\mathbf{B}\mathbf{u} = \mathbf{x}_{on}(0) \end{cases} \tag{6.17}$$

Wprowadzając analogicznie do modelu uproszczonego wielkości względne, uzyskuje się rozwiązanie na wektor stanu dla schematu I-II:

$$\mathbf{x}_w^{\bullet}(\Theta) = e^{\mathbf{A}_{off}^{\bullet}\Theta}\mathbf{x}_w^{\bullet}(0) + \left(e^{\mathbf{A}_{off}^{\bullet}\Theta} - \mathbf{1}\right)\mathbf{A}_{off}^{\bullet\,-1}\mathbf{B}^{\bullet} + \left[e^{\mathbf{A}_{off}^{\bullet}\Theta} - \frac{e^{\mathbf{A}_{off}^{\bullet}\Theta} - \mathbf{1}}{2\pi D_w}\mathbf{A}_{off}^{\bullet\,-1} - \mathbf{1}\left(1 - \frac{\Theta}{2\pi D_w}\right)\right]\mathbf{A}_{off}^{\bullet\,-1}\mathbf{B}_w^{\bullet} I_w^{\bullet}, \tag{6.18}$$

w którym: $\mathbf{x}_w^{\bullet}(\Theta) = [u_{w1}^{\bullet}(\Theta)\ u_{w2}^{\bullet}(\Theta)\ i_{w1}^{\bullet}(\Theta)\ i_{w2}^{\bullet}(\Theta)]^{\mathrm{T}}$, $u_{w1,\,w2}^{\bullet} = u_{w1,\,w2}/E$, $i_{w1,\,w2}^{\bullet} = i_{w1,\,w2}/(E/R)$, $\mathbf{A}_{off}^{\bullet}$ jak w (6.10), $\mathbf{B}^{\bullet}$ jak w (6.9), $\mathbf{B}_w^{\bullet} = [-X_{C1}^{\bullet}\ 0\ 0\ 0]^{\mathrm{T}}$ oraz $I_w^{\bullet} = u_{w1}^{\bullet}(0)/R_{on}^{\bullet} = \mathbf{x}_{w(1)}^{\bullet}(0)/R_{on}^{\bullet}$ lub w przybliżeniu $I_w^{\bullet} \approx i_{w1}^{\bullet}(0) - i_{w2}^{\bullet}(0) = \mathbf{x}_{w(3)}^{\bullet}(0) - \mathbf{x}_{w(4)}^{\bullet}(0)$. Dokonując przekształcenia zależności (6.17), uzyskuje się ostatecznie rozwiązanie na wektory stanów początkowych:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{x}_{on}^{\bullet}(0) \\ \mathbf{x}_w^{\bullet}(0) \\ \mathbf{x}_{off}^{\bullet}(0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -e^{\mathbf{A}_{on}^{\bullet}2\pi D} & \mathbf{1} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & -e^{\mathbf{A}_{off}^{\bullet}2\pi D_w} - \mathbf{M} & \mathbf{1} \\ \mathbf{1} & \mathbf{0} & -e^{\mathbf{A}_{off}^{\bullet}2\pi(1-D_w-D)} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{on}^{\bullet\,-1}\left(e^{\mathbf{A}_{on}^{\bullet}2\pi D} - \mathbf{1}\right) \\ \mathbf{A}_{off}^{\bullet\,-1}\left(e^{\mathbf{A}_{off}^{\bullet}2\pi D_w} - \mathbf{1}\right) \\ \mathbf{A}_{off}^{\bullet\,-1}\left(e^{\mathbf{A}_{off}^{\bullet}2\pi(1-D_w-D)} - \mathbf{1}\right) \end{bmatrix} \mathbf{B}^{\bullet}, \tag{6.19}$$

gdzie **M** jest macierzą o wymiarach 4x4, powstałą z połączenia dwóch macierzy, macierzy $\left[\left(e^{\mathbf{A}_{off}^{\bullet}2\pi D_w} - \dfrac{e^{\mathbf{A}_{off}^{\bullet}2\pi D_w} - \mathbf{1}}{2\pi D_w}\mathbf{A}_{off}^{\bullet\,-1}\right)\dfrac{\mathbf{A}_{off}^{\bullet\,-1}\mathbf{B}_w^{\bullet}}{R_{on}^{\bullet}}\right]$ o wymiarach 4x1 i dołączonej do niej macierzy

zerowej o wymiarach 4x3. Korzystając z zależności przybliżonej na prąd $I_w^{\bullet}$, macierz **M** obliczana jest jako iloczyn macierzy $\left[\left(e^{\mathbf{A}_{off}^{\bullet}2\pi D_w} - \dfrac{e^{\mathbf{A}_{off}^{\bullet}2\pi D_w} - \mathbf{1}}{2\pi D_w}\mathbf{A}_{off}^{\bullet\,-1}\right)\mathbf{A}_{off}^{\bullet\,-1}\mathbf{B}_w^{\bullet}\right]$ o wymiarach 4x1 oraz macierzy [0 0 1 -1] o wymiarach 1x4. Analogicznie do przypadku modelu uproszczonego model złożony falownika dla pracy optymalnej uzupełniają warunki miękkiego załączania tranzystora (6.13) lub alternatywnie funkcja celu (6.14).

Zawartość m-plików, które tworzą model złożony bazowego falownika klasy E w programie Matlab oraz zależności wykorzystywane do obliczeń wartości parametrów zostały zamieszczone w dodatku D2. Wykorzystując opracowany model falownika, dla przykładowych danych wejściowych: $D = 0{,}4$, $D_w = 0{,}1$, $R_{on}^{\bullet} = 0{,}1$, $R_{off}^{\bullet} = 10^6$, $X_{L1}^{\bullet} = 10$, $X_{L2}^{\bullet} = 10$ oraz wartości startowych: $X_{C1}^{\bullet} = 3{,}7$, $X_{C2}^{\bullet} = 8{,}7$, uzyskano następujące wartości: $X_{C1}^{\bullet} = 3{,}618$, $X_{C2}^{\bullet} = 8{,}622$, $R_{dc}^{\bullet} = 2{,}38$, $k_{Um} = 3{,}09$ i $\eta_D = 0{,}858$ oraz przebiegi napięć i prądów z rys. 6.4.

6.3. Podsumowanie

Opisane modele komputerowe wykorzystywane są w ramach pracy do analizy właściwości oraz syntezy parametrów bazowego falownika klasy E. Przydatność tego typu modeli została wielokrotnie potwierdzona eksperymentalnie. Wyniki takich weryfikacji prezentowane są m.in. w pracach [18, 64 i 67], publikacjach autora [57, 59] oraz w podrozdz. 11.2.

W porównaniu z modelem uproszczonym falownika klasy E model złożony uwzględnia dodatkowo niezerowy czas wyłączania tranzystora. Powinien on być stosowany wtedy, gdy czas wyłączania tranzystora stanowi istotną część okresu przełączania. Analiza właściwości energetycznych falownika na podstawie jego modelu uproszczonego całkowicie pomija właściwości dynamiczne tranzystora oraz częstotliwość pracy falownika. Właściwości dynamiczne i częstotliwość uwzględnione są natomiast w modelu złożonym poprzez wartość współczynnika wypełnienia wyłączania tranzystora. Podstawowym modelem wykorzystywanym w pracy jest model uproszczony. Model złożony służy jedynie do dokładniejszej oceny właściwości falownika klasy E, pracującego z najwyższymi częstotliwościami.

Analogicznie do przedstawionych modeli bazowego falownika klasy E budowane są dla potrzeb niniejszej pracy modele innych falowników klasy E, ich wariantów symetrycznych oraz falowników innych klas. Modele te mogą zostać rozszerzone o dalsze elementy, na przykład uwzględniając parametry pasożytnicze tranzystora i/lub obwodu głównego falownika lub przez dołączenie dodatkowego obwodu w celu poprawy kształtu przebiegów napięcia i/lub prądu tranzystora.

Opracowane modele komputerowe umożliwiają analizę właściwości falowników w funkcji rezystancji przewodzenia tranzystora, współczynnika reaktancyjności, tętnień prądu zasilania lub współczynnika wypełnienia przewodzenia i wyłączania tranzystora. Za ich pomocą mogą być również optymalizowane właściwości energetyczne falowników.

7. SYSTEMATYKA FALOWNIKÓW KLASY E

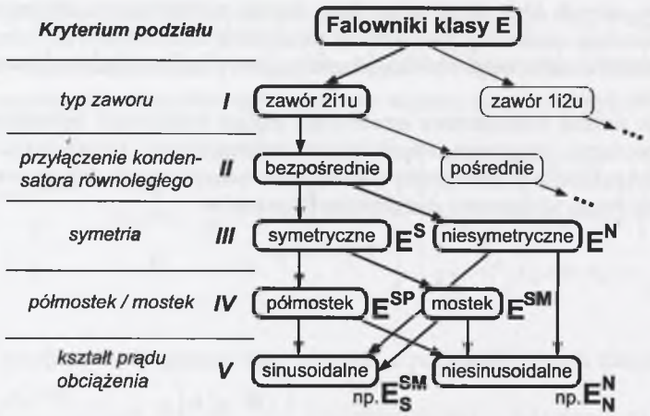
W podrozdziale 5.3 dokonano systematyki klas układów, posługując się m.in. falownikami klasy E jako przykładami. Natomiast w niniejszym rozdziale przedstawiono ogólny podział samych falowników klasy E. Wyróżnionym grupom falowników przyporządkowano odpowiednie oznaczenia. Następnie systematycznie przeanalizowano możliwości tworzenia prostych topologii falowników klasy E. Przeprowadzono również rozbudowane porównanie wybranych parametrów licznej grupy niesymetrycznych i symetrycznych falowników klasy E. W porównaniu uwzględniono także falowniki klasy EF_2, E/F_3 i DE oraz dodatkowo falowniki klasy D i D^{-1}. Analizowane są jedynie praca optymalna falowników klasy E, EF_2, E/F_3 i DE oraz praca w rezonansie falowników klasy D i D^{-1}. Rozdział niniejszy, a w szczególności podrozdz. 7.4, jest pierwszym etapem analizy właściwości falowników klasy E, której głównym celem jest określenie możliwości poprawy ich właściwości energetycznych. Analiza ta kontynuowana jest w rozdz. 8 i 9.

Pomimo że literatura dotycząca falowników klasy E jest bardzo obszerna, to w zasadzie brak w niej pozycji systematyzujących oraz porównujących właściwości różnych falowników klasy E. Przykładowo w pracy Raaba [81] oraz Kazimierczuka [9] została podjęta taka próba, ale ograniczono się jedynie do opisu kilku falowników klasy E oraz porównano ich podstawowe właściwości. Autor niniejszej pracy w publikacjach [49, 55] zaproponował ogólny podział falowników klasy E oraz przeanalizował właściwości ich wybranych reprezentantów. Materiał przedstawiony poniżej stanowi uporządkowanie oraz znaczne rozszerzenie wyników zawartych w tych publikacjach.

7.1. Ogólny podział falowników klasy E

Przedstawiany ogólny podział odnosi się do falowników klasy E. W analogiczny sposób można podzielić dualne falowniki klasy E^{-1} i falowniki należące do klas mieszanych, utworzonych z połączenia klasy E z innymi klasami, np. falowniki klasy EF_2 i E/F_3.

Zaproponowany podział falowników klasy E ilustruje schemat blokowy zamieszczony na rys. 7.1. Wyróżniono w nim pięć poziomów. Falownikom przynależnym do poziomów III–V nadano odpowiednie oznaczenia. Pogrubionym konturem zaznaczono te grupy falowników klasy E, których właściwości analizowane są w pracy.



Rys. 7.1. Ogólny podział falowników klasy E
Fig. 7.1. General classification of Class E inverters

Na **poziomie I** falowniki podzielono ze względu na zastosowany typ zaworu. Ponieważ preferowany jest zawór 2i1u (rys. 5.4b), dlatego dalszy podział poprowadzono w tym kierunku. Kontynuacja podziału dla zaworu 1i2u (rys. 5.4c) przebiegałaby analogicznie.

Na **poziomie II** wyróżniono falowniki bezpośrednie (np. rys. 7.4a1) oraz pośrednie (np. rys. 7.4d2). Falownik bezpośredni ma przyłączony równolegle do tranzystora pojedynczy kondensator. Dzięki temu na etapie syntezy parametrów falownika pasożytnicza pojemność wyjściowa tranzystora jest bezpośrednio uwzględniana jako część pojemności zewnętrznego kondensatora równoległego. Jest to szczególnie ważne przy wysokich częstotliwościach pracy falownika klasy E, gdy wyjściowa pojemność tranzystora jest niepomijalna względem pojemności obwodu głównego falownika. W granicznym przypadku może ona nawet całkowicie zastąpić równoległy kondensator zewnętrzny. W falowniku pośrednim występuje oczko utworzone z tranzystora oraz kilku kondensatorów lub tranzystora, źródła napięcia i kondensatorów. Falowniki pośrednie stosowane są przy niższych częstotliwościach pracy (do 1 MHz). Podwyższenie częstotliwości pracy falownika pośredniego wymaga jego przekształcenia w falownik bezpośredni przez uwzględnienie wyjściowej pojemności tranzystora. Konstruując falowniki klasy E, należy zwrócić szczególną uwagę na minimalizację indukcyjności pasożytniczych w oczku utworzonym przez pojemność tranzystora oraz kondensatory zewnętrzne. Uzyskuje się to redukując długości połączeń oraz dobierając odpowiednie typy kondensatorów. Indukcyjności te razem z pojemnościami są źródłem oscylacji pasożytniczych.

Na **poziomie III** falowniki klasy E podzielono na falowniki niesymetryczne E^N (rys. 7.4) oraz symetryczne E^S (rys. 7.5). Dzięki symetrii obwodu głównego oraz sterowania z wyjściowych napięć i prądów falowników symetrycznych eliminowane są harmoniczne parzyste. Falowniki E^S w porównaniu z falownikami E^N wyróżniają się większą liczbą tranzystorów oraz możliwością zwielokrotnienia mocy wyjściowej.

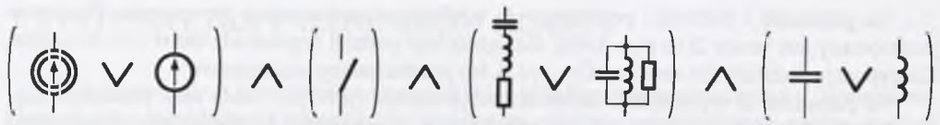
Następnie na **poziomie IV** falowniki symetryczne zostały podzielone na falowniki półmostkowe E^{SP} (rys. 7.5a) oraz mostkowe E^{SM} (rys. 7.5c). Ponieważ falownik E^{SM} uzyskuje się z połączenia dwóch falowników E^{SP}, dlatego właściwości falowników E^{SM} oraz E^{SP} są ze sobą ściśle związane (podrozdz. 7.3).

Na ostatnim poziomie podziału, **poziomie V**, spośród wszystkich falowników klasy E wyróżniono falowniki z prądem (napięciem) obciążenia sinusoidalnym (E_S) oraz niesinusoidalnym (E_N). Jako kryterium podziału przyjęto wartość współczynnika zawartości wyższych harmonicznych prądu k_{hi} {22}. Jeżeli wartość tego współczynnika dla prądu obciążenia przekracza 10%, to falownik zaliczany jest do falowników E_N. W przeciwnym przypadku jest to falownik E_S.

Przedstawiony podział falowników klasy E nie jest zamknięty i może być dalej kontynuowany. Przykładowo można uwzględnić rodzaj źródła zasilania lub liczbę, typy i sposób połączenia elementów obwodu głównego.

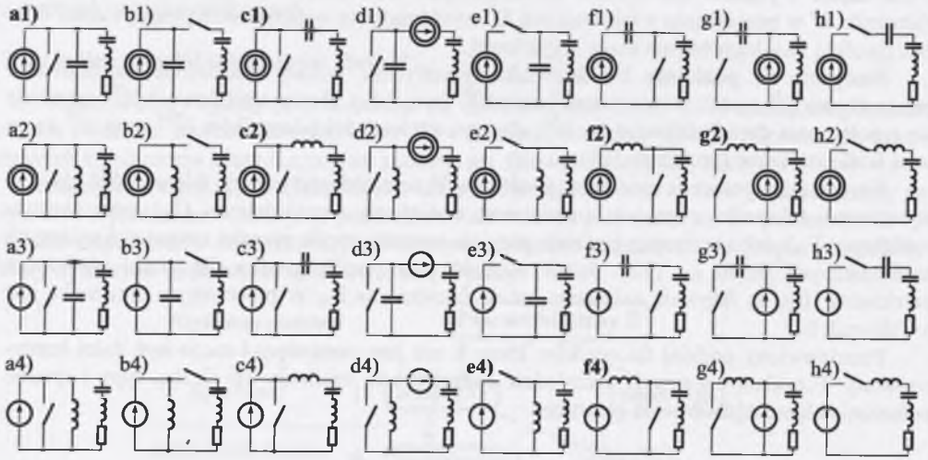
7.2. Przegląd prostych topologii

Przeglądu prostych topologii falowników klasy E dokonano w systematyczny sposób. W tym celu założono, że obwód główny falownika może składać się ze źródła zasilania, zaworu (tranzystora), obwodu rezonansowego z obciążeniem oraz jednego elementu dodatkowego. Powyższe założenia opisuje symbolicznie wyrażenie logiczne przedstawione na rys. 7.2. Uwzględniono dwa możliwe rodzaje źródła zasilania. Ponieważ podczas typowej pracy optymalnej falownika klasy E (rys. 5.2) typ zaworu jest dowolny, dlatego tranzystor zastąpiono zaworem prostym. Pod uwagę wzięto dwa alternatywne obwody rezonansowe – szeregowy oraz równoległy. Ze względu na konieczność uzyskania maksymalnie miękkiego przełączania zaworu jako element dodatkowy użyto wymiennie kondensator lub cewkę.



Rys. 7.2. Sposób tworzenia prostych topologii falowników klasy E i E^{-1}
Fig. 7.2. Principle of creation of basic topologies of Class E and E^{-1} inverters

Poszukiwanie topologii falownika klasy E polega na wyborze elementów zgodnie z wyrażeniem logicznym przedstawionym na rys. 7.2, ich połączeniu oraz sprawdzeniu dla uzyskanego obwodu warunków realizowalności podanych poniżej. Liczba kombinacji wyboru elementów wynosi 8, co przy 8 możliwych kombinacjach połączeń tych elementów daje łącznie 64 przypadki. Pośród tych przypadków występują zarówno takie, które umożliwiają realizację falowników klasy E, jak również falowników klasy E^{-1}. Zbiór 64 przypadków można podzielić na dwa równe podzbiory. Jeden podzbiór z szeregowymi obwodami rezonansowymi, a drugi z obwodami równoległymi. 32 przypadki pierwszego podzbioru zamieszczono na rys. 7.3. Są one dualne {19} względem 32 przypadków drugiego podzbioru. Wyselekcjonowane spośród przypadków z rys. 7.3 obwody, które spełniają warunki realizowalności, zaliczane są do potencjalnych topologii falowników klasy E lub E^{-1}. Następnie obwodom tym przyporządkowano odpowiednie obwody dualne, należące do wcześniej pominiętych 32 przypadków podzbioru z obwodami równoległymi.

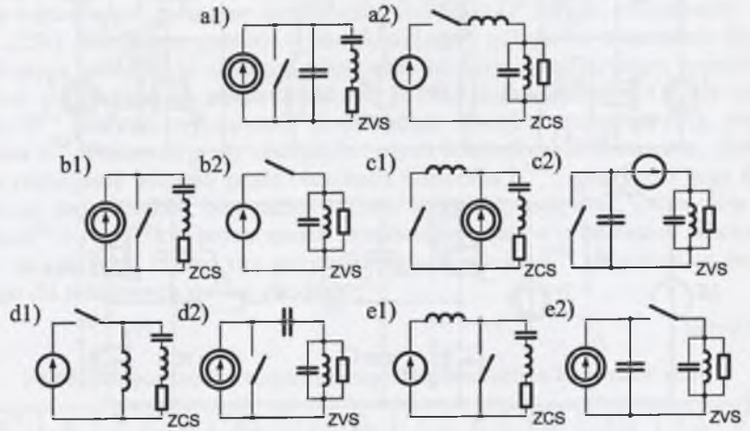


Rys. 7.3. Obwody utworzone zgodnie z rys. 7.2 dla szeregowego obwodu rezonansowego
Fig. 7.3. Circuits created according to fig. 7.2 for the series resonant circuit

Trzy warunki realizowalności, które powinny spełniać obwody z rys. 7.3, aby zostać zaliczonymi do potencjalnych topologii falowników klasy E lub E^{-1}, związane są ze sposobem połączenia źródła zasilania: z zaworem (warunek 1), z obwodem rezonansowym (warunek 2) oraz z kondensatorem lub cewką (warunek 3). Warunek 1 dyskwalifikuje obwody, w których zawór połączony jest szeregowo ze źródłem prądu lub równolegle ze źródłem napięcia. Zgodnie z warunkiem 2 nie jest dozwolone połączenie źródła napięcia równolegle z szeregowym obwodem rezonansowym lub źródła prądu szeregowo z równoległym obwodem

rezonansowym. Warunek 3 wyklucza następujące połączenia: źródła napięcia szeregowo z kondensatorem lub równolegle z cewką oraz połączenia dualne, czyli źródła prądu równolegle z cewką lub szeregowo z kondensatorem. Niespełnienie jednego z warunków realizowalności jest wystarczające do odrzucenia danego obwodu.

Warunki realizowalności nie są spełnione przez następujące obwody z rys. 7.3: e1, h1, e2, h2, a3, c3, a4, c4 (warunek 1), g4 (warunek 2) oraz b1, d1, f1, g1, a2, b2, d2, b3, d3, e3, f3, g3, h3, b4, d4, h4 (warunek 3). Pozostałe obwody, czyli: a1 (ZVS) oraz c1, c2, f2, g2, e4, f4 (ZCS), spełniają warunki realizowalności. Uwzględniając sposób połączenia zaworu z innymi elementami, wyselekcjonowane obwody podzielono na dwie grupy: ZVS (potencjalne falowniki klasy E) oraz ZCS (potencjalne falowniki klasy E^{-1}). Następnie obwodom tym przyporządkowano ich odpowiedniki dualne i powstałe pary zestawiono na rys. 7.4. Obwodowi b1 z rys. 7.4 odpowiadają obwody c1, c2 i f2 z rys. 7.3.



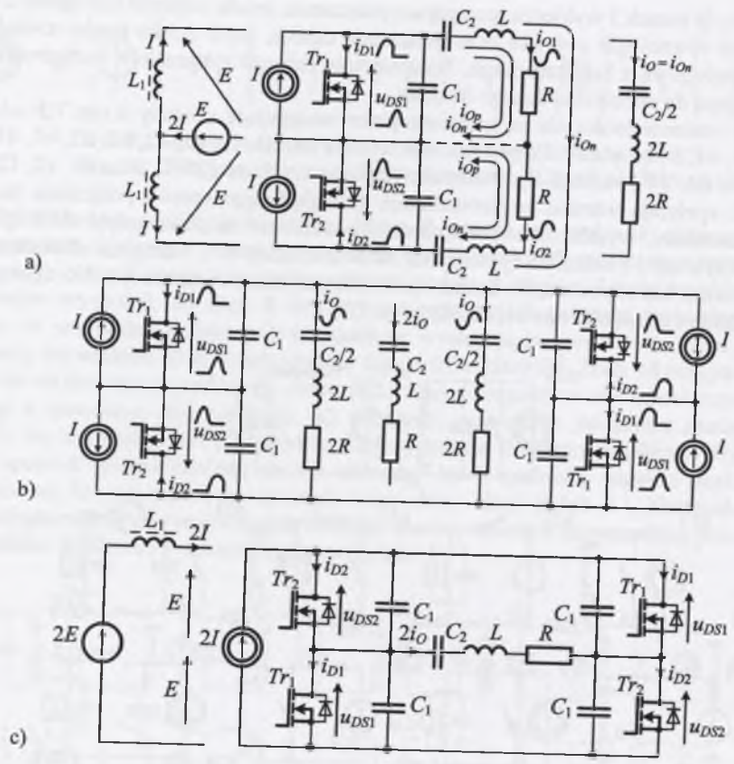
Rys. 7.4. Obwody spełniające warunki realizowalności
Fig. 7.4. Circuits fulfilling the realizability conditions

Przedstawione na rys. 7.4 pary obwodów b1, b2 oraz c1, c2 mają bardzo podobne właściwości. Zastępując dwa kondensatory obwodu c2 jednym kondensatorem zastępczym, uzyskuje się obwód b2. Natomiast pary obwodów d1, d2 oraz e1, e2 różnią się tylko wartościami średnimi napięć kondensatorów i prądów cewek. Okazuje się, że zamieszczone na rys. 7.4 obwody ZVS (a1, b2, d2) odpowiadają znanym z literatury schematom falowników klasy E. Ich właściwości były m.in. analizowane w pracy [9].

W dalszej części rozdziału przeprowadzono rozbudowane porównanie właściwości licznej grupy falowników klasy E, które uzyskano modyfikując obwody z rys. 7.4. Uwzględniono również możliwości uproszczenia tych obwodów. Uzyskano w ten sposób szereg falowników klasy E, od najprostszych do bardziej złożonych.

7.3. Falowniki symetryczne

Przed przeprowadzeniem właściwego porównania właściwości falowników klasy E na podstawie obliczonych dla nich wartości parametrów, wyjaśniono sposób tworzenia **falowników symetrycznych** {12} oraz wynikające z niego konsekwencje.



Rys. 7.5. Tworzenie symetrycznych falowników klasy E: a) półmostek (E^{SP}), b) mostek – etap pośredni, c) mostek (E^{SM})
Fig. 7.5. Creation of Class E symmetric inverters: a) half-bridge (E^{SP}), b) bridge – intermediate stage, c) bridge (E^{SM})

Dla każdego falownika niesymetrycznego można utworzyć jego odpowiednik symetryczny. Proces tworzenia symetrycznego falownika półmostkowego (E^{SP}) z falowników niesymetrycznych (E^{N}) oraz symetrycznego falownika mostkowego (E^{SM}) z symetrycznych falowników półmostkowych (E^{SP}) zilustrowano na rys. 7.5. Falownik E^{SP} (rys. 7.5a) powstaje z połączenia dwóch jednakowych, sterowanych symetrycznie (z przesunięciem o pół okresu) falowników E^{N} (bazowych falowników klasy E {6}). Początkowo składowe falowniki E^{N} pracują niezależnie (linia przerywana na schemacie odpowiada zwarciu), identycznie jak przed ich połączeniem. Prądy obciążenia i_{O1} oraz i_{O2} mają bardzo zbliżone wartości chwilowe. Im większa wartość współczynnika reaktancyjności Q_L {20} (dobroci Q) obwodu rezonansowego, tym różnice pomiędzy wartościami chwilowymi tych prądów są mniejsze. Przy założeniu idealnej symetrii falowników harmoniczne nieparzyste prądów i_{O1} oraz i_{O2} są identyczne, natomiast ich harmoniczne parzyste różnią się tylko znakiem. Na rysunku 7.5a oznaczono to symbolicznie za pomocą prądów i_{On} oraz i_{Op}. Prądy te są odpowiednio sumą harmonicznych nieparzystych (i_{On}) i parzystych (i_{Op}) prądów obciążenia i_{O1} oraz i_{O2}. W rezultacie prąd i_{On} przepływa wyłącznie w obwodzie różnicowym, utworzonym pomiędzy połączonymi falownikami, natomiast prąd i_{Op} zamyka się przez przewód wspólny (linia przerywana). Ponieważ

wartości chwilowe prądów i_{O1} oraz i_{O2} różnią się nieznacznie, dlatego przerwanie przewodu wspólnego w niewielkim stopniu wpływa na działanie nowo utworzonego falownika. W ten sposób uzyskuje się falownik E^{SP}, którego obwód wyjściowy jest połączeniem szeregowym obwodów rezonansowych składowych falowników E^{N} (rys. 7.5a). Ponieważ obwód ten przyłączony jest różnicowo, dlatego jego prąd i_O składa się wyłącznie z harmonicznych nieparzystych ($i_O = i_{On}$). Jednocześnie wyeliminowana zostaje składowa stała z napięcia na pojemności C_2. Ze względu na niewielką różnicę pomiędzy wartościami chwilowymi prądu i_O i prądów i_{O1} ($i_{O1} = i_{On} + i_{Op}$) oraz i_{O2} ($i_{O2} = i_{On} - i_{Op}$) składowych falowników E^{N}, falownik E^{SP} wymaga jedynie niewielkiej korekty parametrów, np. wartości pojemności C_1 i C_2, w celu ponownego uzyskania miękkiego załączania tranzystorów. Korekta ta jest tym mniejsza, im większa jest wartość współczynnika reaktancyjności Q_L wyjściowego obwodu rezonansowego. W praktyce symetryczny falownik E^{SP} zasilany jest z jednego źródła zasilania (rys. 7.5a). Tranzystory tego falownika połączone są równolegle dla składowych stałych zasilania.

Dwa odpowiednio połączone symetryczne falowniki E^{SP} tworzą symetryczny falownik E^{SM} (rys. 7.5b). Wymagane symetrie w przedstawionych na rys. 7.5 schematach falowników wyrażono przez powtórzenie oznaczeń. Oznaczone tak samo różne elementy, napięcia i prądy falowników podkreślają ich nierozróżnialność pod względem wartości. Obwód wyjściowy falownika E^{SM} powstaje z połączenia równoległego obwodów rezonansowych składowych falowników E^{SP}. Ponieważ prądy obciążenia i_O tych falowników są identyczne, dlatego uzyskuje się podwojenie wartości prądu obciążenia falownika E^{SM} i tranzystory tego falownika załączane są nadal miękko, bez żadnej zmiany wartości parametrów. Ostatecznie schemat falownika E^{SM} z rys. 7.5b w prosty sposób przekształcany jest w równoważny schemat przedstawiony na rys. 7.5c. Tranzystory symetrycznego falownika E^{SM} połączone są szeregowo-równolegle dla składowych stałych zasilania.

Tabela 7.1

Porównanie parametrów niesymetrycznych i symetrycznych falowników klasy E

E^N	E	I	P_O	R_{dc}	C_1	C_2	L	R	$R^{\bullet}_{dc}$	$X^{\bullet}_{C1}$	$X^{\bullet}_{C2}$	$X^{\bullet}_{L}$
E^{SP}	E	$2{\cdot}I$	$2{\cdot}P_O$	$R_{dc}/2$	C_1	$C_2/2$	$2{\cdot}L$	$2{\cdot}R$	$R^{\bullet}_{dc}/4$	$X^{\bullet}_{C1}/2$	$X^{\bullet}_{C2}$	$X^{\bullet}_{L}$
E^{SM}	$2{\cdot}E$	$2{\cdot}I$	$4{\cdot}P_O$	R_{dc}	C_1	C_2	L	R	$R^{\bullet}_{dc}$	$X^{\bullet}_{C1}$	$X^{\bullet}_{C2}$	$X^{\bullet}_{L}$

Z opisanego oraz zilustrowanego na rys. 7.5 sposobu tworzenia symetrycznych falowników klasy E wynikają bezpośrednio ich właściwości oraz wzajemne relacje pomiędzy wartościami parametrów falowników E^{N}, E^{SP} i E^{SM}. Zamieszczone w tab. 7.1 relacje uzyskano dla jednakowych wartości parametrów pracy tranzystorów {8}. W kolejnych kolumnach tab. 7.1 porównano: napięcia zasilania, prądy zasilania, moce wyjściowe przy pominięciu strat mocy, zastępcze rezystancje wejściowe dla prądu stałego przy zasilaniu z jednego źródła, wartości elementów obwodu głównego, rezystancje dla prądu stałego odniesione do rezystancji obciążenia poszczególnych falowników oraz reaktancje pojemnościowe i indukcyjne przy częstotliwości pracy odniesione również do rezystancji obciążenia. Należy zaznaczyć, że zgodnie z wcześniejszymi wyjaśnieniami uzyskane relacje pomiędzy wartościami parametrów falowników E^{N} i E^{SP} oraz E^{N} i E^{SM} należy traktować jako przybliżone, natomiast w przypadku falowników E^{SP} oraz E^{SM} jako dokładne. Na podstawie danych zawartych w tab. 7.1 można m.in. stwierdzić, że moce wyjściowe falowników są proporcjonalne do liczby użytych tranzystorów oraz każdy z falowników ma taką samą wartość pojemności C_1 przyłączonej równolegle do tranzystora. Oznacza to, że maksymalna częstotliwość pracy falowników E^{N}, E^{SP} i E^{SM}, wynikająca z ograniczenia pojemnościowego częstotliwości ($C_1 = C_{OSS}$) {21}, jest jednakowa. Dla kolejnych falowników zachowana jest wartość współczynnika reaktancyjności

Q_L ($Q_L = X^{\bullet}_L$) wyjściowego obwodu rezonansowego. Wartości względne parametrów przedstawione w drugiej części tabeli wynikają z wartości parametrów zestawionych w jej pierwszej części. Ponieważ prądy obciążenia falowników symetrycznych nie zawierają harmonicznych parzystych, dlatego są one zawsze mniej odkształcone od przebiegu sinusoidalnego w porównaniu z prądem odpowiedniego falownika niesymetrycznego. Ze względu na bardzo zbliżone kształty przebiegów napięć i prądów tranzystorów we wszystkich falownikach uzyskuje się podobne sprawności oraz moce wyjściowe w przeliczeniu na jeden tranzystor (w falownikach E^{SP} i E^{SM} takie same).

Biorąc pod uwagę występowanie analogii pomiędzy właściwościami symetrycznych falowników E^{SP} i E^{SM}, w dalszej części pracy skupiono się wyłącznie na falownikach niesymetrycznych (E^N) oraz symetrycznych falownikach półmostkowych (E^{SP}).

7.4. Porównanie właściwości falowników rezonansowych

Porównano właściwości niesymetrycznych oraz symetrycznych falowników rezonansowych należących do następujących klas: 1) klasa E (klasa podstawowa), 2) klasy EF_2 i E/F_3 (klasy mieszane), 3) klasa DE (klasa mieszana) oraz 4) klasy D i D^{-1} (klasy podstawowe). Porównanie rozpoczęto od falowników klasy E, następnie porównano właściwości falowników klasy EF_2, E/F_3 i DE oraz na zakończenie, dodatkowo, falowników klasy D i D^{-1}. Uwzględnienie w porównaniu falowników klasy EF_2, E/F_3 i DE uzasadnione jest faktem, że ich tranzystory przełączane są maksymalnie miękko {5} oraz osiągają one wyższe sprawności i większe moce wyjściowe w przeliczeniu na jeden tranzystor niż falowniki klasy E. Natomiast falowniki klasy D i D^{-1} teoretycznie osiągają również wyższe sprawności i większe moce wyjściowe w porównaniu z falownikami klasy E. Niestety ich właściwości energetyczne pogarszają się w miarę wzrostu częstotliwości pracy, zwłaszcza falowników klasy D, ze względu na niepomijalny wpływ wyjściowych pojemności tranzystorów. Należy zaznaczyć, że analiza właściwości falowników klasy E, EF_2 i E/F_3 kontynuowana jest w rozdz. 8 i 9, przy czym jej zakres jest szerszy od prezentowanego poniżej.

Porównanie właściwości falowników zostało przeprowadzone na podstawie obliczonych dla nich wartości parametrów. Zamieszczono schematy falowników, przebiegi czasowe napięcia tranzystora, prądu tranzystora i prądu obciążenia oraz zestawiono tabelarycznie wartości parametrów. Kolejne schematy falowników klasy E uzyskiwano na podstawie obwodów spełniających warunki realizowalności z rys. 7.4, następnie wykorzystywano możliwości ich prostej modyfikacji lub przekształcenia w falowniki symetryczne (rys. 7.5).

Zaprezentowane w niniejszym podrozdziale porównanie właściwości tak licznej grupy falowników ma dwa zasadnicze cele. Pierwszym celem jest przedstawienie przeglądu falowników klasy E znanych z literatury oraz ich możliwych modyfikacji, prowadzących do falowników klasy E bezpośrednich lub pośrednich, niesymetrycznych (E^N) lub symetrycznych (E^S) oraz sinusoidalnych (E_S) lub niesinusoidalnych (E_N). Celem drugim jest określenie wzajemnych relacji pomiędzy właściwościami tych falowników, a szczególnie porównanie ich właściwości energetycznych oraz wskazanie bardziej ogólnych prawidłowości charakterystycznych dla większych grup falowników klasy E. Na podstawie wyników porównania zostaną sformułowane wnioski odnośnie do efektywnych metod poprawy właściwości energetycznych falowników klasy E.

Dokonując porównania właściwości falowników, przyjęto następujące założenia oraz warunki porównania. W porównaniu uwzględniono schematy falowników klasy E złożone w miarę możliwości z minimalnej liczby elementów biernych oraz ich proste modyfikacje. Wartości wszystkich parametrów oraz przebiegi czasowe napięć i prądów obliczono dla pracy optymalnej falowników klasy E, EF_2, E/F_3 i DE (miękkie załączanie tranzystorów) oraz dla

pracy w rezonansie falowników klasy D i D^{-1}. Przebieg prądu tranzystora każdorazowo wyznaczano przy pominięciu prądu wyjściowej pojemności tranzystora. Korzystając z analogicznych właściwości symetrycznych falowników półmostkowych oraz mostkowych, pominięto te drugie. Porównywane falowniki nie zawierają transformatorów dopasowujących. Większość prezentowanych falowników należy do falowników bezpośrednich. Przez obciążenie falownika (rezystancję umieszczoną w wyjściowym obwodzie rezonansowym) nie może przepływać składowa stała prądu. W miarę możliwości współczynnik reaktancyjności Q_L wyjściowego obwodu rezonansowego ma stałą wartość, równą 10. W przypadku zasilania falownika ze źródła prądu zakłada się idealne wygładzenie tego prądu. Z wyjątkiem falowników klasy EF_2, E/F_3 i DE współczynnik wypełnienia przewodzenia tranzystora D wynosi 0,5. Oznaczenia porównywanych falowników są zgodne z podziałem zilustrowanym na rys. 7.1, przy czym w celu rozróżnienia kolejnych niesymetrycznych i symetrycznych falowników danej klasy wprowadzono odpowiedni, lewy, dolny indeks. Przykładowo, pierwszy, niesymetryczny falownik klasy E z sinusoidalnym prądem obciążenia oznaczono jako ${}_1E^N_S$.

W celu obliczenia wartości parametrów dla poszczególnych falowników opracowane zostały ich analogiczne modele do modelu uproszczonego falownika klasy E (podrozdz. 6.1 i dodatek D1). Tranzystor zastąpiono zaworem idealnym, zakładając pomijalnie małą wartość rezystancji przewodzenia tranzystora. Porównania właściwości energetycznych falowników dokonano za pomocą współczynnika mocy zainstalowanej tranzystora k_{UI} oraz zmodyfikowanego współczynnika mocy wyjściowej falownika c_{Po}.

W analizie porównawczej właściwości falowników jako kryteria porównania przyjęto następujące parametry: współczynnik wypełnienia przewodzenia tranzystora D {14}, względne reaktancje indukcyjne $X^{\bullet}_L$ i pojemnościowe $X^{\bullet}_C$ (7.1), względną zastępczą rezystancję wejściową dla prądu stałego $R^{\bullet}_{dc}$ (7.2), współczynnik szczytowego napięcia k_{Um} (4.9), {16}, współczynnik mocy zainstalowanej tranzystora k_{UI} (4.19), {17}, zmodyfikowany współczynnik mocy wyjściowej falownika c_{Po} (4.23), {18} ($c_{Po} \approx 1/k_{UI}$ dla $\eta_D \approx 1$), **współczynnik ograniczenia pojemnościowego częstotliwości k_C** (7.3), {21} oraz **współczynnik zawartości wyższych harmonicznych prądu obciążenia k_{hi}** (7.4), {22}. Względne reaktancje indukcyjne $X^{\bullet}_L$ i pojemnościowe $X^{\bullet}_C$ określone są jako stosunki reaktancji indukcyjnych X_L i pojemnościowych X_C, poszczególnych cewek L oraz kondensatorów C przy częstotliwości przełączania f, do rezystancji obciążenia R:

$$X^{\bullet}_L = \frac{2\pi \cdot f \cdot L}{R} = \frac{\omega \cdot L}{R}, \qquad X^{\bullet}_C = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot C \cdot R} = \frac{1}{\omega \cdot C \cdot R}. \tag{7.1}$$

Względna zastępcza rezystancja wejściowa dla prądu stałego $R^{\bullet}_{dc}$ zdefiniowana jest jako stosunek zastępczej rezystancji wejściowej falownika R_{dc} (iloraz składowych stałych napięcia E i prądu I zasilania) do rezystancji obciążenia R:

$$R^{\bullet}_{dc} = \frac{E}{I \cdot R} = \frac{R_{dc}}{R}. \tag{7.2}$$

Współczynniki k_{Um}, k_{UI} oraz c_{Po} zostały wyjaśnione w podrozdz. 4.1 i 4.2. Współczynnik ograniczenia pojemnościowego częstotliwości k_C wyraża stosunek reaktancji X_{C1} pojemności C_1, przyłączonej równolegle do tranzystora (pasożytniczej pojemności wyjściowej tranzystora razem z dołączoną do niej pojemnością zewnętrzną), do ilorazu wartości szczytowej napięcia U_{DSm} oraz skutecznej prądu I_{Dsk} tranzystora:

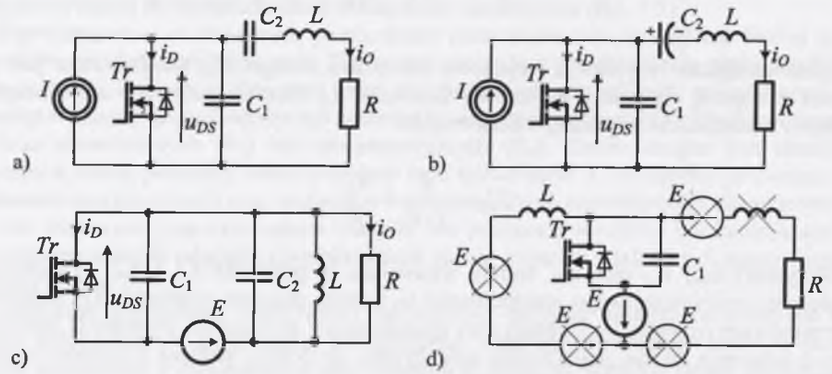
$$k_C = \frac{X_{C1}}{U_{DSm}/I_{Dsk}} = \frac{I_{Dsk}}{2\pi \cdot f \cdot C_1 \cdot U_{DSm}}. \qquad (7.3)$$

Ostatni ze współczynników, współczynnik zawartości wyższych harmonicznych prądu obciążenia k_{hi} {22}, zdefiniowano następująco:

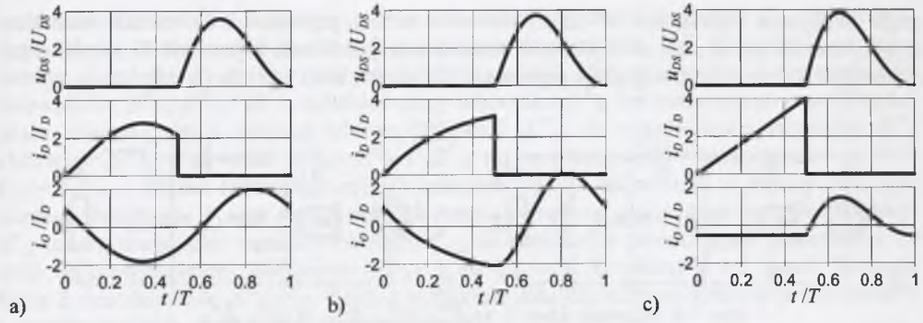
$$k_{hi} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_{Oskn}^2}}{I_{Osk1}} \cdot 100\% = \frac{\sqrt{I_{Osk}^2 - I_{Osk1}^2}}{I_{Osk1}} \cdot 100\%, \qquad (7.4)$$

gdzie: I_{Osk}, I_{Oskn}, I_{Osk1} – wartości skuteczne: prądu obciążenia oraz jego n-tej i podstawowej harmonicznej.

Względne reaktancje X^*_L i X^*_C, względna rezystancja R^*_{dc} oraz współczynniki k_{Um} i k_{UI} ($k_{Isk} = k_{UI}/k_{Um}$) wykorzystywane są do syntezy parametrów poszczególnych falowników, natomiast współczynnik k_{UI} lub c_{Po} służy do porównania ich mocy wyjściowych. W tym celu dla każdego z falowników wyznaczono wartość stosunku $c_{Po}/c_{Po,1E}$, która przy założeniu jednakowych wartości parametrów pracy ich tranzystorów {8} równa jest stosunkowi mocy wyjściowych danego falownika i **falownika odniesienia** {6}, który oznaczony jest tutaj jako falownik ${}_1E^N_S$. Należy przypomnieć, że porównywane w ten sposób moce falowników przeliczone są na jeden tranzystor, tzn. faktyczna moc wyjściowa falownika wielotranzystorowego jest proporcjonalna do liczby użytych tranzystorów. Współczynnik k_C (7.3) umożliwia ocenę maksymalnej częstotliwości pracy falownika ze względu na ograniczenie pojemnościowe częstotliwości ($C_1 = C_{OSS}$) {21}. Jego mniejsze wartości oznaczają większe wartości pojemności równoległej C_1 dla określonej częstotliwości pracy f oraz danych wartości parametrów tranzystora U_{DSm} i I_{Dsk}. Dla kolejnych falowników obliczono również wartość stosunku $k_{C,1E}/k_C$ równą stosunkowi maksymalnych częstotliwości pracy danego falownika i falownika odniesienia ${}_1E^N_S$ przy założeniu takich samych pojemności równoległych $C_1 = C_{OSS}$ (takich samych tranzystorów). Ostatni ze współczynników, współczynnik k_{hi}, wykorzystywany jest do porównania kształtu przebiegów prądu (napięcia) obciążenia falowników. Jeżeli dla danego falownika wartość współczynnika k_{hi} przekracza 10%, to jest on zaliczany do falowników z niesinusoidalnym prądem (napięciem) obciążenia.



Rys. 7.6. Falowniki klasy E: a) ${}_1E^N_S$, b) ${}_2E^N_N$, c) ${}_3E^N_N$; d) przekształcenie ${}_2E^N_N$ w ${}_3E^N_N$
Fig. 7.6. Class E inverters: a) ${}_1E^N_S$, b) ${}_2E^N_N$, c) ${}_3E^N_N$; d) transformation from ${}_2E^N_N$ to ${}_3E^N_N$



Rys. 7.7. Przebiegi napięć i prądów falowników klasy E: a) ${}_1E^N_S$, b) ${}_2E^N_N$ i c) ${}_3E^N_N$
Fig. 7.7. Voltage and current waveforms of Class E inverters: a) ${}_1E^N_S$, b) ${}_2E^N_N$, c) ${}_3E^N_N$

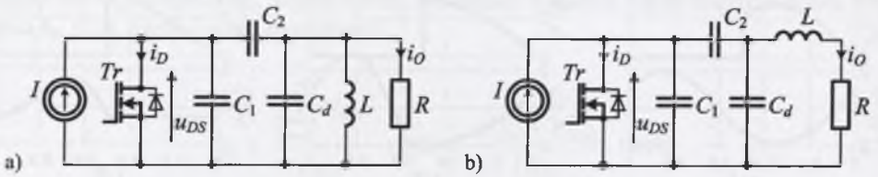
Na rysunku 7.6a przedstawiono schemat falownika klasy E, który odpowiada obwodowi a1 z rys. 7.4. Falownik ten jest bazowym falownikiem klasy E {6}, a dla przyjętych do porównania parametrów jest falownikiem odniesienia ${}_1E^N_S$. Wyznaczone dla niego przebiegi czasowe napięcia u_{DS} i prądu i_D tranzystora oraz prądu obciążenia i_O zamieszczono na rys. 7.7a. Wartości chwilowe napięcia i prądów odniesiono odpowiednio do wartości średnich napięcia U_{DS} i prądu I_D tranzystora. Czas t na osi odciętych znormalizowano względem okresu przełączania tranzystora T. Obliczone dla pracy optymalnej falownika ${}_1E^N_S$ dane porównawcze zestawiono w zbiorczej tab. 7.2.

Synteza parametrów bazowego falownika klasy E (rys. 7.6a) może być dokonana dla różnych wartości współczynnika reaktancyjności Q_L wyjściowego obwodu rezonansowego ($Q_L = X^*_L$ – obwód szeregowy {20}) z zakresu <1,79, ∞) [67]. Przy tym zmniejszaniu wartości reaktancji X^*_L (współczynnika Q_L) odpowiadają m.in. mniejsze wartości reaktancji X^*_{C2} oraz większe odkształcenia prądu (napięcia) obciążenia. W granicznym przypadku, dla wartości reaktancji X^*_L równej w przybliżeniu 1,79 wartość reaktancji X^*_{C2} wynosi zero. Oznacza to, że kondensator C_2 staje się kondensatorem blokującym, na którym odkłada się jedynie składowa stała napięcia. Uzyskuje się wówczas falownik ${}_2E^N_N$ (rys. 7.6b i 7.7b). Falownik ten znany jest z literatury jako falownik klasy E z niesinusoidalnym napięciem wyjściowym i eksponencjalnie narastającym prądem tranzystora, np. [9, 49]. W porównaniu z falownikiem ${}_1E^N_S$ (tab. 7.2) osiąga on nieco mniejszą moc wyjściową, natomiast umożliwia uzyskanie wyższych o około 75% częstotliwości pracy. Przebieg prądu obciążenia falownika ${}_2E^N_N$ jest silnie odkształcony. Całkowite usunięcie kondensatora C_2 nie zakłóca pracy optymalnej falownika, ale powoduje pojawianie się składowej stałej w prądzie obciążenia.

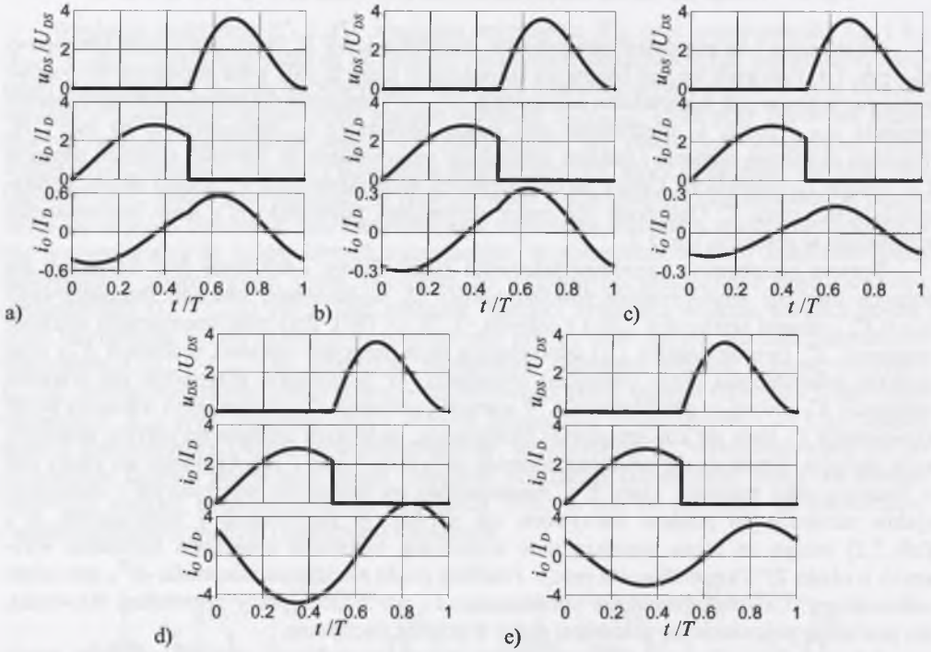
Schemat falownika ${}_2E^N_N$ można poddać dalszej modyfikacji, zastępując źródło prądu zasilania I szeregowym połączeniem źródła napięcia E i cewki L[8] o początkowo dużej wartości. Odpowiednio zmniejszając indukcyjność tej cewki i zachowując jednocześnie pracę optymalną falownika klasy E, otrzymuje się całkowite wyeliminowanie cewki z obwodu wyjściowego (rys. 7.6d). Uzyskany w ten sposób schemat przekształcany jest dalej, przez dodanie kondensatora C_2[8], w schemat falownika ${}_3E^N_N$ (rys. 7.6c), który odpowiada obwodom b2 i c2 z rys. 7.4. Falownik ${}_3E^N_N$ w literaturze nazywany jest falownikiem z niesinusoidalnym napięciem wyjściowym i liniowo narastającym prądem tranzystora, np. [9, 49, 65 i 89]. Spośród dotychczas przedstawionych falowników moc wyjściowa falownika ${}_3E^N_N$ jest najmniejsza, a odkształcenie

[8] W celu uproszczenia oznaczeń nowe elementy (cewkę L i kondensator C_2) oznaczono tak samo jak elementy usunięte ze schematu falownika ${}_1E^N_S$. Elementy L i C_2 tworzą obwód rezonansowy falownika ${}_3E^N_N$.

prądu obciążenia największe. W zależności od wartości pojemności C_2 wartość stosunku $k_{C,1E}/k_C$ zmienia się od zera, co w praktyce oznacza pomijalnie małą pojemność C_1 przyłączoną równolegle do tranzystora względem pojemności C_2, do wartości 1,51 dla $C_2 = 0$.



Rys. 7.8. Falowniki klasy E: a) ${}_4E^N_N$, ${}_5E^N_N$, ${}_6E^N_N$, b) ${}_7E^N_S$, ${}_8E^N_S$
Fig. 7.8. Class E inverters: a) ${}_4E^N_N$, ${}_5E^N_N$, ${}_6E^N_N$, b) ${}_7E^N_S$, ${}_8E^N_S$

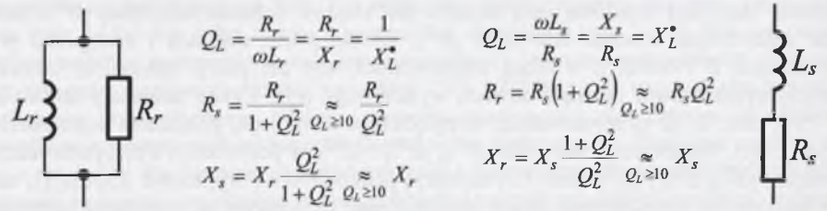


Rys. 7.9. Przebiegi napięć i prądów falowników klasy E: a) ${}_4E^N_N$, b) ${}_5E^N_N$, c) ${}_6E^N_N$, d) ${}_7E^N_S$ i e) ${}_8E^N_S$
Fig. 7.9. Voltage and current waveforms of Class E inverters: a) ${}_4E^N_N$, b) ${}_5E^N_N$, c) ${}_6E^N_N$, d) ${}_7E^N_S$, e) ${}_8E^N_S$

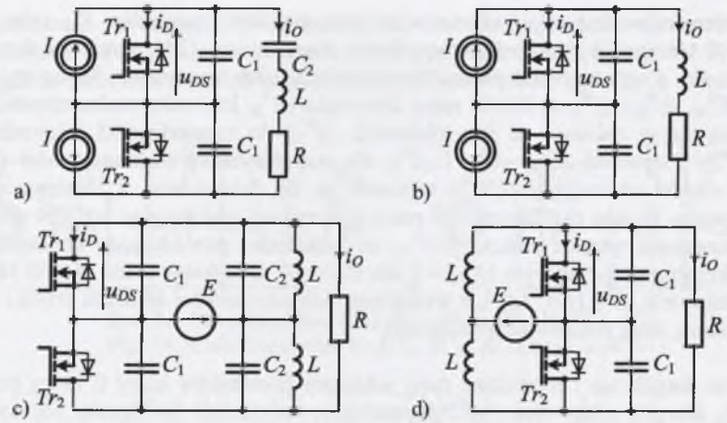
Obwody d2 i e2 z rys. 7.4 odpowiadają schematom pośrednich falowników klasy E. Dołączając w nich dodatkowo do tranzystora kondensator równoległy, uzyskuje się schemat bezpośredniego falownika zamieszczony na rys. 7.8a. W porównaniu ze schematami falowników ${}_1E^N_S$, ${}_2E^N_N$ i ${}_3E^N_N$ ma on o jeden element bierny więcej. Dzięki temu istnieje większa swoboda doboru wartości jego elementów. Wybrano następujące trzy reprezentatywne przypadki: ${}_4E^N_N$ ($C_1 = 0$, $C_2 > 0$, $C_d > 0$), ${}_5E^N_N$ ($C_1 = C_d > 0$, $C_2 > 0$) i ${}_6E^N_N$ ($C_1 > 0$, $C_2 > 0$, $C_d = 0$). Falownik ${}_4E^N_N$ znany jest pod nazwą falownika klasy E z szeregowym kondensatorem [63, 81]. Na podstawie danych zamieszczonych w tab. 7.2 oraz przebiegów czasowych z rys. 7.9 można stwierdzić, że falowniki ${}_4E^N_N$, ${}_5E^N_N$ i ${}_6E^N_N$ mają bardzo podobne właściwości. Zróżnicowane

wartości ich elementów wpływają jedynie na zmiany rezystancji względnej $R^\bullet_{dc}$ oraz współczynnika k_C. W ten sposób możliwe jest uzyskanie dopasowania {24} pomiędzy daną rezystancją obciążenia, a wymaganymi parametrami zasilania i/lub tranzystora. Moce wyjściowe falowników ${}_4E^N_N$, ${}_5E^N_N$ i ${}_6E^N_N$ są bliskie mocy falownika ${}_1E^N_S$. Ich maksymalne częstotliwości pracy mieszczą się w zakresie od zera (falownik ${}_4E^N_N$) do częstotliwości falownika ${}_1E^N_S$ (falownik ${}_6E^N_N$). Falowniki ${}_4E^N_N$, ${}_5E^N_N$ i ${}_6E^N_N$ dla współczynnika reaktancyjności $Q_L = 10$ ($Q_L = 1/X^\bullet_L$ – obwód równoległy, {20}) zaliczane są do falowników z niesinusoidalnym prądem obciążenia. W celu zachowania ich pracy optymalnej, zwiększając wartość reaktancji $X^\bullet_L$, należy zmniejszać wartość reaktancji $X^\bullet_{C2}$, co ostatecznie powoduje, że kondensator C_2 staje się kondensatorem blokującym ($X^\bullet_{C2} \approx 0$ dla $C_2 >> 0$). Uzyskany w ten sposób falownik klasy E oraz falownik ${}_3E^N_N$ (rys. 7.6c), z wyjątkiem różnych wartości średnich prądu cewki L i sposobu zasilania, mają jednakowe właściwości.

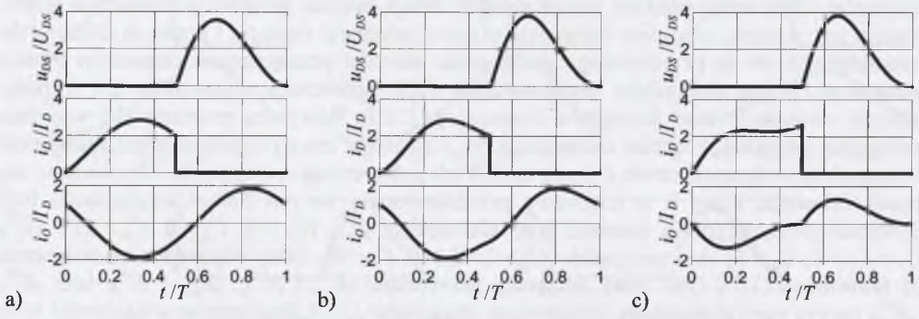
Omówione dotychczas i rozważane dalej schematy falowników klasy E mogą podlegać modyfikacjom, których celem może być: dopasowanie rezystancji obciążenia, filtracja wyższych harmonicznych prądu obciążenia, uzyskanie żądanych właściwości falownika podczas zmiany jego parametrów i/lub poprawa właściwości energetycznych. Modyfikacje te polegają na dodaniu elementów do podstawowego schematu falownika, zmianie sposobu połączenia elementów i/lub wprowadzeniu transformatora. Jeżeli zmiana połączenia elementów dokonywana jest w części schematu falownika, w której przebiegi napięcia i prądu są zbliżone do sinusoidalnych, to do przybliżonego przeliczenia wartości przełączanych elementów można zastosować metodę dwójników równoważnych [12] (przeliczanie elementów L i R połączonych równolegle oraz szeregowo ilustruje rys. 7.10). Powyższą problematykę wyjaśnia następujący przykład. Schemat falownika z rys. 7.8a został zmodyfikowany przez zastąpienie równoległego połączenia cewki L i rezystora R ich połączeniem szeregowym. Uzyskano w ten sposób falowniki klasy E o schemacie przedstawionym na rys. 7.8b. Uwzględniono trzy reprezentatywne przypadki wartości jego elementów: ${}_7E^N_S$ ($C_1 = 0$, $C_2 > 0$, $C_d > 0$) i ${}_8E^N_S$ ($C_1 = C_d > 0$, $C_2 > 0$) oraz przypadek ($C_1 > 0$, $C_2 > 0$, $C_d = 0$), który odpowiada omawianemu już falownikowi ${}_1E^N_S$ (rys. 7.6a). Schematy falowników ${}_7E^N_S$ i ${}_4E^N_N$, ${}_8E^N_S$ i ${}_5E^N_N$ oraz ${}_1E^N_S$ i ${}_6E^N_N$ tworzą pary różniące się połączeniem elementów L i R. Porównując właściwości tych par falowników, okazuje się, że wartości współczynników k_{Um}, k_{UI}, c_{Po} ($c_{Po}/c_{Po,1E}$) oraz k_C ($k_{C,1E}/k_C$) są prawie identyczne (tab. 7.2). Z kolei wartości współczynnika k_{hi} są różne, co można wytłumaczyć różnymi właściwościami filtrującymi obwodów wyjściowych. Z tego powodu falowniki z szeregowym połączeniem elementów L i R zalicza się do falowników z sinusoidalnym prądem obciążenia. Znajduje to również potwierdzenie w przebiegach czasowych prądu obciążenia przedstawionych na rys. 7.7a i 7.9. Dzieląc odpowiednie wartości względnych reaktancji indukcyjnych, pojemnościowych oraz zastępczych rezystancji wejściowych falowników (tab. 7.2), uzyskuje się w przybliżeniu wartość 100 ($Q_L{}^2 = 100$), która jest konsekwencją dokonanego przeliczenia elementów [12], rys. 7.10.



Rys. 7.10. Przeliczanie dwójników równoważnych LR
Fig. 7.10. Conversion of two-terminal networks LR



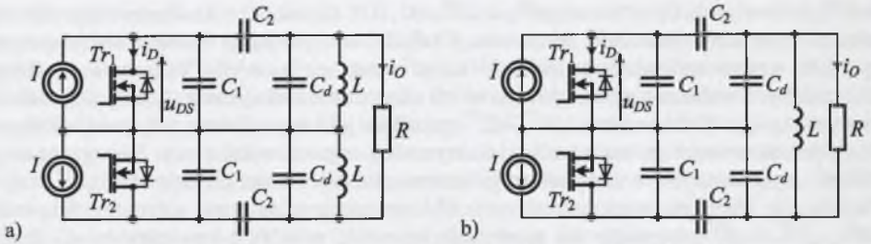
Rys. 7.11. Falowniki klasy E: a) ${}_1E^{SP}{}_S$, b) ${}_2E^{SP}{}_S$, c) ${}_3E^{SP}{}_N$; d) przekształcenie ${}_2E^{SP}{}_S$ w ${}_3E^{SP}{}_N$
Fig. 7.11. Class E inverters: a) ${}_1E^{SP}{}_S$, b) ${}_2E^{SP}{}_S$, c) ${}_3E^{SP}{}_N$; d) transformation from ${}_2E^{SP}{}_S$ to ${}_3E^{SP}{}_N$



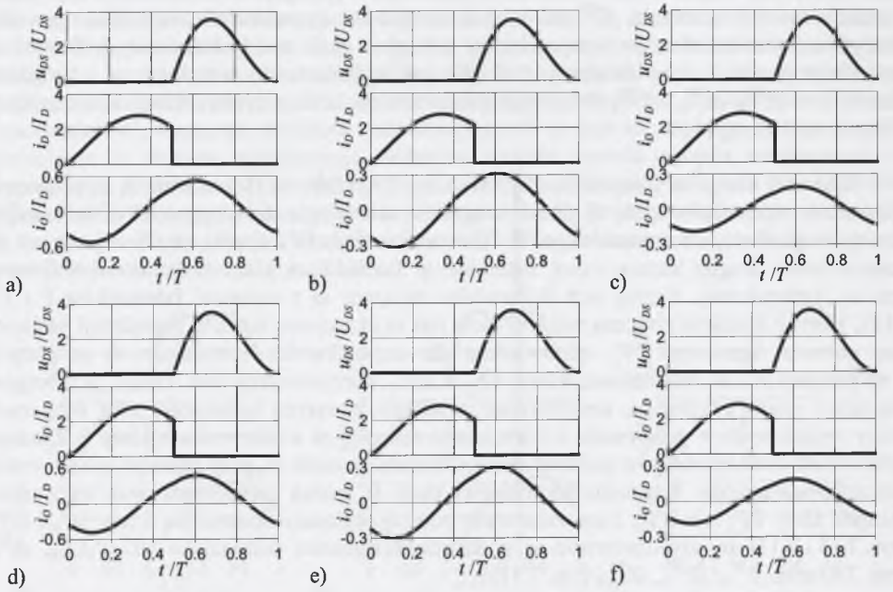
Rys. 7.12. Przebiegi napięć i prądów falowników klasy E: a) ${}_1E^{SP}{}_S$, b) ${}_2E^{SP}{}_S$ i c) ${}_3E^{SP}{}_N$
Fig. 7.12. Voltage and current waveforms of Class E inverters: a) ${}_1E^{SP}{}_S$, b) ${}_2E^{SP}{}_S$, c) ${}_3E^{SP}{}_N$

Kolejną grupą falowników klasy E, których właściwości poddano analizie, są symetryczne falowniki ${}_1E^{SP}{}_*$–${}_9E^{SP}{}_*$ (rys. 7.11, 7.13). Falowniki te utworzono na podstawie ich niesymetrycznych odpowiedników ${}_1E^{N}{}_*$–${}_6E^{N}{}_*$.

Podstawowe wyjaśnienia sformułowane odnośnie do falowników ${}_1E^{N}{}_S$, ${}_2E^{N}{}_N$ i ${}_3E^{N}{}_N$ (rys. 7.6, 7.7) odnoszą się również do falowników: ${}_1E^{SP}{}_S$, ${}_2E^{SP}{}_S$ i ${}_3E^{SP}{}_N$ (rys. 7.11, 7.12). Ponieważ w schemacie falownika ${}_2E^{SP}{}_S$ obwód wyjściowy jest podłączony różnicowo, dlatego kondensator blokujący składową stałą napięcia jest zbędny. Schemat falownika ${}_3E^{SP}{}_N$ można uzyskać modyfikując schemat falownika ${}_2E^{SP}{}_S$. Źródła prądu zasilania I zastąpiono przez źródło napięcia E i cewki L o takiej indukcyjności, aby dla pracy optymalnej falownika całkowicie wyeliminować cewkę z obwodu wyjściowego (rys. 7.11d). Schematy falowników z rys. 7.11c oraz 7.11d są równoważne, uwzględniając równoległe połączenie pojemności C_1 i C_2 (rys. 7.11c). Symetryczne falowniki ${}_1E^{SP}{}_S$, ${}_2E^{SP}{}_S$ i ${}_3E^{SP}{}_N$ w porównaniu z niesymetrycznymi falownikami ${}_1E^{N}{}_S$, ${}_2E^{N}{}_N$ i ${}_3E^{N}{}_N$ (tab. 7.2) uzyskują podobne moce wyjściowe ($c_{Po}/c_{Po,1E}$), nieco niższe maksymalne częstotliwości pracy ($k_{C,1E}/k_C$) oraz ze względu na eliminację harmonicznych parzystych ich prądy obciążenia są znacznie mniej odkształcone (k_{hi}). Jest to również wyraźnie widoczne, porównując przebiegi prądu i_O z rys. 7.7 i 7.12.



Rys. 7.13. Falowniki klasy E: a) ${}_4E^{SP}{}_S$, ${}_5E^{SP}{}_S$, ${}_6E^{SP}{}_S$, b) ${}_7E^{SP}{}_S$, ${}_8E^{SP}{}_S$, ${}_9E^{SP}{}_S$
Fig. 7.13. Class E inverters: a) ${}_4E^{SP}{}_S$, ${}_5E^{SP}{}_S$, ${}_6E^{SP}{}_S$, b) ${}_7E^{SP}{}_S$, ${}_8E^{SP}{}_S$, ${}_9E^{SP}{}_S$

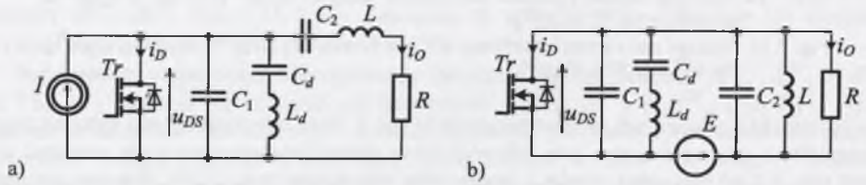


Rys. 7.14. Przebiegi napięć i prądów falowników klasy E: a) ${}_4E^{SP}{}_S$, b) ${}_5E^{SP}{}_S$, c) ${}_6E^{SP}{}_S$, d) ${}_7E^{SP}{}_S$, e) ${}_8E^{SP}{}_S$, f) ${}_9E^{SP}{}_S$
Fig. 7.14. Voltage and current waveforms of Class E inverters: a) ${}_4E^{SP}{}_S$, b) ${}_5E^{SP}{}_S$, c) ${}_6E^{SP}{}_S$, d) ${}_7E^{SP}{}_S$, e) ${}_8E^{SP}{}_S$, f) ${}_9E^{SP}{}_S$

Falowniki o schematach przedstawionych na rys. 7.13 są odpowiednikami symetrycznymi falowników o schemacie z rys. 7.8a. Ich wyjściowy obwód rezonansowy może zawierać dwie cewki (rys. 7.13a) lub jedną cewkę L podłączoną różnicowo (rys. 7.13b). Nie jest natomiast możliwe podobne zastąpienie dwóch kondensatorów C_d jednym kondensatorem różnicowym, gdyż wówczas, pomimo spełnienia warunków ZVS i ZdVS, prądy tranzystorów zmieniałyby się skokowo przy załączaniu. Wpływ włączenia kondensatora różnicowego na właściwości falowników symetrycznych wyjaśniono dokładniej w podrozdz. 7.5. Ponieważ cewki L falownika z rys. 7.13a dla harmonicznej podstawowej i harmonicznych nieparzystych ich prądów połączone są szeregowo, dlatego w tym przypadku wartość względnej reaktancji indukcyjnej $X^{\bullet}_L$ przyjęto następująco: $X^{\bullet}_L = 0{,}5/Q_L = 0{,}5/10 = 0{,}05$. Do analizy przyjęto trzy reprezentatywne przypadki wartości elementów falowników: ${}_4E^{SP}{}_S$ i ${}_7E^{SP}{}_S$ ($C_1 = 0$, $C_2 > 0$, $C_d > 0$), ${}_5E^{SP}{}_S$

i ${}_8E^{SP}{}_S$ ($C_1 = C_d > 0$, $C_2 > 0$) oraz ${}_6E^{SP}{}_S$ i ${}_9E^{SP}{}_S$ ($C_1 > 0$, $C_2 > 0$, $C_d = 0$). Porównując dla odpowiednich par falowników dane zestawione w tab. 7.2 oraz przebiegi czasowe zamieszczone na rys. 7.14, można stwierdzić, że zmiana liczby cewek ma niewielki wpływ na właściwości falowników. Uwidacznia się on głównie w ich nieznacznie różnej maksymalnej częstotliwości pracy ($k_{C,1E}/k_C$). W falownikach ${}_4E^{SP}{}_S$–${}_9E^{SP}{}_S$ możliwe jest dopasowanie rezystancji obciążenia {24}, jednak towarzyszą temu zmiany maksymalnej częstotliwości pracy. Najwyższa częstotliwość uzyskiwana jest w przypadku wyeliminowania pojemności C_d (falowniki ${}_6E^{SP}{}_S$ i ${}_9E^{SP}{}_S$). Zwiększając stopniowo wartość reaktancji X^*_L oraz zachowując pracę optymalną falowników ${}_4E^{SP}{}_S$, ${}_5E^{SP}{}_S$ i ${}_6E^{SP}{}_S$, uzyskuje się ostatecznie falownik, w którym kondensatory C_2 stają się kondensatorami blokującymi jedynie składową stałą napięcia ($X^*_{C2} \approx 0$ dla $C_2 >> 0$). Można wykazać, że właściwości takiego falownika są analogiczne do właściwości falownika ${}_3E^{SP}{}_N$ (rys. 7.11c). Ze względu na konieczność zapewnienia przepływu składowej stałej prądu zasilania, cewek L falownika ${}_3E^{SP}{}_N$ nie można zastąpić jedną cewką różnicową. Natomiast taka modyfikacja jest możliwa po wprowadzeniu w miejsce tych cewek dodatkowych dławików, które będą przewodzić tę składową. Podobnie jak wyjaśniono to wcześniej, w schematach falowników ${}_7E^{SP}{}_S$, ${}_8E^{SP}{}_S$ i ${}_9E^{SP}{}_S$ równoległe połączenie cewki L i rezystora R można zastąpić ich połączeniem szeregowym.

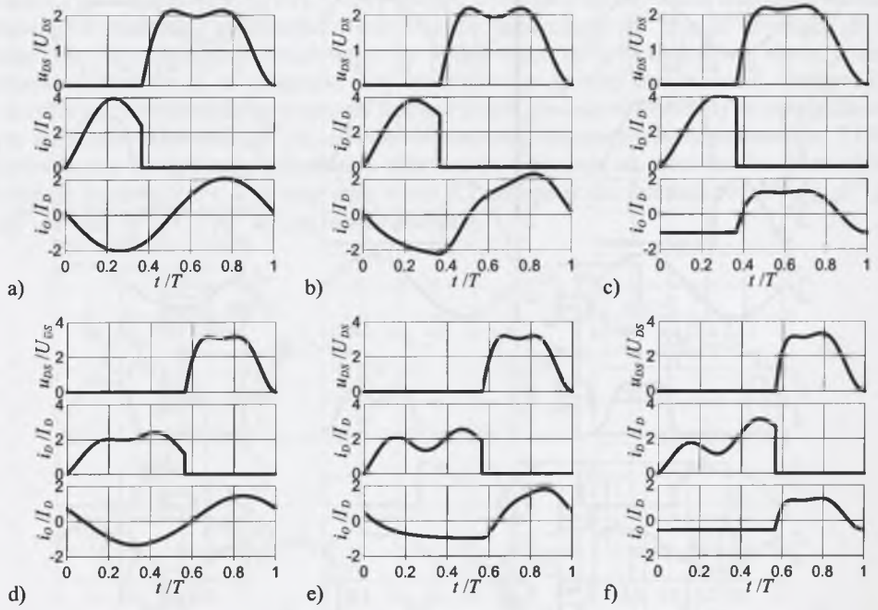
Schematy niesymetrycznych falowników klasy EF_2 i E/F_3 {13} tworzone są na podstawie schematów falowników klasy E przez dołączenie równolegle do tranzystora dodatkowego, szeregowego obwodu rezonansowego. W falownikach klasy EF_2 obwód ten dostrojony jest do częstotliwości drugiej harmonicznej, natomiast w falownikach klasy E/F_3 do częstotliwości trzeciej harmonicznej. Nazwy tych falowników związane są z nazwami **falowników F i F^{-1}** {11}, których charakterystyczną właściwością jest m.in. zerowa wartość impedancji wejściowej obwodu drenowego {9}, odpowiednio dla częstotliwości harmonicznych parzystych i nieparzystych. W falownikach klasy EF_2 i E/F_3 korzystniejszy jest kształt przebiegów napięcia i prądu tranzystora, umożliwiając uzyskanie wyższych sprawności oraz większych mocy wyjściowych w porównaniu z wartościami osiąganymi w falownikach klasy E. Dlatego właściwości tych falowników poddano dalszej analizie w rozdz. 9, przy czym jej zakres został znacznie rozszerzony. Każdemu falownikowi klasy E można przyporządkować jego odpowiednik klasy EF_2 lub E/F_3. Zaprezentowane poniżej schematy falowników klasy EF_2 i E/F_3 (rys. 7.15 i 7.17) zostały utworzone na podstawie schematów falowników ${}_1E^N{}_S$, ${}_2E^N{}_N$, ${}_3E^N{}_N$ (rys. 7.6) oraz ${}_1E^{SP}{}_S$, ${}_2E^{SP}{}_S$, ${}_3E^{SP}{}_N$ (rys. 7.11).



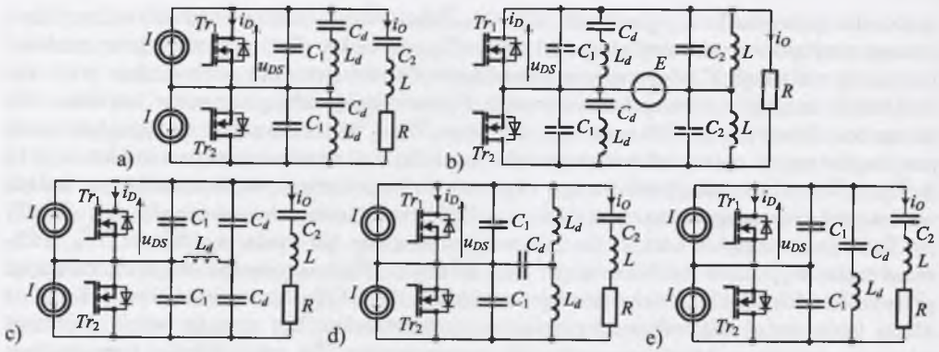
Rys. 7.15. Falowniki klasy EF_2 i E/F_3: a) ${}_1E^N{}_SF_2$, ${}_2E^N{}_NF_2$, ${}_1E^N{}_S/F_3$, ${}_2E^N{}_N/F_3$, b) ${}_3E^N{}_NF_2$, ${}_3E^N{}_N/F_3$
Fig. 7.15. Class EF_2 and E/F_3 inverters: a) ${}_1E^N{}_SF_2$, ${}_2E^N{}_NF_2$, ${}_1E^N{}_S/F_3$, ${}_2E^N{}_N/F_3$, b) ${}_3E^N{}_NF_2$, ${}_3E^N{}_N/F_3$

Schematy falowników ${}_1E^N{}_SF_2$, ${}_2E^N{}_NF_2$, ${}_3E^N{}_NF_2$ oraz ${}_1E^N{}_S/F_3$, ${}_2E^N{}_N/F_3$, ${}_3E^N{}_N/F_3$ zamieszczono na rys. 7.15, wyznaczone dla nich przebiegi czasowe przedstawiono na rys. 7.16, natomiast obliczone wartości parametrów zestawiono w zbiorczej tab. 7.2. Obliczenia przeprowadzono dla wartości współczynnika wypełnienia przewodzenia tranzystora D równych 0,36 (EF_2) oraz 0,56 (E/F_3), zapewniając w ten sposób uzyskanie w przybliżeniu najmniejszych

wartości współczynnika k_{UI} (podrozdz. 9.2). Dla dodatkowego, szeregowego obwodu rezonansowego przyjęto wartość względnej reaktancji X^*_{Ld} równą 10, dla której wymagane wartości względnej reaktancji X^*_{Cd} wynosiły w przybliżeniu 40 i 90 (rezonans odpowiednio przy częstotliwości drugiej i trzeciej harmonicznej). Porównując przebiegi czasowe uzyskane dla falowników klasy E (rys. 7.7) oraz EF_2 i E/F_3 (rys. 7.16), widoczne są korzystne spłaszczenia przebiegów napięć oraz prądów tranzystorów z rys. 7.16. Bezpośrednią tego konsekwencją są mniejsze wartości współczynników k_{Um} i k_{UI} oraz większa wartość współczynnika c_{Po}, będącą wprost proporcjonalna do mocy wyjściowej. Moce wyjściowe falowników ${}_1E^N{}_S/F_3$, ${}_2E^N{}_N/F_3$ i ${}_3E^N{}_N/F_3$ zwiększają się od 13% do 24% względem mocy falownika odniesienia ${}_1E^N{}_S$, natomiast moce wyjściowe falowników ${}_1E^N{}_SF_2$, ${}_2E^N{}_NF_2$ i ${}_3E^N{}_NF_2$ są jeszcze większe, osiągając przyrost od 33% do 43%. Wszystkie falowniki klasy EF_2 i E/F_3, szczególnie klasy E/F_3, mają niższe maksymalne częstotliwości przełączania tranzystorów. Jest to m.in. wynik pojemnościowego charakteru dodatkowego obwodu rezonansowego dla częstotliwości harmonicznej podstawowej. Zauważalny jest także korzystny wpływ tego obwodu na odkształcenie prądu obciążenia, szczególnie w falownikach klasy EF_2. W schemacie z rys. 7.15b uwzględniono jeden z dwóch możliwych sposobów włączenia obwodu dodatkowego, dla którego w napięciu kondensatora C_d występuje składowa stała. Drugi sposób polega na przyłączeniu tego obwodu równolegle do obwodu wyjściowego. Wówczas wartość średnia napięcia kondensatora C_d wynosi zero. Podobnie jak zauważono to wcześniej dla falownika ${}_3E^N{}_N$ (str. 91), falowniki ${}_3E^N{}_NF_2$ i ${}_3E^N{}_N/F_3$ mogą być alternatywnie zasilane ze źródła prądu przyłączonego równolegle do tranzystora. Wymagany jest wtedy kondensator blokujący składową stałą napięcia włączony w miejsce źródła zasilania E (rys. 7.15b).

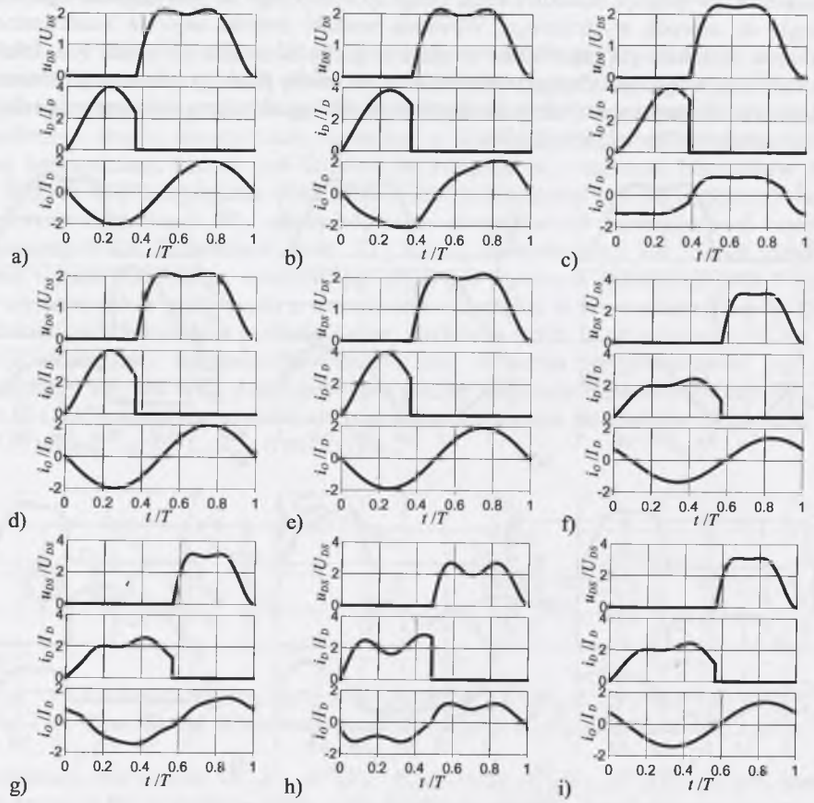


Rys. 7.16. Przebiegi napięć i prądów falowników klasy EF_2 i E/F_3: a) ${}_1E^N{}_SF_2$, b) ${}_2E^N{}_NF_2$, c) ${}_3E^N{}_NF_2$, d) ${}_1E^N{}_S/F_3$, e) ${}_2E^N{}_N/F_3$, f) ${}_3E^N{}_N/F_3$
Fig. 7.16. Voltage and current waveforms of Class EF_2 and E/F_3 inverters: a) ${}_1E^N{}_SF_2$, b) ${}_2E^N{}_NF_2$, c) ${}_3E^N{}_NF_2$, d) ${}_1E^N{}_S/F_3$, e) ${}_2E^N{}_N/F_3$, f) ${}_3E^N{}_N/F_3$



Rys. 7.17. Falowniki klasy EF_2 i E/F_3: a) ${}_1E^{SP}{}_SF_2$, ${}_2E^{SP}{}_NF_2$, ${}_1E^{SP}{}_S/F_3$, ${}_2E^{SP}{}_S/F_3$, b) ${}_3E^{SP}{}_NF_2$, ${}_3E^{SP}{}_N/F_3$, c) ${}_4E^{SP}{}_SF_2$, d) ${}_5E^{SP}{}_SF_2$, e) ${}_4E^{SP}{}_S/F_3$

Fig. 7.17. Class EF_2 and E/F_3 inverters: a) ${}_1E^{SP}{}_SF_2$, ${}_2E^{SP}{}_NF_2$, ${}_1E^{SP}{}_S/F_3$, ${}_2E^{SP}{}_S/F_3$, b) ${}_3E^{SP}{}_NF_2$, ${}_3E^{SP}{}_N/F_3$, c) ${}_4E^{SP}{}_SF_2$, d) ${}_5E^{SP}{}_SF_2$, e) ${}_4E^{SP}{}_S/F_3$

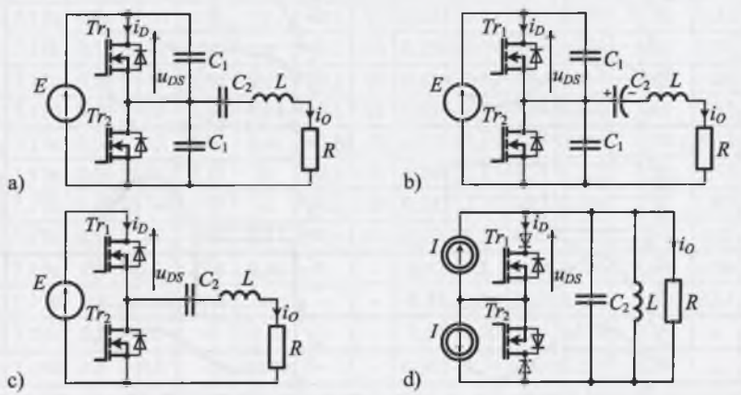


Rys. 7.18. Przebiegi napięć i prądów falowników klasy EF_2 i E/F_3: a) ${}_1E^{SP}{}_SF_2$, b) ${}_2E^{SP}{}_NF_2$, c) ${}_3E^{SP}{}_NF_2$, d) ${}_4E^{SP}{}_SF_2$, e) ${}_5E^{SP}{}_SF_2$, f) ${}_1E^{SP}{}_S/F_3$, g) ${}_2E^{SP}{}_S/F_3$, h) ${}_3E^{SP}{}_N/F_3$, i) ${}_4E^{SP}{}_S/F_3$

Fig. 7.18. Voltage and current waveforms of Class EF_2 and E/F_3 inverters: a) ${}_1E^{SP}{}_SF_2$, b) ${}_2E^{SP}{}_NF_2$, c) ${}_3E^{SP}{}_NF_2$, d) ${}_4E^{SP}{}_SF_2$, e) ${}_5E^{SP}{}_SF_2$, f) ${}_1E^{SP}{}_S/F_3$, g) ${}_2E^{SP}{}_S/F_3$, h) ${}_3E^{SP}{}_N/F_3$, i) ${}_4E^{SP}{}_S/F_3$

Kolejna grupa falowników składa się z symetrycznych falowników ${}_1E^{SP}{}_*F_2$–${}_5E^{SP}{}_*F_2$ oraz ${}_1E^{SP}{}_*/F_3$–${}_4E^{SP}{}_*/F_3$ (rys. 7.17), których schematy utworzono na podstawie schematów niesymetrycznych falowników klasy EF_2 i E/F_3 (rys. 7.15). Przedstawione na rys. 7.18 przebiegi czasowe napięć i prądów oraz zamieszczone w tab. 7.2 dane porównawcze obliczono dla wartości współczynnika wypełnienia D, odpowiadających największym mocom wyjściowym tych falowników. Praca falownika symetrycznego ze współczynnikiem wypełnienia D różnym od 0,5 powoduje, że jego tranzystory przez pewien przedział czasu przewodzą jednocześnie ($D > 0{,}5$) lub występuje ich jednoczesne wyłączenie ($D < 0{,}5$). Przypadki takiej pracy falowników symetrycznych były dotychczas niezmiernie rzadko analizowane w literaturze, np. [25, 87]. Właściwości par utworzonych z falowników niesymetrycznych (${}_1E^N{}_SF_2$, ${}_2E^N{}_NF_2$, ${}_3E^N{}_NF_2$; ${}_1E^N{}_S/F_3$, ${}_2E^N{}_N/F_3$, ${}_3E^N{}_N/F_3$) oraz ich odpowiedników symetrycznych (${}_1E^{SP}{}_SF_2$, ${}_2E^{SP}{}_NF_2$, ${}_3E^{SP}{}_NF_2$; ${}_1E^{SP}{}_S/F_3$, ${}_2E^{SP}{}_S/F_3$, ${}_3E^{SP}{}_N/F_3$) są zbliżone. Różnice występują pod względem innej wartości współczynnika wypełnienia D dla falowników ${}_3E^{SP}{}_NF_2$ i ${}_3E^{SP}{}_N/F_3$ oraz znacznie mniejszego odkształcenia prądu obciążenia dla falowników ${}_1E^{SP}{}_S/F_3$, ${}_2E^{SP}{}_S/F_3$ i ${}_3E^{SP}{}_N/F_3$.

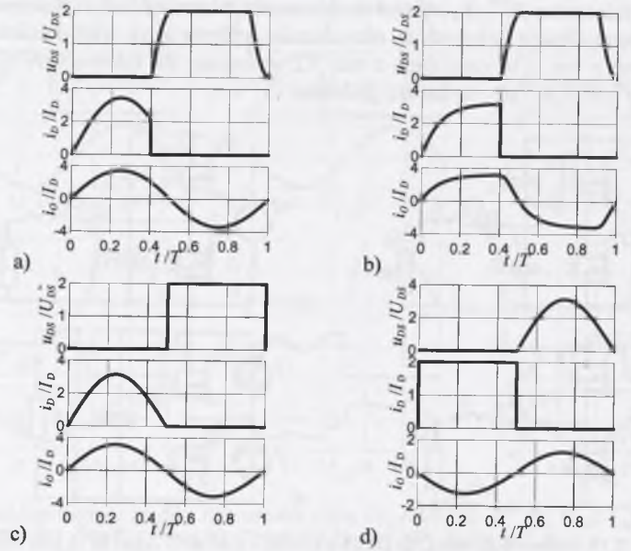
Schematy falowników klasy EF_2 i E/F_3 z rys. 7.17a i b mogą zostać uproszczone przez zmianę sposobu dołączenia ich dodatkowych obwodów rezonansowych. Możliwe modyfikacje przedstawiono na przykładzie falowników ${}_1E^{SP}{}_SF_2$ i ${}_1E^{SP}{}_S/F_3$. W schemacie falownika ${}_1E^{SP}{}_SF_2$ obwody te muszą być tak połączone, aby umożliwiały przepływ prądu o częstotliwości drugiej harmonicznej. Przypadki takie zamieszczono na rys. 7.17c i d. W schemacie falownika ${}_4E^{SP}{}_SF_2$ wyeliminowano jedną cewkę, natomiast w schemacie falownika ${}_5E^{SP}{}_SF_2$ usunięto jeden kondensator. Ponieważ przez cewkę L_d (rys. 7.17c) oraz kondensator C_d (rys. 7.17d) przepływa prąd o dwukrotnie większej wartości w porównaniu z wartością odpowiednich prądów cewek L_d i kondensatorów C_d (rys. 7.17a), dlatego wymagane do uzyskania rezonansu wartości względnych reaktancji pojemnościowych X^*_{Cd} dla falowników ${}_1E^{SP}{}_SF_2$, ${}_4E^{SP}{}_SF_2$ i ${}_5E^{SP}{}_SF_2$ są różne (tab. 7.2). Natomiast dzięki temu, że w falowniku ${}_1E^{SP}{}_S/F_3$ dodatkowe obwody rezonansowe dostrojone są do rezonansu przy częstotliwości trzeciej harmonicznej, możliwe jest całkowite wyeliminowanie ze schematu jednego z tych obwodów. Pozostały w zmodyfikowanym schemacie falownika ${}_4E^{SP}{}_S/F_3$ obwód rezonansowy włączony jest różnicowo (rys. 7.17e). Wprowadzone modyfikacje schematów nieznacznie wpływają na właściwości falowników. Przebiegi czasowe z rys. 7.18 oraz dane z tab. 7.2 obliczone dla falowników ${}_1E^{SP}{}_SF_2$, ${}_4E^{SP}{}_SF_2$ i ${}_5E^{SP}{}_SF_2$ oraz ${}_1E^{SP}{}_S/F_3$ i ${}_4E^{SP}{}_S/F_3$ są bardzo podobne.



Rys. 7.19. Falowniki klasy DE, D i D^{-1}: a) ${}_1DE^{SP}{}_S$, b) ${}_2DE^{SP}{}_N$, c) ${}_D{}^{SP}{}_S$ i d) $1/{}_D{}^{SP}{}_S$

Fig. 7.19. Class DE, D, and D^{-1} inverters: a) ${}_1DE^{SP}{}_S$, b) ${}_2DE^{SP}{}_N$, c) ${}_D{}^{SP}{}_S$, d) $1/{}_D{}^{SP}{}_S$

W porównaniu uwzględniono również reprezentatywne falowniki klasy DE, D i D^{-1} (1/D). Schematy falowników ${}_1DE^{SP}{}_S$, ${}_2DE^{SP}{}_N$, $D^{SP}{}_S$ i $1/D^{SP}{}_S$ przedstawiono na rys. 7.19, odpowiednie przebiegi czasowe zamieszczono na rys. 7.20 oraz dane porównawcze zestawiono w tab. 7.2. Ponieważ w falownikach ${}_1DE^{SP}{}_S$ i ${}_2DE^{SP}{}_N$ podczas wyłączenia obu tranzystorów ($D = 0{,}4 < 0{,}5$) przeładowywane są pojemności C_1, dlatego podobnie jak w falownikach klasy E minimalizowane są straty mocy przełączania ich tranzystorów. W porównaniu z falownikami klasy E uzyskuje się w nich znacznie większe moce wyjściowe ($c_{Po}/c_{Po,1E}$), natomiast ich maksymalne częstotliwości pracy ($k_{C,1E}/k_C$) są zdecydowanie niższe. Z kolei, porównując moce wyjściowe falowników klasy DE oraz EF_2 i E/F_3, przewaga tych pierwszych jest wyraźnie mniejsza. Podstawową wadą falowników klasy DE jest umiejscowienie tranzystorów z ich układami sterowania na różnych potencjałach. Ten sam potencjał można uzyskać stosując transformator separujący z dzielonym uzwojeniem, ale niestety towarzyszą temu zwykle oscylacje pasożytnicze. Dlatego falowniki klasy DE znajdują zastosowania przy częstotliwościach pracy poniżej 10 MHz. Falowniki $D^{SP}{}_S$ i $1/D^{SP}{}_S$ tworzą parę falowników dualnych. Falownik $D^{SP}{}_S$ ma największą moc wyjściową przy pominięciu wyjściowych pojemności tranzystorów. Niestety ze względu na przełączanie tranzystorów przy niezerowym napięciu i towarzyszące temu straty mocy, jego częstotliwość pracy jest zwykle ograniczona do kilkuset kiloherców. Modyfikacją tego falownika przeznaczoną do zastosowań przy wyższych częstotliwościach jest omówiony już falownik ${}_1DE^{SP}{}_S$. Natomiast falownik $1/D^{SP}{}_S$ ma moc wyjściową porównywalną z mocami falowników klasy E, EF_2 i E/F_3. W falowniku tym występuje przełączanie tranzystorów przy zerowym napięciu, dzięki czemu mogą być osiągnięte megahercowe częstotliwości przełączania. Wymaga to jednak uwzględnienia w schemacie falownika wyjściowych pojemności tranzystorów. Warunki przełączania tranzystorów w falowniku $1/D^{SP}{}_S$ (ZVS+NZCS i ZVS+NZCS) są mniej korzystne niż warunki uzyskiwane w falownikach klasy E (ZVS+ZCS i ZVS+NZCS). Ponadto, w celu uniknięcia twardego załączania tranzystorów falownika $1/D^{SP}{}_S$ przy zmianach parametrów podczas pracy, konieczne jest użycie dodatkowych diod dołączonych szeregowo do tranzystorów (rys. 7.19d).



Rys. 7.20. Przebiegi napięć i prądów falowników klasy DE, D i D^{-1}: a) ${}_1DE^{SP}{}_S$, b) $DE^{SP}{}_N$, c) $D^{SP}{}_S$, d) $1/D^{SP}{}_S$
Fig. 7.20. Voltage and current waveforms of Class DE, D, D^{-1} inverters: a) ${}_1DE^{SP}{}_S$, b) ${}_2DE^{SP}{}_N$, c) $D^{SP}{}_S$, d) $1/D^{SP}{}_S$

Tabela 7.2

Parametry porównywanych falowników rezonansowych

	Rys.	D	X^*_L	X^*_{C1}	X^*_{C2}	X^*_{Cd}	X^*_{Ld}	$R^{*}_{dc}{}^{*}$	k_{Um}	k_{UI}	c_{Po}	$c_{Po}/c_{Po,1E}$	k_C	$k_{C,1E}/k_C$	k_{hi}
${}_1E^N{}_S$	7.6a	0,5	10	5,05	8,79	-	-	1,82	3,59	5,50	0,182	1	1,19	1	5,3
${}_2E^N{}_N$	7.6b	0,5	1,79	4,59	0	-	-	2,78	3,73	5,77	0,173	0,95	0,68	1,75	31
${}_3E^N{}_N$	7.6c	0,5	0,410	0,975	∞	-	-	0,522	3,85	6,28	0,159	0,87	0,79	1,51	61
${}_4E^N{}_N$	7.8a	0,5	0,1	∞	0,235	0,138	-	0,135	3,59	5,52	0,181	0,99	∞	0	11
${}_5E^N{}_N$	7.8a	0,5	0,1	0,221	0,143	0,221	-	0,050	3,59	5,52	0,181	0,99	1,90	0,63	11
${}_6E^N{}_N$	7.8a	0,5	0,1	0,051	0,087	∞	-	0,018	3,59	5,52	0,181	0,99	1,18	1,01	11
${}_7E^N{}_S$	7.8b	0,5	10	∞	23,8	13,9	-	13,3	3,59	5,50	0,182	1	∞	0	5,3
${}_8E^N{}_S$	7.8b	0,5	10	22,2	14,6	22,2	-	4,99	3,59	5,50	0,182	1	1,90	0,63	5,3
${}_1E^{SP}{}_S$	7.11a	0,5	10	2,74	8,84	-	-	0,436	3,58	5,52	0,181	0,99	1,35	0,88	0,8
${}_2E^{SP}{}_S$	7.11b	0,5	1,22	2,94	0	-	-	0,444	3,80	5,87	0,170	0,93	1,35	0,88	7,9
${}_3E^{SP}{}_N$	7.11c	0,5	0,410	0,975	∞	-	-	0,172	3,85	5,68	0,176	0,97	1,09	1,09	21
${}_4E^{SP}{}_S$	7.13a	0,5	0,05	∞	0,119	0,069	-	0,034	3,58	5,49	0,182	1	∞	0	2,5
${}_5E^{SP}{}_S$	7.13a	0,5	0,05	0,110	0,072	0,110	-	0,012	3,58	5,49	0,182	1	1,92	0,62	2,5
${}_6E^{SP}{}_S$	7.13a	0,5	0,05	0,026	0,043	∞	-	0,005	3,58	5,49	0,182	1	1,19	1	2,5
${}_7E^{SP}{}_S$	7.13b	0,5	0,1	∞	0,114	0,071	-	0,029	3,58	5,51	0,182	1	∞	0	2,6
${}_8E^{SP}{}_S$	7.13b	0,5	0,1	0,115	0,071	0,115	-	0,011	3,58	5,51	0,182	1	2,20	0,54	2,6
${}_9E^{SP}{}_S$	7.13b	0,5	0,1	0,027	0,044	∞	-	0,004	3,58	5,51	0,182	1	1,36	0,88	2,6
${}_1E^N{}_SF_2$	7.15a	0,36	10	4,65	9,09	40,3	10	2,27	2,13	3,85	0,260	1,43	1,74	0,68	1,4
${}_2E^N{}_NF_2$	7.15a	0,36	1,09	4,10	0	40,3	10	2,68	2,17	3,91	0,256	1,41	1,27	0,94	13
${}_3E^N{}_NF_2$	7.15b	0,36	0,779	1,85	∞	40,3	10	1,08	2,23	4,14	0,242	1,33	1,42	0,84	28
${}_1E^N{}_S/F_3$	7.15a	0,56	10	8,64	9,42	90,6	10	0,997	3,15	4,43	0,226	1,24	3,87	0,31	3,8
${}_2E^N{}_N/F_3$	7.15a	0,56	0,775	5,13	0	90,4	10	1,05	3,17	4,45	0,225	1,24	2,16	0,55	35
${}_3E^N{}_N/F_3$	7.15b	0,56	0,849	3,23	∞	90,2	10	0,557	3,30	4,87	0,205	1,13	2,60	0,46	57
${}_1E^{SP}{}_SF_2$	7.17a	0,36	10	2,30	9,13	40,1	10	0,546	2,12	3,84	0,260	1,43	1,80	0,66	1,3
${}_2E^{SP}{}_NF_2$	7.17a	0,36	1,03	1,99	0	40,1	10	0,635	2,14	3,86	0,259	1,42	1,32	0,90	12
${}_3E^{SP}{}_NF_2$	7.17b	0,38	0,395	0,965	∞	40,2	10	0,256	2,29	4,18	0,239	1,31	1,50	0,79	23
${}_4E^{SP}{}_SF_2$	7.17c	0,36	10	2,34	9,17	80,1	10	0,529	2,12	3,84	0,260	1,43	1,89	0,63	1,2
${}_5E^{SP}{}_SF_2$	7.17d	0,36	10	2,10	9,24	20.1	10	0,490	2,12	3,84	0,260	1,43	1,83	0,65	1,2
${}_1E^{SP}{}_S/F_3$	7.17a	0,56	10	4,62	9,41	90,3	10	0,250	3,15	4,45	0,225	1,24	4,14	0,29	0,4
${}_2E^{SP}{}_S/F_3$	7.17a	0,56	0,665	4,17	0	90,3	10	0,266	3,17	4,51	0,222	1,22	3,52	0,34	5,7
${}_3E^{SP}{}_N/F_3$	7.17b	0,48	0,748	1,47	∞	89,3	10	0,225	2,70	4,07	0,246	1,35	1,82	0,65	33
${}_4E^{SP}{}_S/F_3$	7.17e	0,56	10	4,60	9,41	90,6	10	0,250	3,16	4,45	0,225	1,24	4,12	0,29	0,4
${}_1DE^{SP}{}_S$	7.19a	0,4	10	17,5	9,56	-	-	6,02	2	3,38	0,296	1,63	4,90	0,24	1,3
${}_2DE^{SP}{}_N$	7.19b	0,4	0,567	10,9	0	-	-	6,44	2	3,32	0,301	1,65	2,81	0,42	19
$D^{SP}{}_S$	7.19c	0,5	10	-	10,03	-	-	4,94	2,00	3,14	0,318	1,75	∞	0	1,4
$1/D^{SP}{}_S$	7.19d	0,5	0,1	-	0,100	-	-	0,203	3,14	4,45	0,225	1,24	∞	0	1,4

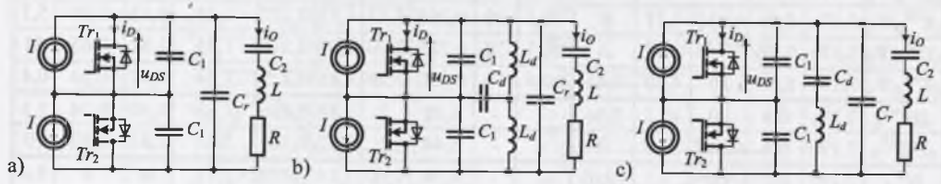
* W przypadku wszystkich falowników symetrycznych, w schematach których zaznaczono zasilanie z dwóch źródeł prądu I, wartość rezystancji R^{*}_{dc} obliczono jak dla zasilania z pojedynczego źródła napięcia E przyłączonego poprzez dławiki L_1 (rys. 7.5a), przy obciążeniu falownika rezystancją R ($R^{*}_{dc} = E/(2 \cdot I \cdot R) = U_{DS}/(2 \cdot I_D \cdot R)$)

7.5. Falowniki symetryczne z kondensatorem różnicowym

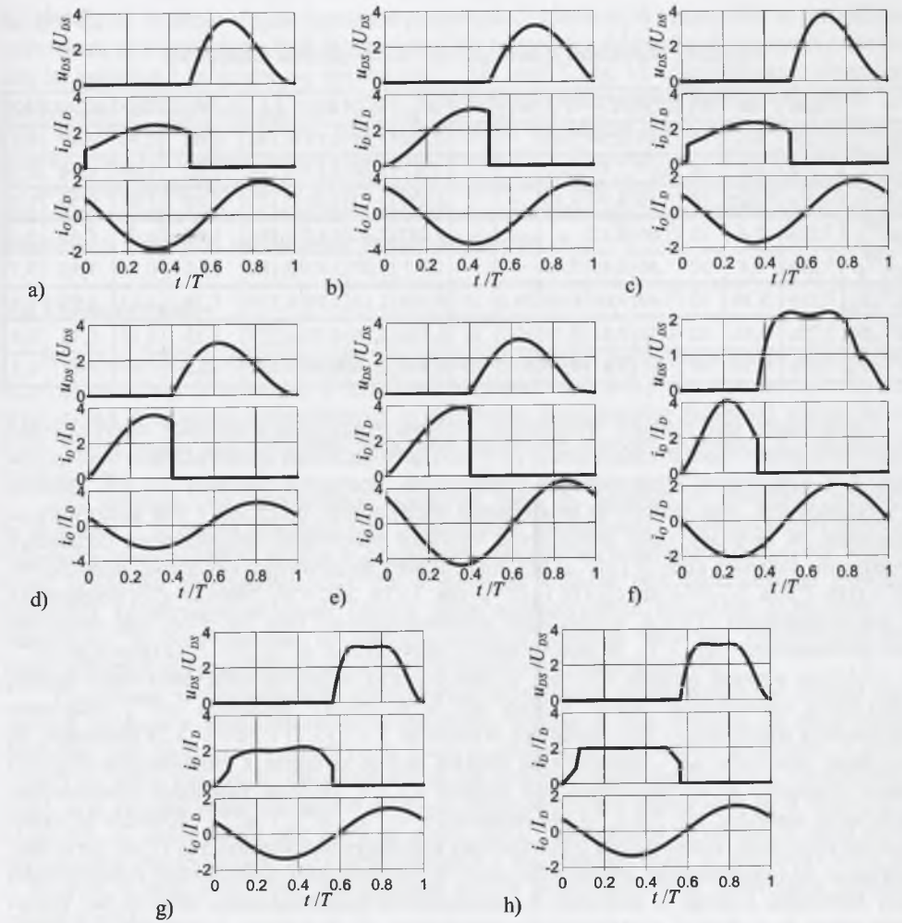
W podrozdziale 7.4 przeanalizowano właściwości licznej grupy falowników klasy E, porównując m.in. możliwe do uzyskania moce wyjściowe. Oprócz niesymetrycznych falowników klasy E w porównaniu uwzględniono również ich warianty symetryczne. Ponadto pod uwagę wzięto niesymetryczne i symetryczne falowniki klasy EF_2 i E/F_3, w których stosunkowo prosto uzyskuje się większe moce wyjściowe niż moc wyjściowa falownika odniesienia ${}_1E^N_S$. Z literatury znana jest jeszcze inna metoda poprawy właściwości energetycznych symetrycznych falowników klasy E. Mianowicie w publikacji [44], w celu poprawy kształtu przebiegów prądów tranzystorów, zaproponowano dołączenie pomiędzy dreny tranzystorów (rys. 7.21) dodatkowego kondensatora, tzw. kondensatora różnicowego. Analizę wpływu dołączenia kondensatora różnicowego na właściwości, a przede wszystkim na moc wyjściową falowników symetrycznych, przeprowadzono na przykładzie falowników ${}_1E^{SP}_S$ (rys. 7.11a), ${}_5E^{SP}_SF_2$ (rys. 7.17d) oraz ${}_4E^{SP}_S/F_3$ (rys. 7.17e).

Schemat falownika ${}_1E^{SP}_S$ zmodyfikowano przez dołączenie kondensatora różnicowego C_r, uzyskując schemat falownika z rys. 7.21a. Podobnie jak dla wszystkich dotychczas rozważanych falowników klasy E, parametry falownika z rys. 7.21a początkowo dobrano tak, aby spełnione były warunki ZVS (5.1) i ZdVS (5.2) miękkiego załączania tranzystorów. Przyjęto równe wartości pojemności C_1 i C_r. Obserwując obliczone dla tego przypadku przebiegi czasowe (rys. 7.22a), okazuje się, że prąd tranzystora w chwili załączania doznaje skoku. Skok ten jest wynikiem nieciągłości prądów płynących przez pojemnościowy dzielnik C_1 i C_r podczas przełączania tranzystorów. Uzyskane dla falownika ${}_{10}E^{SP}_S$ przebiegi napięcia i prądu tranzystora odpowiadają pracy suboptymalnej falownika klasy E. Z porównania danych zamieszczonych w tab. 7.2 dla falownika ${}_1E^{SP}_S$ oraz w tab. 7.3 dla falownika ${}_{10}E^{SP}_S$ wynika, że różnią się one jedynie wartościami współczynników k_{UI}, c_{Po} i k_C. Natomiast różne wartości ich reaktancji X^*_{C1} i X^*_{Cr} można wyjaśnić równoległym połączeniem pojemności C_1 i C_r ($1/X^*_{C1,1E} = 1/X^*_{C1,10E} + 1/X^*_{Cr,10E}$), wynikającym z naprzemiennego załączenia tranzystorów. Zmieniając wartości pojemności C_1 i C_r, można więc wpływać na moc wyjściową falownika ${}_{10}E^{SP}_S$ (k_{UI}, c_{Po}, $c_{Po}/c_{Po,1E}$) oraz jego maksymalną częstotliwość pracy (k_C, $k_{C,1E}/k_C$). W falowniku ${}_{10}E^{SP}_S$ moc wyjściowa jest o 7% większa oraz maksymalna częstotliwość około dwukrotnie niższa w porównaniu z wartościami dla falownika ${}_1E^{SP}_S$. W granicznym przypadku ($X^*_{C1} >> 0$ dla $C_1 \approx 0$) przyrost mocy wyjściowej falownika ${}_{10}E^{SP}_S$ nie przekracza 10%.

W falowniku ${}_{10}E^{SP}_S$ można na dwa sposoby przywrócić miękkie załączanie tranzystorów. Pierwszy sposób polega na zmianie wartości elementów obwodu głównego. Zachowując nadal warunek $C_1 = C_r$, wartości reaktancji X^*_{C1}, X^*_{Cr} ($X^*_{C1} = X^*_{Cr}$) i X^*_{C2} dobrano tak, aby wyeliminować skok prądu podczas załączania tranzystorów. Uzyskano falownik oznaczony jako ${}_{11}E^{SP}_S$, w którym dla pracy optymalnej tranzystory załączane są ponownie miękko (rys. 7.22b).



Rys. 7.21. Przykładowe falowniki symetryczne z kondensatorem różnicowym:
a) ${}_{10}E^{SP}_S$, ${}_{11}E^{SP}_S$, ${}_{12}E^{SP}_S$, ${}_{13}E^{SP}_S$, ${}_{14}E^{SP}_S$, b) ${}_6E^{SP}_SF_2$, c) ${}_5E^{SP}_S/F_3$, ${}_6E^{SP}_S/F_3$
Fig. 7.21. Example symmetric inverters with a differential capacitor:
a) ${}_{10}E^{SP}_S$, ${}_{11}E^{SP}_S$, ${}_{12}E^{SP}_S$, ${}_{13}E^{SP}_S$, ${}_{14}E^{SP}_S$, b) ${}_6E^{SP}_SF_2$, c) ${}_5E^{SP}_S/F_3$, ${}_6E^{SP}_S/F_3$



Rys. 7.22. Przebiegi napięć i prądów falowników symetrycznych z kondensatorem różnicowym:
a) ${}_{10}E^{SP}_S$, b) ${}_{11}E^{SP}_S$, c) ${}_{12}E^{SP}_S$, d) ${}_{13}E^{SP}_S$, e) ${}_{14}E^{SP}_S$, f) ${}_6E^{SP}_SF_2$, g) ${}_5E^{SP}_S/F_3$, h) ${}_6E^{SP}_S/F_3$
Fig. 7.22. Voltage and current waveforms of symmetric inverters with a differential capacitor:
a) ${}_{10}E^{SP}_S$, b) ${}_{11}E^{SP}_S$, c) ${}_{12}E^{SP}_S$, d) ${}_{13}E^{SP}_S$, e) ${}_{14}E^{SP}_S$, f) ${}_6E^{SP}_SF_2$, g) ${}_5E^{SP}_S/F_3$, h) ${}_6E^{SP}_S/F_3$

Falownik ten ma zbliżoną moc wyjściową do mocy falownika ${}_{10}E^{SP}_S$, a jego maksymalna częstotliwość pracy jest wyższa. Drugi sposób przywrócenia miękkiego załączania tranzystorów falownika ${}_{10}E^{SP}_S$ wymaga wydłużenia czasu ich przewodzenia ($D > 0{,}5$ – przewodzenie tranzystorów na zakładkę) i wprowadzenia nieznacznej korekty wartości elementów obwodu głównego. W wynikowym falowniku ${}_{12}E^{SP}_S$ tranzystory załączane są miękko (rys. 7.22c) oraz prąd przewodzącego tranzystora doznaje skoku w chwili wyłączenia drugiego tranzystora. Ze względu na niewielką zakładkę ($D = 0{,}525$) właściwości falowników ${}_{10}E^{SP}_S$ oraz ${}_{12}E^{SP}_S$ (tab. 7.3) są podobne. Ponieważ moc wyjściowa falownika ${}_{12}E^{SP}_S$ jest mniejsza od mocy falowników ${}_{10}E^{SP}_S$ i ${}_{11}E^{SP}_S$ oraz tylko nieznacznie większa od mocy falownika ${}_1E^{SP}_S$, dlatego przewodzenie tranzystorów na zakładkę powinno być możliwie jak najkrótsze.

Tabela 7.3

Parametry falowników symetrycznych z kondensatorem różnicowym

	Rys.	D	X^*_L	X^*_{C1}	X^*_{C2}	X^*_{Cr}	X^*_{Cd}	X^*_{Ld}	R^*_{dc}	k_{Um}	k_{UI}	c_{Po}	$c_{Po}/c_{Po,1E}$	k_C	$k_{C,1E}/k_C$	k_{hl}
$_{10}E^{SP}{}_S$	7.21a	0,5	10	5,48	8,84	5,48	-	-	0,436	3,58	5,18	0,193	1,06	2,54	0,47	0,8
$_{11}E^{SP}{}_S$	7.21a	0,5	10	6,07	7,49	6,07	-	-	1,47	3,20	5,17	0,194	1,07	1,04	1,14	0,5
$_{12}E^{SP}{}_S$	7.21a	0,525	10	6,10	8,93	6,10	-	-	0,383	3,77	5,41	0,185	1,02	3,03	0,39	1,0
$_{13}E^{SP}{}_S$	7.21a	0,4	10	2,05	8,32	∞	-	-	0,847	2,97	5,15	0,194	1,07	0,71	1,68	0,6
$_{14}E^{SP}{}_S$	7.21a	0,4	10	7,46	6,45	7,46	-	-	2,87	3,07	5,43	0,184	1,01	0,75	1,59	0,5
$_6E^{SP}{}_SF_2$	7.21b	0,36	10	5,49	9,09	5,49	20,1	10	0,558	2,18	3,98	0,251	1,38	4,11	0,29	1,1
$_5E^{SP}{}_S/F_3$	7.22c	0,56	10	9,18	9,41	9,18	90,7	10	0,250	3,16	4,40	0,227	1,25	8,12	0,15	0,4
$_6E^{SP}{}_S/F_3$	7.22c	0,56	10	∞	9,41	4,59	90,7	10	0,250	3,16	4,38	0,228	1,25	∞	0	0,4

Uzasadnione jest również wyjaśnienie wpływu zmniejszenia wartości współczynnika wypełnienia przewodzenia tranzystora D ($D < 0,5$) na właściwości symetrycznych falowników klasy E z dołączonym kondensatorem różnicowym. Spełnienie warunku $D < 0,5$ oznacza, że występuje tzw. czas martwy w przełączaniu tranzystorów, przez który oba tranzystory są wyłączone. W celu uzyskania pełniejszych wyników porównania uwzględniono dodatkowo symetryczny falownik klasy E ($_{13}E^{SP}{}_S$) bez kondensatora różnicowego. Dla dwóch falowników, $_{13}E^{SP}{}_S$ (rys. 7.21a, $X^*_{Cr} = \infty$ dla $C_r = 0$) i $_{14}E^{SP}{}_S$ (rys. 7.21a, $X^*_{Cr} = X^*_{C1}$ dla $C_r = C_1$), pracujących ze współczynnikiem $D = 0,4$, wyznaczono przebiegi czasowe (rys. 7.22d i e) oraz obliczono dane porównawcze (tab. 7.3). W porównaniu z falownikiem $_1E^{SP}{}_S$ ($D = 0,5$) falownik $_{13}E^{SP}{}_S$ ($D = 0,4$) ma większą o około 8% moc wyjściową oraz w przybliżeniu dwukrotnie wyższą maksymalną częstotliwość pracy. Inaczej niż w przypadku falownika $_{10}E^{SP}{}_S$ dołączenie kondensatora różnicowego oraz spełnienia warunków ZVS (5.1) i ZdVS (5.2) powoduje, że tranzystory falownika $_{14}E^{SP}{}_S$ załączane są miękko. Jest to związane z zachowaniem ciągłości prądów płynących przez pojemnościowy dzielnik C_1 i C_r podczas załączania tranzystorów. Porównanie danych z tab. 7.2 i 7.3 dla falowników $_1E^{SP}{}_S$, $_{13}E^{SP}{}_S$ i $_{14}E^{SP}{}_S$ prowadzi do następujących wniosków. Zmniejszenie tylko wartości współczynnika wypełnienia D jest korzystne, prowadząc do jednoczesnego zwiększenia mocy wyjściowej oraz maksymalnej częstotliwości pracy falownika. Dlatego w podrozdz. 8.3 szczegółowo przeanalizowano właściwości falowników klasy E w funkcji współczynnika wypełnienia D. Natomiast dodatkowe dołączenie kondensatora różnicowego jest niecelowe, gdyż pogarsza właściwości falownika, zmniejszając jego moc wyjściową oraz maksymalną częstotliwość pracy.

Pomimo pogorszenia się właściwości symetrycznego falownika klasy E z kondensatorem różnicowym po zmniejszeniu wartości współczynnika D, postanowiono również sprawdzić pod tym względem właściwości falownika klasy EF_2. Odpowiednie przebiegi czasowe (rys. 7.22f) oraz dane porównawcze (tab. 7.3) wyznaczono dla przykładowego falownika $_6E^{SP}{}_SF_2$ (rys. 7.21b), zakładając równość pojemności C_1 i C_r. Wprowadzenie kondensatora różnicowego, podobnie jak wcześniej dla falownika $_{14}E^{SP}{}_S$, pogarsza właściwości falownika $_6E^{SP}{}_SF_2$. Porównując dane z tab. 7.2 (falownik $_5E^{SP}{}_SF_2$) i tab. 7.3 (falownik $_6E^{SP}{}_SF_2$) można zauważyć, że jego moc wyjściowa jest nieznacznie mniejsza oraz maksymalna częstotliwość jest około dwukrotnie niższa, co jest związane z założonym warunkiem $C_1 = C_r$.

Ponieważ dla współczynnika wypełnienia D równego 0,5 oraz nieco większego od 0,5 symetryczne falowniki klasy E z kondensatorem różnicowym wykazują korzystne właściwości, dlatego na zakończenie porównano właściwości falownika $_4E^{SP}{}_S/F_3$ (rys. 7.17e, $C_1 > 0$, $C_r = 0$) oraz falowników $_5E^{SP}{}_S/F_3$ ($C_1 = C_r$) i $_6E^{SP}{}_S/F_3$ ($C_1 = 0$, $C_r > 0$), których schemat przedstawiono

na rys. 7.21c. Wartość współczynnika wypełnienia D równa 0,56 zapewniała w przybliżeniu największą moc wyjściową tych falowników. We wszystkich falownikach tranzystory przewodzą na zakładkę i załączane są miękko (rys. 7.18i oraz 7.22g, h). Uwzględniając równoległe połączenie pojemności C_1 i C_r (załączony jeden lub dwa tranzystory), dla falowników $_4E^{SP}{}_S/F_3$ (tab. 7.2) oraz $_5E^{SP}{}_S/F_3$ i $_6E^{SP}{}_S/F_3$ (tab. 7.3) uzyskuje się jedynie różne wartości współczynników k_{UI}, c_{Po} i k_C. Zmniejszanie wartości pojemności C_1 i odpowiednie zwiększanie pojemności C_r powoduje pomijalnie mały wzrost mocy wyjściowej oraz obniżenie maksymalnej częstotliwości pracy falownika. Dołączanie kondensatora różnicowego w przypadku symetrycznych falowników klasy E/F_3 należy uznać za nieuzasadnione.

7.6. Podsumowanie

Przedstawiona systematyka oraz uwzględniona podczas porównania liczna reprezentacja falowników klasy E świadczą o ich dużej różnorodności, która okazuje się być znacznie większa od dotychczas prezentowanej w literaturze. Poszczególne falowniki różnią się nie tylko liczbą, typem oraz sposobem połączenia elementów obwodu głównego, ale również ich wartościami.

Dla każdego niesymetrycznego falownika klasy E, zgodnie ze sposobem opisanym w podrozdz. 7.3, można utworzyć jego odpowiednik symetryczny. Właściwości wynikowego falownika symetrycznego można w przybliżeniu określić na podstawie właściwości wyjściowego falownika niesymetrycznego. Ze względu na większą złożoność obwodu głównego falownika symetrycznego często istnieje kilka alternatywnych sposobów połączenia jego elementów. W porównaniu z falownikami niesymetrycznymi falowniki symetryczne mają mniej odkształcony prąd obciążenia oraz zwielokrotnioną moc wyjściową.

Zestawione w tabelach dane porównawcze umożliwiają przeprowadzenie syntezy parametrów każdego z uwzględnionych falowników. Wynika z nich również, że poszczególne falowniki niesymetryczne i symetryczne klasy E osiągają zbliżone moce wyjściowe w przeliczeniu na jeden tranzystor, natomiast różnią się pod względem maksymalnej częstotliwości pracy oraz kształtu prądu obciążenia. Większe moce wyjściowe uzyskiwane są w falownikach klasy EF_2 (o około 40%) oraz E/F_3 (o około 20%). Jednocześnie falowniki te mają niższe maksymalne częstotliwości pracy w porównaniu z falownikami klasy E, falowniki klasy EF_2 o 10–40%, a E/F_3 o 40–70%. Szczegółową analizę właściwości tych falowników przedstawiono w rozdz. 9.

Dołączenie kondensatora różnicowego umożliwia zwiększenie mocy wyjściowej i zwykle obniża maksymalną częstotliwość pracy falowników symetrycznych, przy czym przyrost mocy nie przekracza 10%. Stosowanie kondensatora różnicowego jest niecelowe w falownikach klasy EF_2 i E/F_3.

Ponieważ zmniejszenie wartości współczynnika wypełnienia D z wartości 0,5 do 0,4 powoduje kilkuprocentowy wzrost mocy wyjściowej oraz znaczne zwiększenie maksymalnej częstotliwości pracy symetrycznego falownika klasy E, dlatego uzasadniona jest bardziej szczegółowa analiza pod tym względem właściwości falowników klasy E (podrozdz. 8.3).

Nie jest możliwe dalsze zwiększenie mocy wyjściowej falowników symetrycznych przez jednoczesne dołączenie kondensatora różnicowego i zmniejszenie wartości współczynnika D. Porównując oba sposoby poprawy właściwości energetycznych falowników klasy E, za korzystniejszy należy uznać ten drugi. Może on być stosowany zarówno w falownikach symetrycznych, jak i niesymetrycznych oraz w jego rezultacie zwiększa się maksymalna częstotliwość pracy.

8. ANALIZA WŁAŚCIWOŚCI FALOWNIKA KLASY E

Zasadniczy cel pracy, którym jest przeanalizowanie możliwości poprawy właściwości energetycznych falowników klasy E, został zrealizowany trzyetapowo. Pierwszy etap to podrozdz. 7.4, drugi etap stanowi niniejszy rozdział, natomiast trzecim etapem jest rozdz. 9. W podrozdziale 7.4 porównano właściwości falowników klasy E dla pracy optymalnej oraz typowego zestawu wartości ich parametrów. W drugim etapie (rozdz. 8) systematycznie przebadano wpływ **modyfikacji parametrów** {8} bazowego falownika klasy E {6} na jego właściwości. W trzecim etapie (rozdz. 9) uwzględniono najprostsze i jednocześnie efektywne **modyfikacje układowe** {8} tego falownika (falowniki klasy EF_2 i E/F_3), w których uzyskano zwiększenie sprawności oraz mocy wyjściowych.

Niniejszy rozdział jest kontynuacją podrozdz. 7.4. Analizuje się tutaj właściwości bazowego falownika klasy E w znacznie szerszym zakresie. Właściwości te są reprezentatywne dla falowników klasy E, stanowiąc jednocześnie dla nich odniesienie (tab. 7.2).

Prezentowane poniżej wyniki analizy właściwości bazowego falownika klasy E uzyskano za pomocą modelu uproszczonego i złożonego, zmieniając wartości wybranych parametrów, wartości innych pozostawiając niezmienne, a wartości pozostałych obliczając z określonych warunków. Wybranych pięć przypadków modyfikacji parametrów daje pełny opis właściwości falownika. Są to następujące przypadki:

1) podrozdz. 8.1: *maksymalizacja sprawności* (zmienne: X^*_{C1}, X^*_{C2}; niezmienne: D (D_s), D_w, X^*_{L1}, X^*_{L2}; obliczane: R^*_{on} z warunku zachowania parametrów pracy tranzystora),
2) podrozdz. 8.2: *porównanie właściwości dla pracy optymalnej* (zmienne: $R^*_{on,opt}$; niezmienne: D, D_w, X^*_{L1}, X^*_{L2}; obliczane: X^*_{C1}, X^*_{C2} z warunków pracy optymalnej) oraz *z maksymalną sprawnością* (zmienne: $R^*_{on,opt}$; niezmienne: D, D_w, X^*_{L1}, X^*_{L2}; obliczane: $R^*_{on,max}$ z warunku zachowania parametrów pracy tranzystora oraz X^*_{C1}, X^*_{C2} z warunku maksymalnej sprawności),
3) podrozdz. 8.3: *właściwości dla pracy optymalnej w funkcji współczynnika D* (zmienne: D; niezmienne: D_w, X^*_{L1}, X^*_{L2}; obliczane: R^*_{on} z warunku zachowania parametrów pracy tranzystora oraz X^*_{C1}, X^*_{C2} z warunków pracy optymalnej),
4) podrozdz. 8.4: *właściwości dla pracy optymalnej w funkcji reaktancji* X^*_{L1} (zmienne: X^*_{L1}; niezmienne: D, D_w, X^*_{L2}; obliczane: R^*_{on} z warunku zachowania parametrów pracy tranzystora oraz X^*_{C1}, X^*_{C2} z warunków pracy optymalnej),
5) podrozdz. 8.5: *właściwości dla pracy optymalnej w funkcji reaktancji* X^*_{L2} (zmienne: X^*_{L2}; niezmienne: D, D_w, X^*_{L1}; obliczane: R^*_{on} z warunku zachowania parametrów pracy tranzystora oraz X^*_{C1}, X^*_{C2} z warunków pracy optymalnej).

Obliczano także wartości parametrów: R^*_{dc}, k_{Um}, k_{Isk}, k_{UI}, η_D i k_C. Zachowanie we wszystkich przypadkach parametrów pracy tranzystora umożliwiło przeprowadzenie wyczerpującego porównania i dyskusji właściwości energetycznych falownika klasy E.

8.1. Maksymalizacja sprawności

Przed określeniem wpływu zmian parametrów falownika klasy E na jego właściwości dla pracy optymalnej przeprowadzono analizę możliwości podwyższenia sprawności oraz mocy wyjściowej falownika przez dopuszczenie jego pracy nieoptymalnej i suboptymalnej. Analizy dokonano w funkcji względnych reaktancji pojemnościowych X^*_{C1} i X^*_{C2} przy zachowaniu parametrów pracy tranzystora. Jako przykładowe parametry pracy tranzystora przyjęto wcześniej użyte oraz wyjaśnione w podrozdz. 3.3 parametry tranzystora typu IRF840. Zachowanie parametrów pracy tranzystora {8} oznacza, że obliczenia były prowadzone dla

niezmiennych wartości rezystancji przewodzenia tranzystora $R_{DS(on)} = 1{,}6\ \Omega$, strat mocy $P_T = 27$ W ($I_{Dsk} = \sqrt{P_{on} / R_{DS(on)}} = 4{,}11$ A dla $P_{on} = P_T$) oraz szczytowego napięcia $U_{DSm} = 400$ V.

Biorąc pod uwagę kształt przebiegów napięcia i prądu tranzystora dla poszczególnych rodzajów pracy, można już na wstępie stwierdzić, że maksimum sprawności oraz mocy wyjściowej powinno przypadać na pracę optymalną lub pracę nieoptymalną (dokładniej tzw. płytką pracę nieoptymalną, dla której straty mocy związane z załączaniem tranzystora przy niezerowym napięciu są niewielkie). Natomiast początkowe wartości ujemne prądu tranzystora podczas pracy suboptymalnej pogarszają właściwości energetyczne falownika. Niekorzystnie obniża się wartość średnia prądu, powodując gorsze wykorzystanie prądowe tranzystora (zwiększa się wartość współczynnika skutecznego prądu tranzystora k_{Isk}).

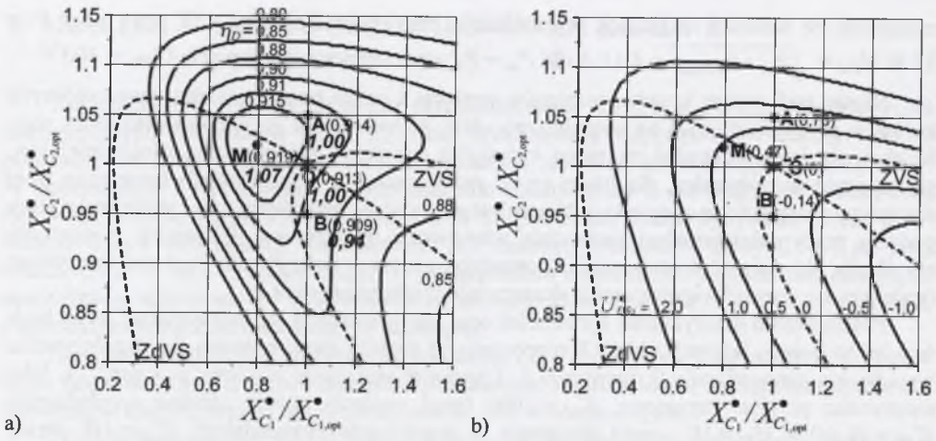
Poszukiwanie maksymalnej sprawności oraz odpowiadającej jej maksymalnej mocy wyjściowej bazowego falownika klasy E rozpoczęto od modelu uproszczonego dla współczynnika wypełnienia przewodzenia D równego 0,5. Tranzystor zastąpiono zaworem prostym {1}. Jako niezmienne przyjęto parametry: $X^*_{L1} = 1000$ (prąd zasilania prawie idealnie wygładzony), $X^*_{L2} = 10$ ($Q_L = X^*_{L2} = 10$ – prąd obciążenia w przybliżeniu sinusoidalny), $R^*_{off} = 10^6$ (straty mocy w stanie wyłączenia pomijalne) oraz początkowo założono $R^*_{on} = 0{,}1$. Najpierw wyznaczono wartości parametrów X^*_{C1}, X^*_{C2}, R^*_{dc}, k_{Um}, k_{Isk} i η_D dla pracy optymalnej falownika klasy E. Obliczenia powtarzano, aż do spełnienia warunku (8.1), każdorazowo uaktualniając wartość rezystancji R^*_{on} zgodnie z zależnością (8.2). Spełnienie warunku (8.1) oznacza zachowanie parametrów pracy tranzystora $R_{DS(on)}$, P_T i U_{DSm}. Ostatecznie uzyskano następujące parametry[9]: $R^*_{on,opt} = 0{,}0743$, $X^*_{C1,opt} = 5{,}25$, $X^*_{C2,opt} = 8{,}73$ i $\eta_{D,opt} = 0{,}913$, które odpowiadają falownikowi odniesienia {6}. Następnie obliczenia kontynuowano. Zmieniając systematycznie wartości X^*_{C1} i X^*_{C2}, wyznaczano wartości R^*_{dc}, k_{Um}, k_{Isk} i η_D oraz dodatkowo wartość względnego napięcia tranzystora w chwili załączenia U^*_{DSz} ($U^*_{DSz} = U_{DSz}/E$) i wartość pochodnej napięcia tranzystora w chwili załączenia. Każdorazowo doprowadzano do spełnienia warunku (8.1). Uzyskane wyniki posłużyły do wykreślenia izolinii sprawności drenowej η_D oraz izolinii względnego napięcia tranzystora U^*_{DSz} (rys. 8.1) na płaszczyźnie względnych parametrów ($X^*_{C1}/X^*_{C1,opt}$, $X^*_{C2}/X^*_{C2,opt}$).

$$\left| R^*_{on} - \frac{\sqrt{P_T \cdot R_{DS(on)}}}{U_{DSm}} \cdot \frac{R^*_{dc} \cdot k_{Um}}{k_{Isk}} \right| < 10^{-6}, \tag{8.1}$$

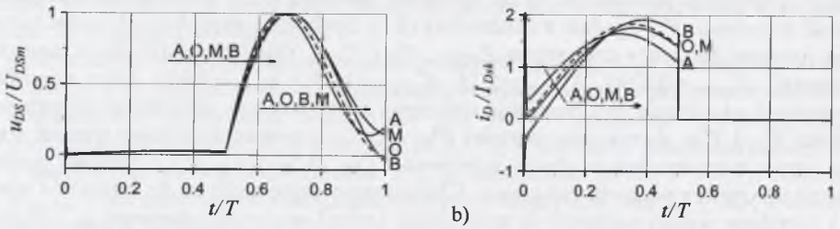
$$R^*_{on} = \frac{R_{DS(on)}}{R} = \frac{\sqrt{P_T \cdot R_{DS(on)}}}{U_{DSm}} \cdot \frac{R^*_{dc} \cdot k_{Um}}{k_{Isk}}. \tag{8.2}$$

Na płaszczyźnie parametrów ($X^*_{C1}/X^*_{C1,opt}$, $X^*_{C2}/X^*_{C2,opt}$) z rys. 8.1 liniami przerywanymi zaznaczono krzywe odpowiadające warunkom ZVS (5.1) i ZdVS (5.2) oraz cztery charakterystyczne punkty parametrów O, M, A i B, dla których obliczono przebiegi czasowe względnego napięcia i prądu tranzystora (rys. 8.2). Wartości napięcia tranzystora u_{DS} odniesiono do wartości szczytowej U_{DSm}, natomiast wartości prądu i_D do wartości skutecznej I_{Dsk}. Wartości U_{DSm} oraz I_{Dsk} są niezmienne w prowadzonej analizie. Wyznaczona maksymalna sprawność drenowa ($\eta_{D,max} = 0{,}919$ – punkt M) jest nieznacznie wyższa od sprawności dla pracy optymalnej ($\eta_{D,opt} = 0{,}913$ – punkt O). Korzystając z zależności (4.18) oraz wartości $\eta_{D,max}$ i $\eta_{D,opt}$, uzyskuje

[9] Dolnymi indeksami „opt" oraz „max" oznaczana jest przynależność danego parametru odpowiednio do pracy optymalnej lub z maksymalną sprawnością falownika klasy E.



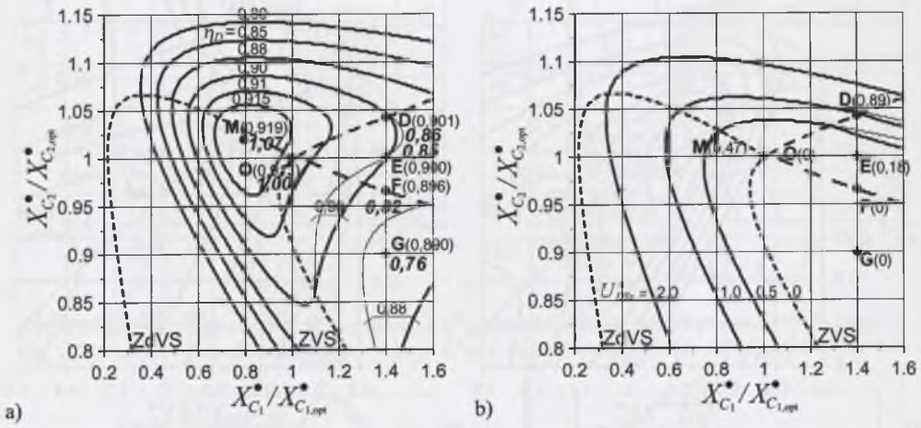
Rys. 8.1. Izolinie: a) sprawności η_D oraz b) napięcia U^*_{DSz} (model uproszczony, zawór prosty, $D = 0,5$)
Fig. 8.1. Isolines of: a) efficiency η_D and b) voltage U^*_{DSz} (simplified model, simple switch, $D = 0.5$)



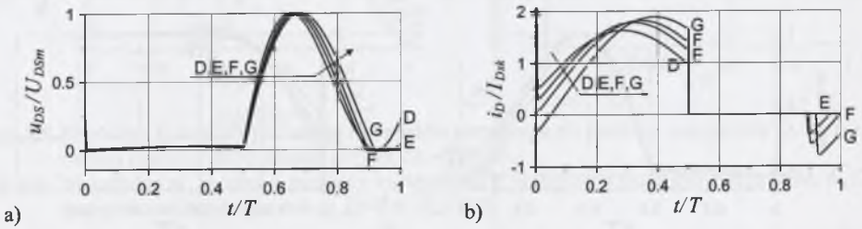
Rys. 8.2. Przebiegi: a) względnych napięć i b) prądów tranzystora dla punktów parametrów O, M, A i B (model uproszczony, zawór prosty, $D = 0,5$)
Fig. 8.2. Waveforms of: a) relative transistor voltages and b) currents for parameter points O, M, A, B (simplified model, simple switch, $D = 0,5$)

się względny przyrost mocy wyjściowej falownika o około 7% (na rys. 8.1a podano wartości stosunku mocy wyjściowej falownika klasy E dla punktów O, M, A i B do mocy wyjściowej falownika odniesienia). Odpowiadający maksymalnej sprawności punkt parametrów M (0,79, 1,02) położony jest w pobliżu krzywych ZdVS i ZVS, w zakresie płytkiej pracy nieoptymalnej. Wartość względnego napięcia tranzystora U^*_{DSz} ($U^*_{DSz} = U_{DSz}/E$) dla tego punktu wynosi w przybliżeniu 0,5. Podobne spostrzeżenie znane jest również z literatury, ale nie zostało poparte dokładniejszą analizą. W publikacji [90] Sokal wskazał na możliwość zwiększenia sprawności falownika przez dopuszczenie załączania tranzystora przy niewielkim napięciu dodatnim. Z przedstawionych na rys. 8.1 izolinii sprawności i napięcia wynika ponadto, że nawet dla większych wartości napięcia U^*_{DSz} można uzyskać wysoką sprawność, przy czym punkty parametrów powinny znajdować się wtedy w sąsiedztwie krzywej ZdVS, np. dla $U^*_{DSz} = 1$ uzyskuje się $\eta_D = 0,91$. Wysoka sprawność drenowa dla płytkiej pracy nieoptymalnej falownika klasy E wynika bezpośrednio z korzystnych wartości współczynników k_{Um} i k_{Isk}. Jak wykazano w podrozdz. 4.1, zachowanie parametrów pracy tranzystora powoduje, że sprawność jest tylko funkcją współczynnika mocy zainstalowanej tranzystora k_{UI} ($k_{UI} = k_{Um} \cdot k_{Isk}$). Mniejsza wartość współczynnika k_{UI} odpowiada wyższej sprawności η_D. Wartości współczynników k_{Um}, k_{Isk} i k_{UI} dla punktu parametrów O wynoszą odpowiednio: 3,46, 1,54

i 5,33, natomiast dla punktu M są równe: 3,16, 1,58 i 4,99. Należy jednak jednocześnie zauważyć, że twarde załączanie tranzystora podczas pracy nieoptymalnej powoduje generację drgań pasożytniczych o częstotliwościach od kilkudziesięciu do kilkuset megaherców, które są źródłem zakłóceń elektromagnetycznych.



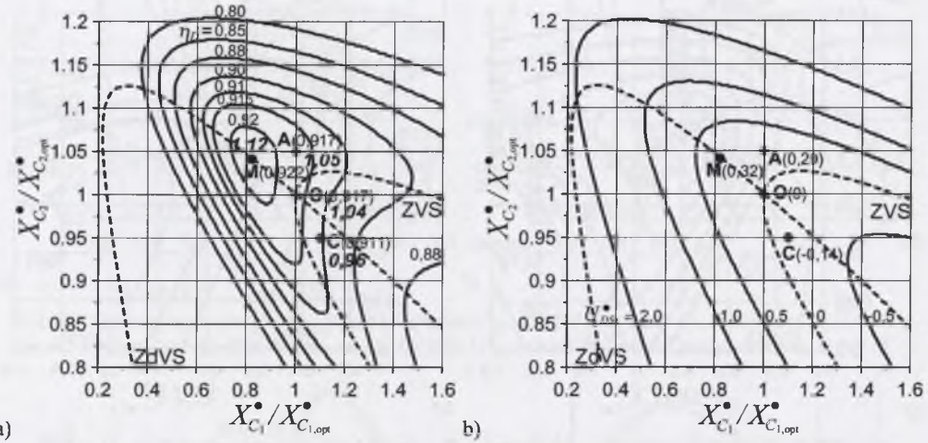
Rys. 8.3. Izolinie: a) sprawności η_D, b) napięcia U^*_{DSz} (model uproszczony, zawór 2i1u, $D_s = 0,5$)
Fig. 8.3. Isolines of: a) efficiency η_D, b) voltage U^*_{DSz} (simplified model, 2i1u switch, $D_s = 0.5$)



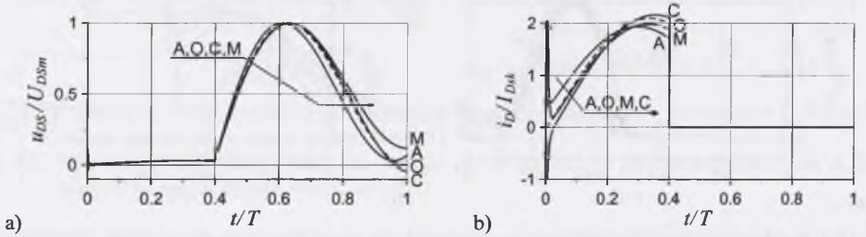
Rys. 8.4. Przebiegi: a) względnych napięć oraz b) prądów tranzystora z diodą dla punktów parametrów D, E, F i G (model uproszczony, zawór 2i1u, $D_s = 0,5$)
Fig. 8.4. Waveforms of: a) relative transistor voltages and b) currents for parameter points D, E, F, G (simplified model, 2i1u switch, $D_s = 0.5$)

Aby wykazać, że właściwości energetyczne dla pracy suboptymalnej falownika klasy E są mniej korzystne, powtórzono analogiczne obliczenia, z tą różnicą, że tranzystor zastąpiono tym razem zaworem 2i1u. Ponieważ współczynnik wypełnienia przewodzenia D takiego zaworu nie jest stały, dlatego w tym przypadku posłużono się współczynnikiem wypełnienia wysterowania D_s, którego wartość była stała i równa 0,5. Podczas przewodzenia dioda zastępowana była rezystancją równą rezystancji przewodzenia tranzystora $R_{DS(on)}$. W porównaniu z użyciem zaworu prostego (rys. 8.1 i 8.2) uzyskane wyniki różniły się jedynie wtedy, gdy przewodziła dioda. Na rysunku 8.3a dodatkowo liniami cienkimi zaznaczono izolinie odpowiadające użyciu zaworu prostego. Zgodnie z dyskusją rodzajów pracy falownika klasy E przeprowadzoną w podrozdz. 5.4 krzywa ZVS dla $X^*_{C2}/X^*_{C2,opt} < 1$ wyznacza graniczną pracę suboptymalną z warunkiem ZVS (rys. 5.6c), natomiast krzywa OF graniczną pracę suboptymalną z warunkiem ZCS (rys. 5.6b). Dla punktów parametrów ograniczonych tymi krzywymi (np. punkt G) falownik pracuje suboptymalnie. Z kolei krzywa OD wyznacza granicę przewodzenia diody.

Z położenia obliczonych izolinii wynika, że przewodzenie diody równoległej poszerza zakres wartości parametrów, dla którego uzyskuje się wyższe sprawności. Na rysunku 8.4 zamieszczono przebiegi czasowe napięć oraz prądów tranzystora z diodą dla kilku wybranych punktów parametrów.

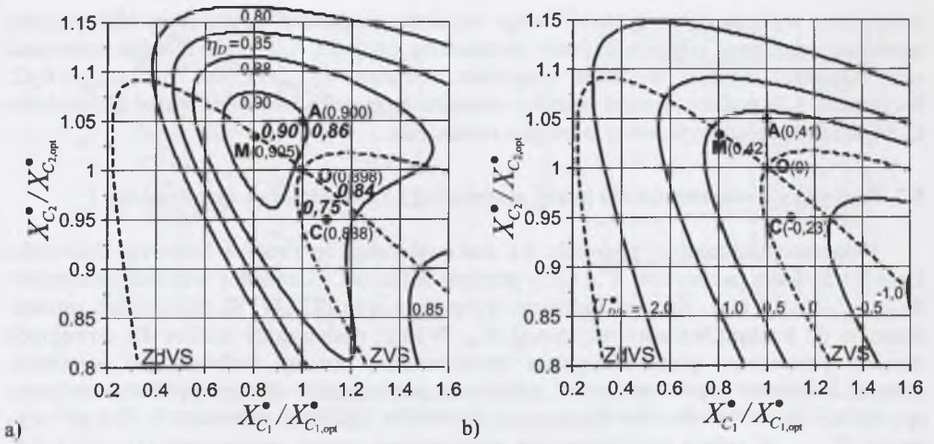


Rys. 8.5. Izolinie: a) sprawności η_D oraz b) napięcia $U^{\bullet}_{DSz}$ (model uproszczony, zawór prosty, $D = 0{,}4$)
Fig. 8.5. Isolines of: a) efficiency η_D and b) voltage $U^{\bullet}_{DSz}$ (simplified model, simple switch, $D = 0.4$)

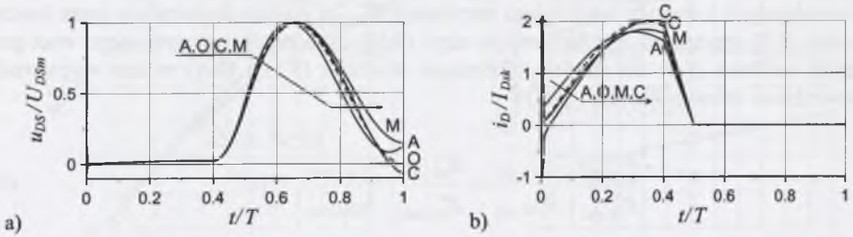


Rys. 8.6. Przebiegi: a) względnych napięć i b) prądów tranzystora dla punktów parametrów O, M, A i C (model uproszczony, zawór prosty, $D = 0{,}4$)
Fig. 8.6. Waveforms of: a) relative transistor voltages and b) currents for parameter points O, M, A, C (simplified model, simple switch, $D = 0.4$)

W rozdziale 7 wskazano na korzystne właściwości falownika klasy E, które uzyskano po zmniejszeniu wartości współczynnika wypełnienia przewodzenia D poniżej 0,5. Dlatego w celach porównawczych na rys. 8.5 i 8.6 przedstawiono wyniki obliczone dla tranzystora bez diody (zawór prosty) oraz współczynnika $D = 0{,}4$. Wyniki te zbliżone są jakościowo do wcześniej obliczonych dla współczynnika $D = 0{,}5$ (rys. 8.1 i 8.2). Dla pracy optymalnej obliczono: $R^{\bullet}_{on,opt} = 0{,}115$, $X^{\bullet}_{C1,opt} = 4{,}28$, $X^{\bullet}_{C2,opt} = 8{,}08$ i $\eta_{D,opt} = 0{,}917$. Maksymalna sprawność drenowa ($\eta_{D,max} = 0{,}922$) występowała dla punktu parametrów M o współrzędnych (0,82, 1,04). Wykorzystując zależność (4.18), obliczono oraz podano na rys. 8.5a wartości stosunku mocy wyjściowej falownika klasy E dla punktów parametrów O, M, A i C do mocy wyjściowej falownika odniesienia. Dla punktu M uzyskano zwiększenie mocy wyjściowej falownika o 12%. Bardziej szczegółową analizę właściwości falownika klasy E dla pracy optymalnej w funkcji współczynnika D przedstawiono w podrozdz. 8.3.



Rys. 8.7. Izolinie: a) sprawności η_D i b) napięcia $U^{\bullet}_{DSz}$ (model złożony, zawór prosty, D=0,4, D_w=0,1)
Fig. 8.7. Isolines of: a) efficiency η_D, b) voltage $U^{\bullet}_{DSz}$ (complex model, simple switch, D=0.4, D_w=0.1)



Rys. 8.8. Przebiegi: a) względnych napięć i b) prądów tranzystora dla punktów parametrów O, M, A i C (model złożony, zawór prosty, D=0,4, D_w=0,1)
Fig. 8.8. Waveforms of: a) relative transistor voltages and b) currents for parameter points O, M, A, C (complex model, simple switch, D=0.4, D_w=0.1)

$$\left| R^{\bullet}_{on} - \frac{R_{DS(on)} \cdot P_T}{U^2_{DSm}} \cdot \frac{R^{\bullet}_{dc} \cdot k^2_{Um}}{1-\eta_D} \right| < 10^{-6}, \tag{8.3}$$

$$R^{\bullet}_{on} = \frac{R_{DS(on)}}{R} = \frac{R_{DS(on)} \cdot P_T}{U^2_{DSm}} \cdot \frac{R^{\bullet}_{dc} \cdot k^2_{Um}}{1-\eta_D}. \tag{8.4}$$

Na zakończenie przeprowadzono obliczenia sprawności falownika klasy E, wykorzystując tym razem model złożony. Użyto zaworu prostego oraz przyjęto współczynnik wypełnienia przewodzenia tranzystora $D = 0{,}4$ i współczynnik wypełnienia wyłączania $D_w = 0{,}1$. Wartości pozostałych parametrów utrzymano jak dla modelu uproszczonego ($X^{\bullet}_{L1} = 1000$, $X^{\bullet}_{L2} = 10$). Zachowanie parametrów pracy tranzystora $R_{DS(on)}$, P_T i U_{DSm} kontrolowano, zastępując warunek (8.1) i równanie (8.2) odpowiednio przez (8.3) i (8.4). Dla punktu parametrów O (1, 1) obliczono: $R^{\bullet}_{on,opt} = 0{,}0741$, $X^{\bullet}_{C1,opt} = 4{,}67$, $X^{\bullet}_{C2,opt} = 8{,}42$ i $\eta_{D,opt} = 0{,}898$. Izolinie z rys. 8.7 oraz przebiegi czasowe z rys. 8.8 są podobne do wyników przedstawionych na rys. 8.5 i 8.6, obliczonych na podstawie modelu uproszczonego. Ponieważ model złożony uwzględnia również

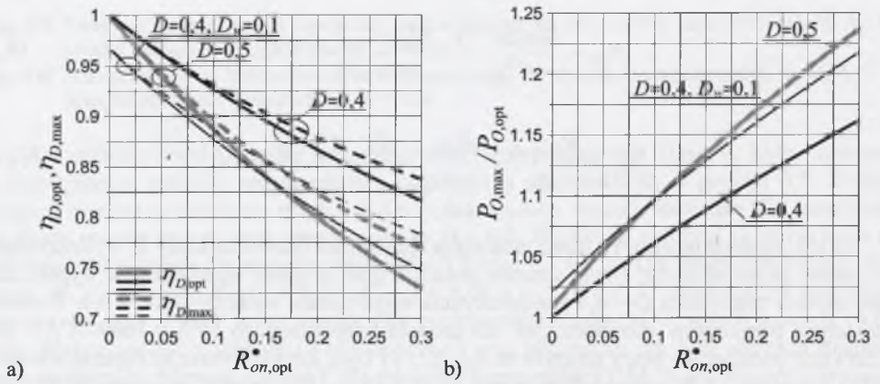
straty mocy wyłączania tranzystora, dlatego uzyskane sprawności są mniejsze. Maksymalnej sprawności drenowej odpowiada punkt parametrów M (0,80, 1,03), dla którego sprawność oraz względne napięcie w chwili załączenia wynoszą: $\eta_{D,\max} = 0{,}905$ i $U^{\bullet}_{DSz,\max} = 0{,}42$. Na rysunku 8.7a podano również wartości stosunku mocy wyjściowej falownika dla punktów O, M, A i C do mocy wyjściowej falownika odniesienia.

8.2. Porównanie właściwości dla pracy optymalnej i z maksymalną sprawnością

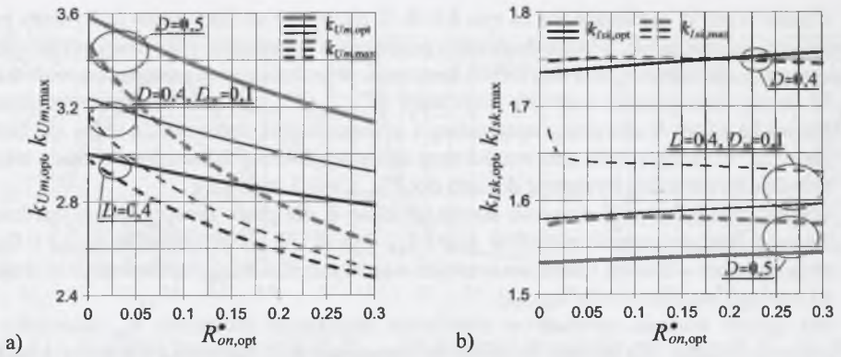
W przeprowadzonej w podrozdz. 8.1 maksymalizacji sprawności bazowego falownika klasy E względem parametrów $X^{\bullet}_{C1}$ i $X^{\bullet}_{C2}$ przyjęto określone, niezmienne wartości parametrów $R_{DS(on)}$, P_T (I_{Dsk}) i U_{DSm} dla przykładowego tranzystora typu IRF840. W obliczeniach sprowadzono to do kontroli wartości rezystancji $R^{\bullet}_{on}$. Wyniki analogicznej analizy dla dowolnych wartości parametrów pracy tranzystora przedstawiono poniżej. Podobnie jak wcześniej, dolnymi indeksami „opt" oraz „max" oznaczono przynależność danego parametru do pracy optymalnej lub z maksymalną sprawnością falownika. Obliczeń dokonano w funkcji rezystancji $R^{\bullet}_{on,\mathrm{opt}}$. W celach porównawczych uwzględniono model uproszczony ($D = 0{,}5$ i $0{,}4$) i model złożony ($D = 0{,}4$, $D_w = 0{,}1$). Wartości względnych reaktancji indukcyjnych pozostawały niezmienne i równe $X^{\bullet}_{L1} = 1000$ i $X^{\bullet}_{L2} = 10$. Zachowanie parametrów pracy tranzystora, odpowiadających kolejnym wartościom rezystancji $R^{\bullet}_{on,\mathrm{opt}}$, zostało zapewnione przez kontrolę warunku (8.5) (zastępczo można również użyć (8.6)) dla modelu uproszczonego oraz przez kontrolę warunku (8.6) dla modelu złożonego. Warunki (8.5) i (8.6) można wyprowadzić odpowiednio z zależności (8.2) i (8.4).

$$\left| \frac{R^{\bullet}_{on,\mathrm{opt}}}{R^{\bullet}_{dc,\mathrm{opt}}} \cdot \frac{k_{Isk,\mathrm{opt}}}{k_{Um,\mathrm{opt}}} - \frac{R^{\bullet}_{on,\max}}{R^{\bullet}_{dc,\max}} \cdot \frac{k_{Isk,\max}}{k_{Um,\max}} \right| < 10^{-6}, \tag{8.5}$$

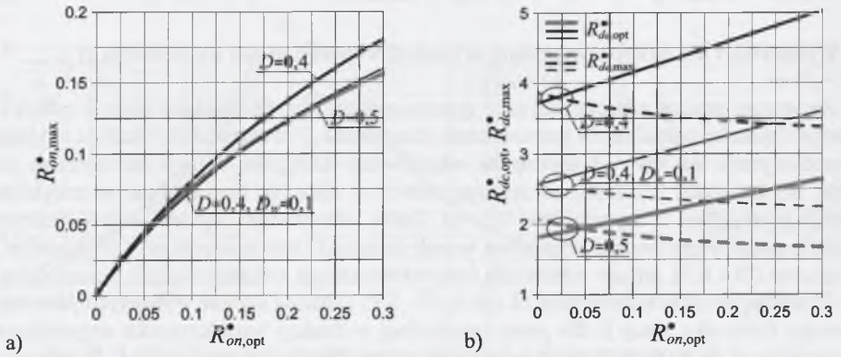
$$\left| \frac{R^{\bullet}_{on,\mathrm{opt}}}{R^{\bullet}_{dc,\mathrm{opt}}} \cdot \frac{1-\eta_{D,\mathrm{opt}}}{k^2_{Um,\mathrm{opt}}} - \frac{R^{\bullet}_{on,\max}}{R^{\bullet}_{dc,\max}} \cdot \frac{1-\eta_{D,\max}}{k^2_{Um,\max}} \right| < 10^{-6}. \tag{8.6}$$



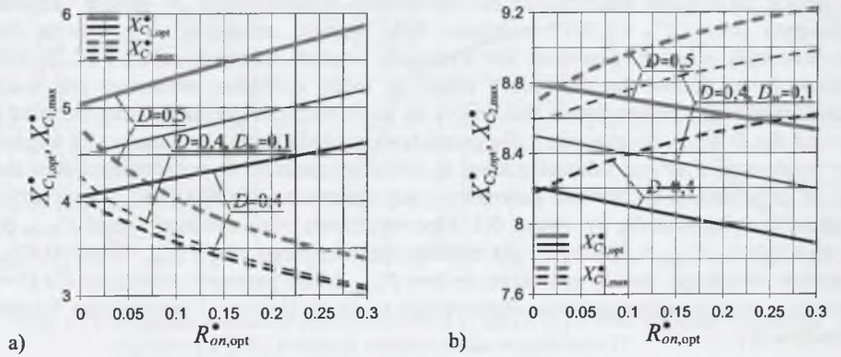
Rys. 8.9. Sprawności $\eta_{D,\mathrm{opt}}$ i $\eta_{D,\max}$ (a) oraz względna moc wyjściowa $P_{O,\max}/P_{O,\mathrm{opt}}$ (b) w funkcji $R^{\bullet}_{on,\mathrm{opt}}$
Fig. 8.9. Efficiencies $\eta_{D,\mathrm{opt}}$, $\eta_{D,\max}$ (a) and relative output power $P_{O,\max}/P_{O,\mathrm{opt}}$ (b) as a function of $R^{\bullet}_{on,\mathrm{opt}}$



Rys. 8.10. Współczynniki: a) $k_{Um,\mathrm{opt}}$, $k_{Um,\max}$ oraz b) $k_{Isk,\mathrm{opt}}$, $k_{Isk,\max}$ w funkcji rezystancji $R^{\bullet}_{on,\mathrm{opt}}$
Fig. 8.10. Factors: a) $k_{Um,\mathrm{opt}}$, $k_{Um,\max}$ and b) $k_{Isk,\mathrm{opt}}$, $k_{Isk,\max}$ as a function of resistance $R^{\bullet}_{on,\mathrm{opt}}$



Rys. 8.11. Względna rezystancja przewodzenia $R^{\bullet}_{on,\max}$ (a) oraz względne rezystancje wejściowe $R^{\bullet}_{dc,\mathrm{opt}}$ i $R^{\bullet}_{dc,\max}$ (b) w funkcji rezystancji $R^{\bullet}_{on,\mathrm{opt}}$
Fig. 8.11. Relative on-resistance $R^{\bullet}_{on,\max}$ (a), and relative input resistances $R^{\bullet}_{dc,\mathrm{opt}}$ and $R^{\bullet}_{dc,\max}$ (b) as a function of resistance $R^{\bullet}_{on,\mathrm{opt}}$



Rys. 8.12. Względne reaktancje: a) $X^{\bullet}_{C1,\mathrm{opt}}$, $X^{\bullet}_{C1,\max}$ oraz b) $X^{\bullet}_{C2,\mathrm{opt}}$, $X^{\bullet}_{C2,\max}$ w funkcji rezystancji $R^{\bullet}_{on,\mathrm{opt}}$
Fig. 8.12. Relative reactances: a) $X^{\bullet}_{C1,\mathrm{opt}}$, $X^{\bullet}_{C1,\max}$ and b) $X^{\bullet}_{C2,\mathrm{opt}}$, $X^{\bullet}_{C2,\max}$ as a function of resistance $R^{\bullet}_{on,\mathrm{opt}}$

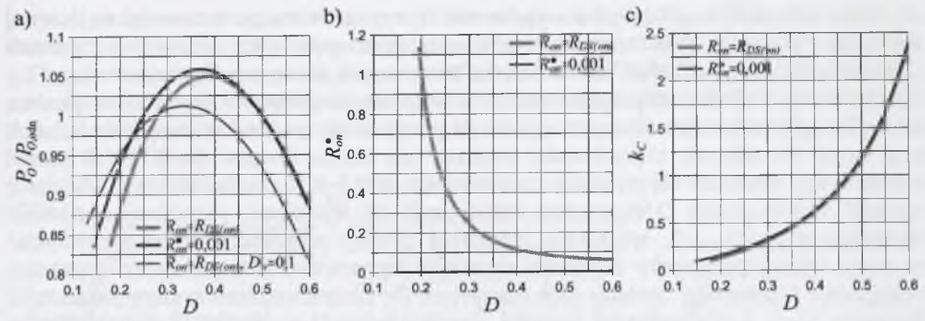
Charakterystyki zamieszczone na rys. 8.9–8.12 mogą być wykorzystane do syntezy parametrów falownika klasy E, a także do oceny i porównania sprawności oraz mocy wyjściowych uzyskiwanych dla różnych, alternatywnych koncepcji. Wynikają z nich następujące wnioski:

- W miarę zmniejszania wartości rezystancji $R^{\bullet}_{on,\mathrm{opt}}$ ($R^{\bullet}_{on,\max}$) właściwości energetyczne falownika klasy E dla pracy optymalnej i z maksymalną sprawnością stają się bardzo podobne. Większy wzrost sprawności oraz mocy wyjściowej falownika dla pracy z maksymalną sprawnością występuje dopiero dla $R^{\bullet}_{on,\mathrm{opt}} > 0{,}1$ (rys. 8.9);
- Maksymalna sprawność drenowa falownika klasy E dla pracy nieoptymalnej jest konsekwencją wartości współczynników k_{Um} i k_{Isk} (rys. 8.10). Współczynniki $k_{Isk,\mathrm{opt}}$ i $k_{Isk,\max}$ mają podobne wartości, natomiast wartości współczynnika $k_{Um,\mathrm{opt}}$ są zauważalnie większe od wartości współczynnika $k_{Um,\max}$;
- Dla danych wartości parametrów tranzystora rezystancja obciążenia R_{opt} falownika dla pracy optymalnej jest zawsze mniejsza od rezystancji $R_{\max}$ falownika dla pracy z maksymalną sprawnością ($R^{\bullet}_{on,\mathrm{opt}} = R_{DS(on)}/R_{\mathrm{opt}} > R^{\bullet}_{on,\max} = R_{DS(on)}/R_{\max}$, rys. 8.11a);
- Wzrost wartości $R^{\bullet}_{on,\mathrm{opt}}$ ($R^{\bullet}_{on,\max}$) powoduje, że pary wartości $R^{\bullet}_{dc,\mathrm{opt}}$ i $R^{\bullet}_{dc,\max}$ (rys. 8.11b), $X^{\bullet}_{C1,\mathrm{opt}}$ i $X^{\bullet}_{C1,\max}$ (rys. 8.12a) oraz $X^{\bullet}_{C2,\mathrm{opt}}$ i $X^{\bullet}_{C2,\max}$ (rys. 8.12b) różnią się coraz bardziej.

8.3. Właściwości dla pracy optymalnej w funkcji współczynnika wypełnienia *D*

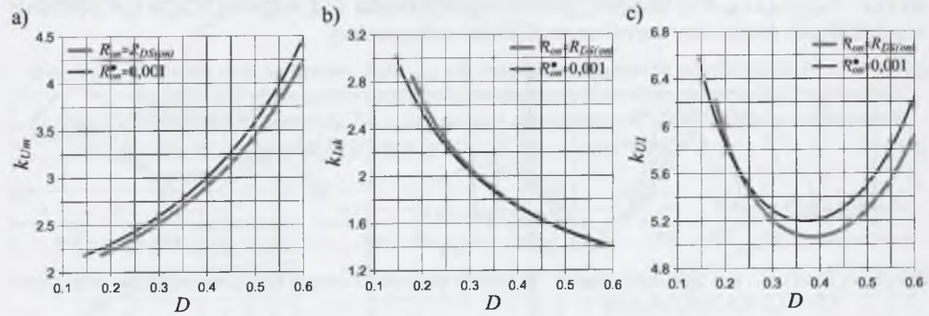
Zazwyczaj analiza właściwości oraz synteza parametrów falowników klasy E odbywa się dla współczynnika wypełnienia przewodzenia tranzystora D równego 0,5. Okazuje się jednak, że współczynnik ten wpływa istotnie na właściwości falownika, a jego zmniejszenie może okazać się korzystne. Ponadto, utrzymując nawet w układzie bramkowym w przybliżeniu napięcie prostokątne o wypełnieniu 0,5, na skutek właściwości dynamicznych tranzystora i napięcia progowego wartość wynikowa współczynnika D jest mniejsza od 0,5. Rezultat jest analogiczny ($D < 0{,}5$), gdy do sterowania tranzystorem użyte zostanie napięcie sinusoidalne.

Charakterystyki przedstawione na rys. 8.13 – 8.15 ilustrują zmianę wybranych parametrów bazowego falownika klasy E dla pracy optymalnej w funkcji współczynnika wypełnienia D. Wyznaczono je na podstawie modelu uproszczonego dla dwóch przypadków. W pierwszym przypadku, oznaczonym jako „$R_{on} = R_{DS(on)}$", obliczenia prowadzono dla przykładowego tranzystora typu IRF840, podobnie jak opisano to w podrozdz. 8.1. Wykorzystując zależności (8.1) i (8.2), zachowane zostały parametry pracy tego tranzystora. Wartości reaktancji $X^{\bullet}_{L1}$ i $X^{\bullet}_{L2}$ były niezmienne, odpowiednio równe 1000 i 10, natomiast obliczano wartości $R^{\bullet}_{on}$, $X^{\bullet}_{C1}$ i $X^{\bullet}_{C2}$ oraz innych parametrów niezbędnych do wykreślenia charakterystyk. W drugim przypadku, oznaczonym jako „$R^{\bullet}_{on} = 0{,}001$", założono stałą wartość rezystancji $R^{\bullet}_{on}$, równą 0,001. Obliczenia były prostsze, ponieważ nie wymagały kontroli zależności (8.1) i (8.2). Jednak uzyskane w ten sposób wyniki należy uznać za mniej dokładne, zwłaszcza gdy wartość stosunku rezystancji przewodzenia tranzystora do rezystancji obciążenia jest niepomijalna (np. $R^{\bullet}_{on} > 0{,}1$ dla $D = 0{,}5$). Na rysunku 8.13a przedstawiono dodatkowo charakterystykę względnej mocy wyjściowej $P_O/P_{O,\mathrm{odn}}$ falownika klasy E, którą wyznaczono na podstawie modelu złożonego. W obliczeniach zachowano parametry pracy tranzystora typu IRF840, a współczynnik wypełnienia wyłączania D_w był równy 0,1. Moc wyjściową odniesienia falownika $P_{O,\mathrm{odn}}$ przyjęto następująco: $P_{O,\mathrm{odn}} = P_O(D{=}0{,}5)$ dla modelu uproszczonego oraz $P_{O,\mathrm{odn}} = P_O(D{=}0{,}4)|_{Dw=0{,}1}$ dla modelu złożonego. Należy zauważyć, że moc $P_{O,\mathrm{odn}}$ i inne parametry obliczone dla $D = 0{,}5$ za pomocą modelu uproszczonego odpowiadają mocy wyjściowej i parametrom falownika odniesienia {6}.



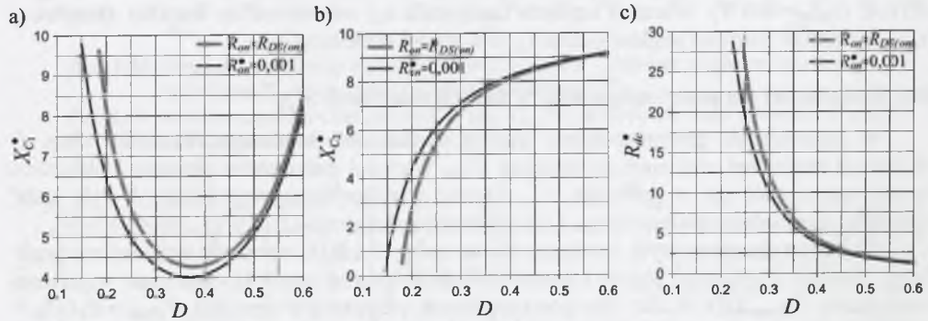
Rys. 8.13. Względna moc wyjściowa $P_O/P_{O,\mathrm{odn}}$ (a), względna rezystancja przewodzenia $R^{\bullet}_{on}$ (b) oraz współczynnik ograniczenia pojemnościowego częstotliwości k_C (c) w funkcji D

Fig. 8.13. Relative output power $P_O/P_{O.\mathrm{odn}}$ (a), relative on-resistance $R^{\bullet}_{on}$ (b), and factor of frequency limited by capacitance k_C (c) as a function of on-duty cycle D



Rys. 8.14. Współczynniki: a) szczytowego napięcia k_{Um}, b) skutecznego prądu k_{Isk} oraz c) mocy zainstalowanej tranzystora k_{UI} w funkcji współczynnika wypełnienia D

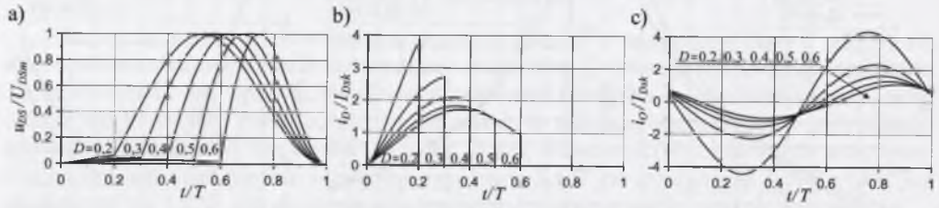
Fig. 8.14. Factors: a) peak-to-average voltage k_{Um}, b) rms-to-average current k_{Isk}, and c) transistor installed power k_{UI} as a function of on-duty cycle D



Rys. 8.15. Względne reaktancje pojemnościowe $X^{\bullet}_{C1}$ (a) i $X^{\bullet}_{C2}$ (b) oraz względna rezystancja wejściowa $R^{\bullet}_{dc}$ (c) w funkcji współczynnika wypełnienia D

Fig. 8.15. Relative capacitive reactances $X^{\bullet}_{C1}$ (a), $X^{\bullet}_{C2}$ (b), and relative input resistance $R^{\bullet}_{dc}$ (c) as a function of on-duty cycle D

Przy zmianach współczynnika wypełnienia D występuje maksimum mocy wyjściowej falownika P_O (rys. 8.13a), które odpowiada maksimum sprawności drenowej i minimum współczynnika k_{UI} (rys. 8.14c). Jest to rezultat przeciwnych zmian współczynników k_{Um} i k_{Isk} (rys. 8.14a i b) w funkcji współczynnika D. Ze względu na sprawność oraz moc wyjściową falownika optymalna wartość współczynnika D powinna się zawierać w przedziale 0,3–0,4, przy czym dla niższych częstotliwości przedział ten można zawęzić do 0,35–0,4 (model uproszczony), natomiast dla wyższych częstotliwości do 0,3–0,35 (model złożony). Malejącej wartości współczynnika D odpowiada zmniejszanie się wymaganej rezystancji obciążenia falownika ($R^{\bullet}_{on}=R_{DS(on)}/R$, rys. 8.13b). Powyższe zmiany rezystancji można wykorzystać na etapie syntezy parametrów falownika, uzyskując dopasowanie {24} pomiędzy rezystancją obciążenia a parametrami zasilania i/lub tranzystora. Do przeprowadzenia syntezy parametrów falownika klasy E dla wybranej wartości współczynnika D niezbędne są charakterystyki względnych reaktancji $X^{\bullet}_{C1}$ i $X^{\bullet}_{C2}$ oraz rezystancji wejściowej $R^{\bullet}_{dc}$ z rys. 8.15. Zmiany współczynnika D wpływają również na wartość współczynnika ograniczenia pojemnościowego częstotliwości k_C (rys. 8.13c). Mniejsze wartości współczynnika k_C oznaczają wyższe maksymalne częstotliwości pracy falownika ze względu na ograniczenie pojemnościowe częstotliwości ($C_1 = C_{OSS}$) {21}. Przykładowo, zmiana współczynnika D z wartości 0,5 na 0,4 powoduje w przybliżeniu dwukrotny wzrost częstotliwości maksymalnej.



Rys. 8.16. Przebiegi: a) względnych napięć i b) prądów tranzystora oraz c) względnych prądów obciążenia (D = 0,2, 0,3, 0,4, 0,5, 0,6)

Fig. 8.16. Waveforms of: a) relative transistor voltages and b) currents, and c) relative load currents

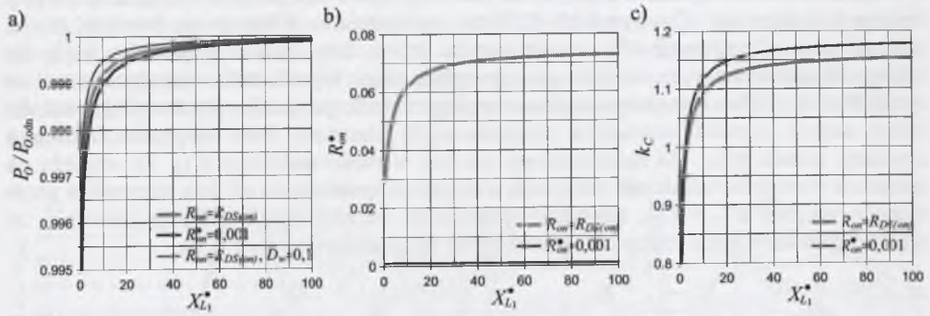
Na rysunku 8.16 zamieszczono przebiegi czasowe względnych napięć i prądów tranzystora oraz względnych prądów obciążenia, które obliczono na podstawie modelu uproszczonego falownika. Do obliczeń przyjęto parametry tranzystora typu IRF840 ($R_{DS(on)}$ = 1,6 Ω, I_{Dsk} = 4,11 A, U_{DSm} = 400 V). Wartości napięcia tranzystora u_{DS} odniesiono do wartości szczytowej U_{DSm}, natomiast wartości prądów i_D oraz i_O do wartości skutecznej I_{Dsk}.

8.4. Właściwości dla pracy optymalnej w funkcji reaktancji $X^{\bullet}_{L1}$

W podrozdziale przeprowadzono analizę właściwości bazowego falownika klasy E w funkcji względnej reaktancji indukcyjnej $X^{\bullet}_{L1}$. Wartości parametrów przyjęto i obliczono w taki sam sposób jak w podrozdz. 8.3. Wartość współczynnika wypełnienia D była stała, równa 0,5 dla modelu uproszczonego i 0,4 dla modelu złożonego (D_w=0.1).

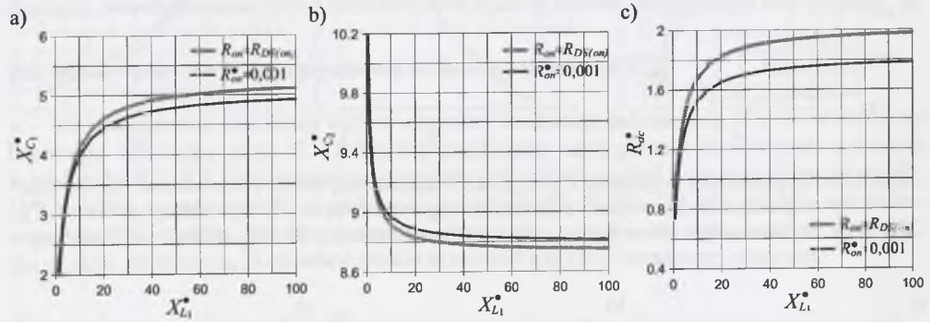
Obliczone charakterystyki zamieszczono na rys. 8.17 i 8.18, natomiast przykładowe przebiegi czasowe względnych napięć i prądów przedstawiono na rys. 8.19. Jako moc wyjściową odniesienia $P_{O,odn}$ (rys. 8.17a) dla poszczególnych przypadków przyjęto $P_{O,odn} = P_O(X^{\bullet}_{L1} = 1000)$, czyli były to wartości takie same jak dla charakterystyk z rys. 8.13a. Zmiany względnej reaktancji $X^{\bullet}_{L1}$ wpływają zauważalnie na właściwości falownika klasy E dopiero dla $X^{\bullet}_{L1} < 20$, przy czym wpływ ten na właściwości energetyczne jest pomijalny (rys. 8.17a). Zmniejszając $X^{\bullet}_{L1}$, uzyskuje się wzrost wymaganej rezystancji obciążenia R ($R^{\bullet}_{on} = R_{DS(on)}/R$, rys. 8.17b) i spadek wartości współczynnika k_C (rys. 8.17c). Zmieniając wartość $X^{\bullet}_{L1}$ z 100 na 1, względny

przyrost maksymalnej częstotliwości pracy falownika wynosi: $k_C(X^{\bullet}_{L1}=100)/k_C(X^{\bullet}_{L1}=1)=1{,}36$. Zmniejszaniu reaktancji $X^{\bullet}_{L1}$ odpowiadają przeciwne zmiany reaktancji pojemnościowych $X^{\bullet}_{C1}$ i $X^{\bullet}_{C2}$ (rys. 8.18a i b) oraz spadek rezystancji $R^{\bullet}_{dc}$ (rys. 8.18c). Dla bardzo małych wartości $X^{\bullet}_{L1}$ zmianie ulega charakter wyjściowego obwodu rezonansowego falownika przy częstotliwości harmonicznej podstawowej, z typowego indukcyjnego na pojemnościowy ($X^{\bullet}_{C2} > X^{\bullet}_{L2} = 10$, rys. 8.18b i 8.19c).



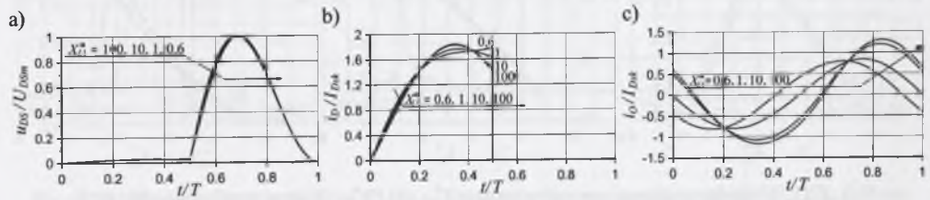
Rys. 8.17. Względna moc wyjściowa $P_O/P_{O,odn}$ (a), względna rezystancja przewodzenia $R^{\bullet}_{on}$ (b) oraz współczynnik ograniczenia pojemnościowego częstotliwości k_C (c) w funkcji reaktancji $X^{\bullet}_{L1}$

Fig. 8.17. Relative output power $P_O/P_{O,odn}$ (a), relative on-resistance $R^{\bullet}_{on}$ (b), and factor of frequency limited by capacitance k_C (c) as a function of relative reactance $X^{\bullet}_{L1}$



Rys. 8.18. Względne reaktancje pojemnościowe $X^{\bullet}_{C1}$ (a) i $X^{\bullet}_{C2}$ (b) oraz względna rezystancja wejściowa $R^{\bullet}_{dc}$ (c) w funkcji względnej reaktancji $X^{\bullet}_{L1}$

Fig. 8.18. Relative capacitive reactances $X^{\bullet}_{C1}$ (a), $X^{\bullet}_{C2}$ (b), and relative input resistance $R^{\bullet}_{dc}$ (c) as a function of relative reactance $X^{\bullet}_{L1}$

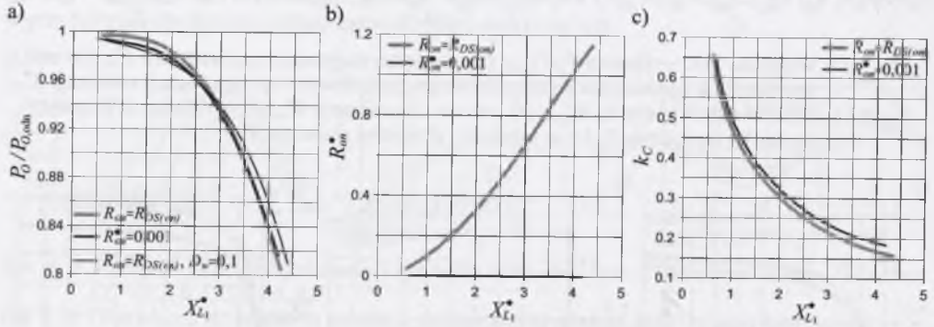


Rys. 8.19. Przebiegi: a) względnych napięć i b) prądów tranzystora oraz c) względnych prądów obciążenia ($X^{\bullet}_{L1}$ = 0,6, 1, 10, 100)

Fig. 8.19. Waveforms of: a) relative transistor voltages and b) currents, and c) relative load currents

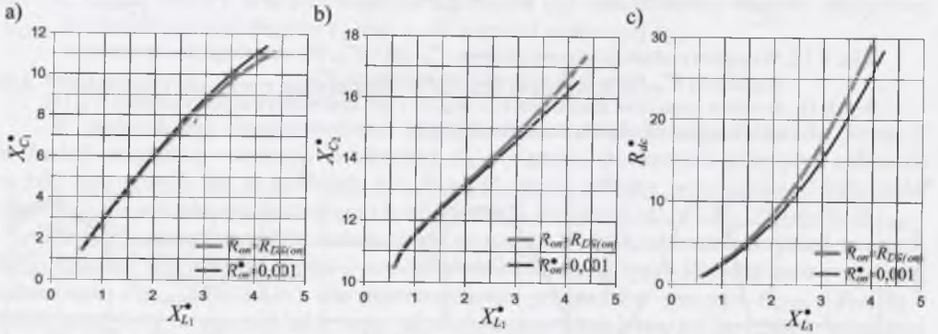
Należy zauważyć, że dla przypadku $R^{\bullet}_{on} = 0{,}001$, zakładając stałą częstotliwość przełączania f oraz stałą rezystancję obciążenia R, na podstawie charakterystyk z rys. 8.18 można określić wpływ indukcyjności L_1 ($L_1 = X^{\bullet}_{L1} \cdot R/\omega$) na pojemności C_1 ($C_1 = 1/(\omega \cdot R \cdot X^{\bullet}_{C1})$) i C_2 ($C_2 = 1/(\omega \cdot R \cdot X^{\bullet}_{C2})$) oraz na zastępczą rezystancję wejściową dla prądu stałego falownika R_{dc} ($R_{dc} = R^{\bullet}_{dc} \cdot R$).

Przedstawione dotychczas właściwości bazowego falownika klasy E w funkcji względnej reaktancji indukcyjnej $X^{\bullet}_{L1}$ (rys. 8.17–8.19) nie są kompletne. Okazuje się bowiem, że dla małych wartości reaktancji $X^{\bullet}_{L1}$ istnieje jeszcze jeden, inny zestaw parametrów [35], dla którego falownik klasy E również pracuje optymalnie. Wyniki takie zaprezentowano na rys. 8.20–8.22. Obliczenia przeprowadzono analogicznie do przypadku poprzedniego oraz dla takich samych wartości parametrów przyjmowanych jako stałe. Praca optymalna falownika uzyskana została tylko dla ograniczonego zakresu wartości reaktancji $X^{\bullet}_{L1}$. Ze względu na spełnienie warunków miękkiego załączania tranzystora ograniczenie od dołu stanowił w przybliżeniu warunek $X^{\bullet}_{C2} = X^{\bullet}_{L2}$, natomiast ograniczenie od góry było rezultatem założenia, że wartości chwilowe prądu tranzystora powinny być tylko dodatnie (rys. 8.22b).



Rys. 8.20. Względna moc wyjściowa $P_O/P_{O,odn}$ (a), względna rezystancja przewodzenia $R^{\bullet}_{on}$ (b) oraz współczynnik ograniczenia pojemnościowego częstotliwości k_C (c) w funkcji reaktancji $X^{\bullet}_{L1}$

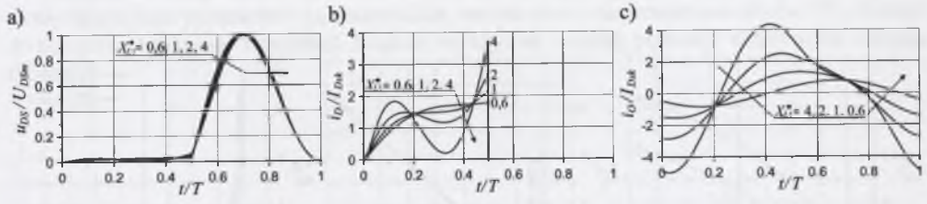
Fig. 8.20. Relative output power $P_O/P_{O,odn}$ (a), relative on-resistance $R^{\bullet}_{on}$ (b), and factor of frequency limited by capacitance k_C (c) as a function of relative reactance $X^{\bullet}_{L1}$



Rys. 8.21. Względne reaktancje pojemnościowe $X^{\bullet}_{C1}$ (a) i $X^{\bullet}_{C2}$ (b) oraz względna rezystancja wejściowa $R^{\bullet}_{dc}$ (c) w funkcji względnej reaktancji $X^{\bullet}_{L1}$

Fig. 8.21. Relative capacitive reactances $X^{\bullet}_{C1}$ (a), $X^{\bullet}_{C2}$ (b), and relative input resistance $R^{\bullet}_{dc}$ (c) as a function of relative reactance $X^{\bullet}_{L1}$

Ze zwiększaniem wartości reaktancji $X^{\bullet}_{L1}$ właściwości energetyczne falownika pogarszają się (rys. 8.20a). Towarzyszy temu spadek wartości rezystancji obciążenia R (rys. 8.20b) i współczynnika ograniczenia pojemnościowego częstotliwości k_C (rys. 8.20c). Zmniejszenie wartości k_C i odpowiadające mu zwiększenie maksymalnej częstotliwości pracy jest szczególnie wyraźne, na przykład dla $X^{\bullet}_{L1} = 2$ częstotliwość ta jest prawie czterokrotnie wyższa w porównaniu z częstotliwością uzyskiwaną w falowniku odniesienia. Ze wzrostem reaktancji $X^{\bullet}_{L1}$ zwiększają się reaktancje pojemnościowe $X^{\bullet}_{C1}$ i $X^{\bullet}_{C2}$ (rys. 8.21a i b) oraz rezystancja $R^{\bullet}_{dc}$ (rys. 8.21c), przy czym charakter wyjściowego obwodu rezonansowego falownika jest wyłącznie pojemnościowy (rys. 8.21b, 8.22c). Dla większych wartości reaktancji $X^{\bullet}_{L1}$ coraz bardziej widoczne stają się odkształcenie prądu obciążenia (rys. 8.22c) oraz zmiana kształtu prądu tranzystora (rys. 8.22b), natomiast kształt napięcia tranzystora pozostaje prawie niezmieniony (rys. 8.22a).

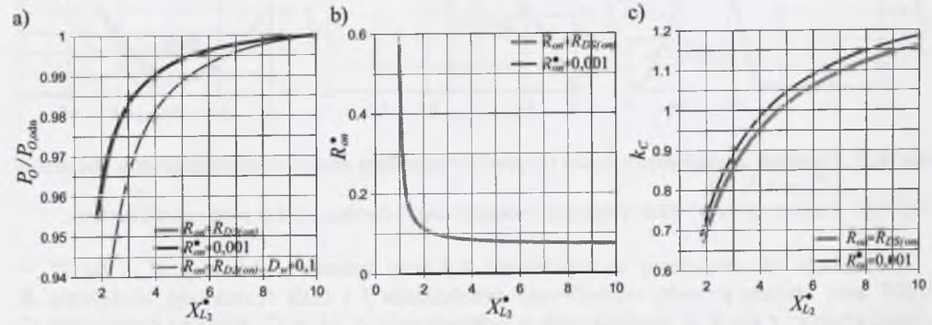


Rys. 8.22. Przebiegi: a) względnych napięć i b) prądów tranzystora oraz c) względnych prądów obciążenia ($X^{\bullet}_{L1} = 0{,}6, 1, 2, 4$)

Fig. 8.22. Waveforms of: a) relative transistor voltages and b) currents, and c) relative load currents

8.5. Właściwości dla pracy optymalnej w funkcji reaktancji $X^{\bullet}_{L2}$

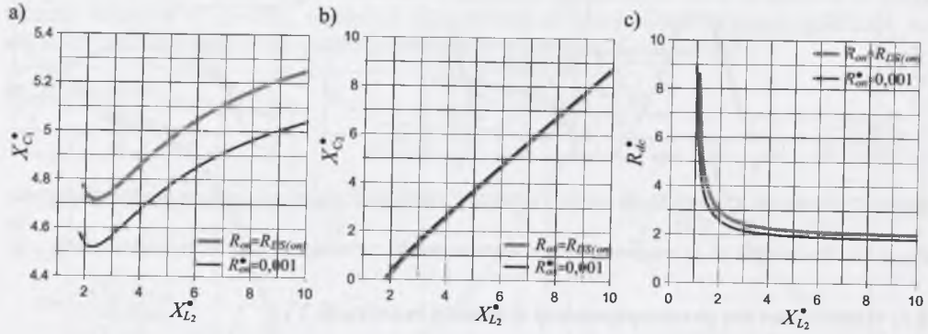
Na zakończenie określono wpływ względnej reaktancji indukcyjnej $X^{\bullet}_{L2}$ na właściwości bazowego falownika klasy E. Obliczenia przebiegały analogicznie do obliczeń opisanych w podrozdz. 8.3 i 8.4. Jako niezmienne przyjęto wartości względnej reaktancji indukcyjnej $X^{\bullet}_{L1}$ ($X^{\bullet}_{L1} = 1000$), współczynnika wypełnienia przewodzenia D ($D = 0{,}5$ dla modelu uproszczonego i 0,4 dla modelu złożonego) oraz współczynnika wypełnienia wyłączania D_w ($D_w = 0{,}1$ dla modelu złożonego).



Rys. 8.23. Względna moc wyjściowa $P_O/P_{O,odn}$ (a), względna rezystancja przewodzenia $R^{\bullet}_{on}$ (b) oraz współczynnik ograniczenia pojemnościowego częstotliwości k_C (c) w funkcji reaktancji $X^{\bullet}_{L2}$

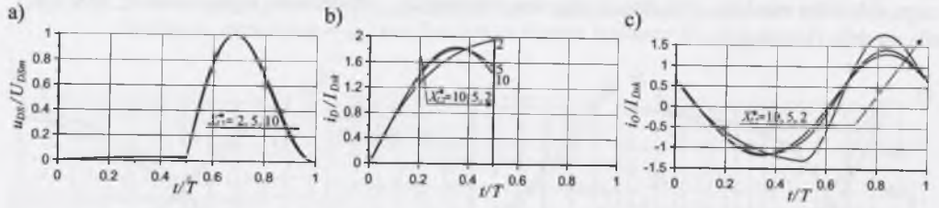
Fig. 8.23. Relative output power $P_O/P_{O,odn}$ (a), relative on-resistance $R^{\bullet}_{on}$ (b), and factor of frequency limited by capacitance k_C (c) as a function of relative reactance $X^{\bullet}_{L2}$

Obniżanie wartości reaktancji $X^{\bullet}_{L2}$, równoważne zmniejszaniu współczynnika reaktancyjności Q_L {20} wyjściowego obwodu rezonansowego, powoduje nieznaczny spadek mocy wyjściowej falownika klasy E (rys. 8.23a) oraz jednocześnie wymaga zmniejszenia wartości rezystancji obciążenia R ($R^{\bullet}_{on} = R_{DS(on)}/R$, rys. 8.23b). Z charakterystyk współczynnika k_C (rys. 8.23c) wynika, że dla małych wartości reaktancji $X^{\bullet}_{L2}$ można uzyskać kilkudziesięcioprocentowe podwyższenie maksymalnej częstotliwości pracy falownika. Zmiany reaktancji $X^{\bullet}_{C1}$ w funkcji reaktancji $X^{\bullet}_{L2}$ są niewielkie (rys. 8.24a), natomiast reaktancja $X^{\bullet}_{C2}$ zmienia się prawie liniowo w funkcji reaktancji $X^{\bullet}_{L2}$ (rys. 8.24b). Ze zmniejszaniem reaktancji $X^{\bullet}_{L2}$, wartość $X^{\bullet}_{C2}$ maleje, aby dla $X^{\bullet}_{L2} \approx 2$ osiągnąć zero. Kondensator C_2 staje się wtedy kondensatorem blokującym jedynie napięcie stałe. Dla małych wartości $X^{\bullet}_{L2}$ ($X^{\bullet}_{L2} < 3$) rezystancja wejściowa $R^{\bullet}_{dc}$ silnie wzrasta (rys. 8.24c), kształt napięcia tranzystora jest zachowany (rys. 8.25a), kształt prądu tranzystora zmienia się nieznacznie (rys. 8.25b), a prąd obciążenia falownika jest niesinusoidalny (rys. 8.25c).



Rys. 8.24. Względne reaktancje pojemnościowe $X^{\bullet}_{C1}$ (a) i $X^{\bullet}_{C2}$ (b) oraz względna rezystancja wejściowa $R^{\bullet}_{dc}$ (c) w funkcji względnej reaktancji $X^{\bullet}_{L2}$

Fig. 8.24. Relative capacitive reactances $X^{\bullet}_{C1}$ (a), $X^{\bullet}_{C2}$ (b), and relative input resistance $R^{\bullet}_{dc}$ (c) as a function of relative reactance $X^{\bullet}_{L2}$



Rys. 8.25. Przebiegi: a) względnych napięć i b) prądów tranzystora oraz c) względnych prądów obciążenia ($X^{\bullet}_{L2} = 2, 5, 10$)

Fig. 8.25. Waveforms of: a) relative transistor voltages and b) currents, and c) relative load currents

Podobnie jak zauważono to w podrozdz. 8.4 przy zmianach reaktancji $X^{\bullet}_{L1}$, dla $R^{\bullet}_{on} = 0{,}001$ oraz zakładając stałą częstotliwość przełączania f i stałą rezystancję obciążenia R, charakterystyki z rys. 8.24 ilustrują wpływ indukcyjności L_2 ($L_2 = X^{\bullet}_{L2} \cdot R/\omega$) na pojemności C_1 ($C_1 = 1/(\omega \cdot R \cdot X^{\bullet}_{C1})$) i C_2 ($C_2 = 1/(\omega \cdot R \cdot X^{\bullet}_{C2})$) oraz na zastępczą rezystancję wejściową dla prądu stałego falownika R_{dc} ($R_{dc} = R^{\bullet}_{dc} \cdot R$).

8.6. Podsumowanie

Zmiany parametrów falownika klasy E wpływają na jego sprawność η_D oraz moc wyjściową P_O. Zachowując parametry pracy tranzystora, niewielki wzrost sprawności drenowej i kilkuprocentowe zwiększenie mocy wyjściowej falownika, uzyskano jedynie dla płytkiej pracy nieoptymalnej oraz dla pracy optymalnej ze zmniejszonym współczynnikiem wypełnienia przewodzenia tranzystora.

Wyznaczone charakterystyki mogą zostać bezpośrednio wykorzystane w procesie syntezy parametrów falowników klasy E lub posłużyć mogą jako wytyczne do takiej syntezy oraz porównania różnych, alternatywnych koncepcji. Wynikają z nich m.in. sposoby postępowania w przypadku konieczności dopasowania rezystancji obciążenia (rezystancja $R^{\bullet}_{dc}$) lub zwiększenia maksymalnej częstotliwości pracy falownika (współczynnik k_C).

Ponieważ zwiększenie sprawności oraz mocy wyjściowej falownika klasy E przez modyfikację jego parametrów jest niewielkie, wzrost mocy nie przekracza około 12%, dlatego w kolejnym rozdziale rozważono bardziej efektywną metodę poprawy właściwości energetycznych.

9. ANALIZA WŁAŚCIWOŚCI FALOWNIKÓW KLASY EF_2 i E/F_3

Rozdział ten jest trzecim etapem analizy możliwości podwyższenia sprawności oraz mocy wyjściowej falownika klasy E, stanowiąc kontynuację podrozdz. 7.4 i rozdz. 8. Prezentowana poniżej analiza obejmuje falowniki klasy EF_2 i E/F_3, które są prostymi modyfikacjami układowymi {8} bazowego falownika klasy E {6}. Właściwości tych falowników są reprezentatywne dla właściwości wszystkich falowników klasy EF_2 i E/F_3 (tab. 7.2). W prowadzonej analizie (podrozdz. 9.1 i 9.2) uwzględniono również bazowy falownik klasy E.

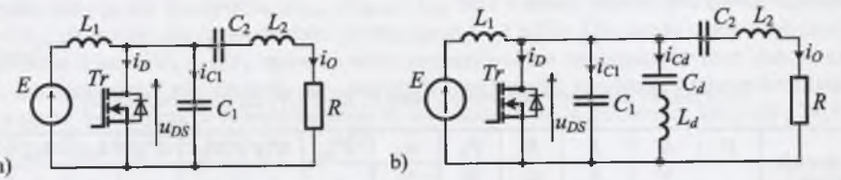
Z powodu niekorzystnego kształtu przebiegów napięcia i prądu tranzystora w falownikach klasy E uzyskuje się niższe sprawności drenowe oraz mniejsze moce wyjściowe w porównaniu z wartościami osiąganymi w innych falownikach przy takich samych parametrach pracy tranzystora (podrozdz. 7.4). Przebiegi te mają dużą względną wartość szczytową napięcia oraz dużą względną wartość skuteczną prądu tranzystora. Poprawę kształtu przebiegów napięcia i prądu tranzystora, a tym samym korzystniejsze właściwości energetyczne falowników, można uzyskać wprowadzając do ich obwodów głównych dodatkowe obwody rezonansowe. Analiza właściwości takich falowników jest przedmiotem niniejszego rozdziału. Najpierw wyjaśniono zasadę działania falowników klasy EF_2 i E/F_3. Następnie omówiono algorytm doboru wartości parametrów tych falowników oraz przeanalizowano ich właściwości dla pracy optymalnej. Na zakończenie określono wpływ różnych zestawów parametrów dla pracy optymalnej oraz dla płytkiej pracy nieoptymalnej z maksymalną sprawnością na właściwości energetyczne falowników klasy EF_2 i E/F_3. Podobne wyniki, choć w znacznie ograniczonym zakresie, można znaleźć w pracach autora [56, 58 i 59].

Podstawowe informacje i wyjaśnienia odnośnie do falowników klasy EF_2 i E/F_3 zostały już podane w rozdz. 2 i 7. Prezentowane poniżej podejście, zakres analizy oraz użyte narzędzia różnią się od znanych z literatury [11, 72]. Mając na uwadze jak największą prostotę układów, skupiono się wyłącznie na falownikach z jednym dodatkowym obwodem rezonansowym. Ponieważ drugie i trzecie harmoniczne napięcia i prądu tranzystora, pomijając harmoniczne podstawowe, mają największe wartości, dlatego ich modyfikacje wpływają najsilniej na kształt przebiegów napięcia i prądu tranzystora. Dodatkowy obwód rezonansowy powinien więc być dostrojony do częstotliwości drugiej lub trzeciej harmonicznej. Po przebadaniu szeregu różnych kombinacji falowniki klasy EF_2 i E/F_3 okazały się najbardziej perspektywiczne. Dokonanie analizy ich właściwości wymagało opracowania algorytmu doboru wartości parametrów, który maksymalizowałby ich sprawność oraz jednocześnie zapewniłby miękkie załączanie tranzystora. W tym celu opracowano i zastosowano odpowiednie modele komputerowe w programie Matlab.

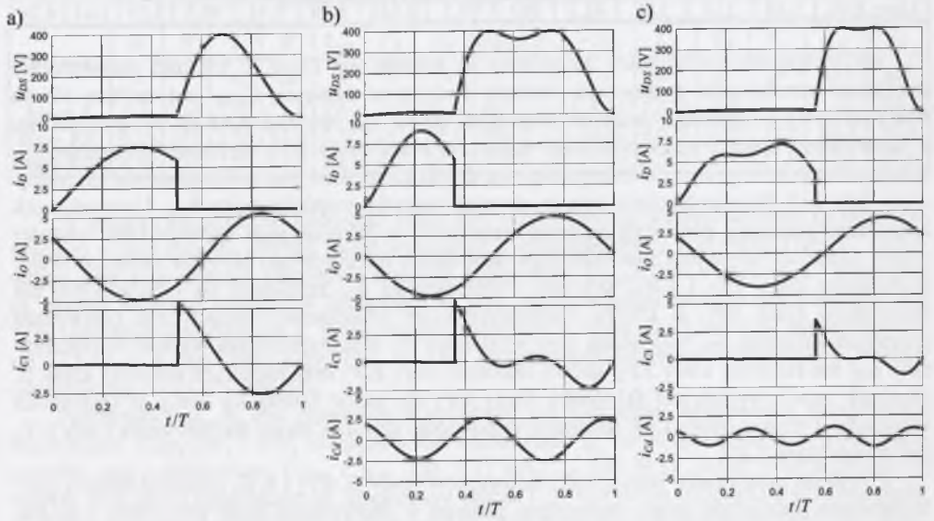
9.1. Idea falowników klasy EF_2 i E/F_3 i wstępne porównanie ich właściwości

Na rysunku 9.1 przedstawiono schematy falowników klasy E, EF_2 i E/F_3. Schematy te różnią się dodatkowym obwodem rezonansu szeregowego $C_d - L_d$, którego zadaniem jest poprawa właściwości energetycznych falowników klasy EF_2 i E/F_3. Obwód ten wpływa na kształt przebiegów napięcia i prądu tranzystora, szczególnie napięcia, gdy jego częstotliwość rezonansu własnego jest zbliżona do częstotliwości harmonicznych najniższego rzędu. Jego wpływ w uproszczeniu może zostać wyjaśniony następująco. Zakładając, że częstotliwość rezonansu własnego obwodu dodatkowego jest bliska częstotliwości drugiej (falownik klasy EF_2) lub trzeciej (falownik klasy E/F_3) harmonicznej, uzyskuje się w przybliżeniu zwarcie obwodu drenowego dla tej częstotliwości. W rezultacie występuje prawie całkowite wyeliminowanie drugiej lub trzeciej harmonicznej z napięcia tranzystora u_{DS}. Jednocześnie towarzyszący

temu przepływ prądu rezonansowego obwodu dodatkowego powoduje wzrost odpowiadającej mu harmonicznej w prądzie tranzystora i_D. W ogólnym przypadku, w zależności od wartości elementów obwodu głównego i dołączonego obwodu, częstotliwości przełączania oraz współczynnika wypełnienia przewodzenia tranzystora, może wpłynąć to pozytywnie lub negatywnie na kształt przebiegów napięcia i prądu tranzystora, czyli na wykorzystanie parametrów tranzystora oraz ostatecznie na sprawność i moc wyjściową falownika. Dlatego w celu zapewnienia najlepszych właściwości energetycznych wartości parametrów falowników klasy EF_2 i E/F_3 dla pracy optymalnej powinny być odpowiednio dobrane. Należy zauważyć, że dołączenie dodatkowego obwodu rezonansowego zmniejsza również wartość współczynnika zawartości wyższych harmonicznych prądu obciążenia (tab. 7.2). Natomiast do podstawowych wad falowników klasy EF_2 i E/F_3 zalicza się straty mocy w dołączonym obwodzie, wzrost złożoności obwodu głównego oraz bardziej skomplikowaną metodę doboru wartości parametrów.



Rys. 9.1. Schematy falowników: a) klasy E oraz b) klasy EF_2 i E/F_3
Fig. 9.1. Equivalent circuits of: a) Class E, b) Class EF_2, and E/F_3 inverters



Rys. 9.2. Przebiegi czasowe napięcia u_{DS} i prądu i_D tranzystora oraz prądów obciążenia i_O, pojemności równoległej i_{C1} i obwodu dodatkowego i_{Cd} dla falowników: a) klasy E, b) klasy EF_2 i c) klasy E/F_3
Fig. 9.2. Waveforms of transistor voltage u_{DS} and current i_D, load current i_O, parallel capacitance current i_{C1}, and additional circuit current i_{Cd} for: a) Class E, b) Class EF_2, and c) Class E/F_3 inverters

Aby już na wstępie wyjaśnić i porównać właściwości falowników klasy E, EF_2 i E/F_3 dla pracy optymalnej, na rys. 9.2 zamieszczono przebiegi czasowe, a w tab. 9.1 zestawiono wartości odpowiednich parametrów (szczegółowa analiza porównawcza przedstawiona jest

w podrozdz. 9.2). Należy zauważyć, że w przypadku falownika klasy E odpowiadaj one falownikowi odniesienia {6}. Zostały one obliczone dla danych parametrów tranzystora. Podobnie jak wcześniej, wybrano tranzystor typu IRF840, przyjmując: $R_{DS(on)} = 1{,}6\ \Omega$, $P_T = 27$ W ($I_{Dsk} = 4{,}11$ A dla $P_{on} = P_T$) oraz $U_{DSm} = 400$ V. Wymagane wartości elementów obwodu głównego obliczono na podstawie znanych zależności (podrozdz. 6.1, dodatek D1): $X^*_{L1} = 2\pi f L_1/R$, $X^*_{L2} = 2\pi f L_2/R$, $X^*_{Ld} = 2\pi f L_d/R$, $X^*_{C1} = 1/(2\pi f C_1 R)$, $X^*_{C2} = 1/(2\pi f C_2 R)$, $X^*_{Cd} = 1/(2\pi f C_d R)$, $R^*_{dc} = E/(I R)$, $k_{Um} = U_{DSm}/E$, $k_{Isk} = I_{Dsk}/I$. Wartości poszczególnych parametrów (X^*_{L1}, X^*_{L2}, X^*_{Ld}, X^*_{C1}, X^*_{C2}, X^*_{Cd}, R^*_{dc}, k_{Um} i k_{Isk}) uzyskano na podstawie uproszczonych modeli komputerowych falowników (dodatek D1 i D3). Obliczenia przeprowadzono dla danych wartości reaktancji względnych $X^*_{L1} = 1000$ (prąd zasilania wygładzony) i $X^*_{L2} = X^*_{Ld} = 10$ ($Q_L = X^*_{L2} = 10$ – prąd obciążenia sinusoidalny) oraz przyjmując wartości współczynnika wypełnienia D odpowiednio równe: 0,5 (klasa E), 0,36 (klasa EF_2) i 0,56 (klasa E/F_3). Wybór wartości współczynnika D dla falowników klasy EF_2 i E/F_3 wynikał z osiągnięcia największej mocy wyjściowej (rys. 9.4a).

Tabela 9.1

Przykładowe parametry falowników klasy E, EF_2 i E/F_3 dla pracy optymalnej

Falownik	D	E	I	R	P_O	η_D	R^*_{on}	X^*_{C1}	X^*_{C2}	X^*_{Cd}	k_{Um}	k_{Isk}	k_{UI}
	-	V	A	Ω	W	%	-	-	-	-	-	-	-
klasy E	0,5	116	2,67	21,5	283	91,3	0,074	5,25	8,73	-	3,44	1,54	5,30
klasy EF_2	0,36	192	2,27	35,9	409	93,8	0,045	4,94	9,11	40,1	2,08	1,81	3,77
klasy E/F_3	0,56	133	2,92	42,7	361	93,1	0,038	8,98	9,41	90,5	3,01	1,41	4,24

We wszystkich falownikach zachowane są typowe dla klasy E warunki maksymalnie miękkiego przełączania tranzystora, wartość szczytowa napięcia U_{DSm} jest zawsze równa 400 V (rys. 9.2), natomiast wartość skuteczna prądu I_{Dsk} wynosi 4,11 A. W porównaniu z falownikiem klasy E zmodyfikowane falowniki klasy EF_2 i E/F_3 wyróżnia korzystniejszy, spłaszczony przebieg napięcia tranzystora u_{DS}, dzięki któremu są one zasilane większym napięciem (tab. 9.1). Potwierdzeniem tego są również wartości współczynnika k_{Um}. Uzyskanie jak najbardziej płaskiego przebiegu napięcia tranzystora w zakresie jego największych wartości należy uznać za kryterium prawidłowego dostrojenia dodatkowego obwodu rezonansowego falowników klasy EF_2 i E/F_3. Wartość współczynnika k_{Isk} zmniejsza się odpowiednio dla falowników klasy EF_2, E i E/F_3. Najkorzystniejsze właściwości energetyczne (najwyższą sprawność drenową η_D, największą moc wyjściową P_O oraz najmniejszą wartość współczynnika k_{UI}) ma falownik klasy EF_2, gorsze falownik klasy E/F_3 oraz najgorsze falownik klasy E. Stosunek mocy wyjściowej falownika klasy EF_2 do mocy falownika klasy E (falownika odniesienia) wynosi około 1,44, natomiast odpowiedni stosunek mocy dla falownika klasy E/F_3 jest równy około 1,27.

Powyższe porównanie właściwości falowników klasy E, EF_2 i E/F_3 przeprowadzono przy zachowaniu parametrów pracy tranzystora. Dlatego w falownikach klasy EF_2 i E/F_3 o poprawionych właściwościach energetycznych uzyskano wyższe sprawności oraz większe moce wyjściowe. W porównaniu z falownikiem klasy E falowniki klasy EF_2 i E/F_3 mają również korzystniejsze właściwości energetyczne (wyższe sprawności oraz mniejsze straty mocy) przy jednakowej mocy wyjściowej. Zilustrowano to za pomocą dwóch przykładów ilościowych. W obu przykładach porównano właściwości falowników klasy E, EF_2 i E/F_3, przy czym parametry falownika klasy E były niezmienne, takie jak w tab. 9.1. Pominięto zależność rezystancji przewodzenia tranzystora od temperatury złącza (strat mocy).

Tabela 9.2

Parametry falowników klasy E, EF_2 i E/F_3 przy jednakowej mocy wyjściowej (obniżone napięcia zasilania falowników klasy EF_2 i E/F_3)

Falownik	D	E	I	R	I_{Osk}	P_O	η_D	U_{DSm}	$R_{DS(on)}$	I_{Dsk}	C_1	C_2	C_d	L_d	L_2
	-	V	A	Ω	A	W	%	V	Ω	A	nF	pF	pF	μH	μH
klasy E	0,5	116	2,67	21,5	3,63	283	91,3	400	1,6	4,11	1,410	846	-	-	34,3
klasy EF_2	0,36	160	1,89	35,9	2,81	283	93,8	333	1,6	3,42	0,897	486	111	57,2	57,2
klasy E/F_3	0,56	118	2,58	42,7	2,57	283	93,1	354	1,6	3,63	0,415	396	41,2	68,0	68,0

W pierwszym przykładzie moce wyjściowe falowników klasy EF_2 i E/F_3 obniżono do poziomu mocy wyjściowej falownika klasy E tylko przez zmniejszenie ich napięć zasilania. W tabeli 9.2, względem tab. 9.1, dodatkowo zamieszczono wartość skuteczną prądu obciążenia I_{Osk}, parametry pracy tranzystora U_{DSm}, $R_{DS(on)}$ i I_{Dsk} oraz wartości elementów C_1, C_2, C_d, L_d i L_2 ($L_1 >> L_2$) obliczone dla częstotliwości przełączania $f = 1$ MHz. Obniżenie mocy wyjściowych falowników klasy EF_2 i E/F_3 spowodowało proporcjonalne zmniejszenie strat mocy, natomiast ich sprawności nie zmieniły się, pozostając wyższe od sprawności falownika klasy E. Straty mocy tranzystora w falowniku klasy E wynoszą 27 W, w falowniku klasy EF_2 18,7 W, a w falowniku klasy E/F_3 są równe 21,1 W.

Tabela 9.3

Parametry falowników klasy E, EF_2 i E/F_3 przy jednakowej mocy wyjściowej (modyfikacja falowników klasy EF_2 i E/F_3)

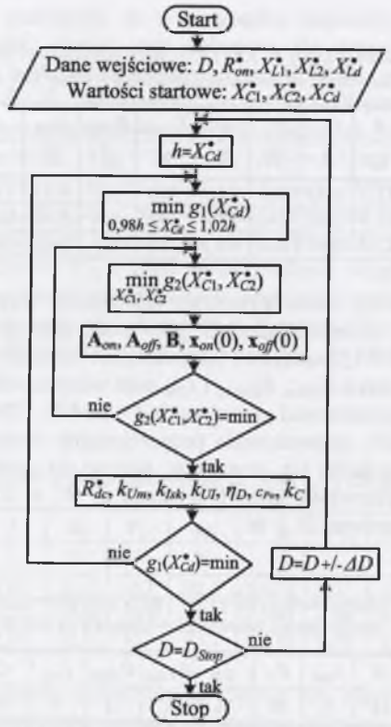
Falownik	D	E	I	R	I_{Osk}	P_O	η_D	U_{DSm}	$R_{DS(on)}$	I_{Dsk}	C_1	C_2	C_d	L_d	L_2
	-	V	A	Ω	A	W	%	V	Ω	A	nF	pF	pF	μH	μH
klasy E	0,5	116	2,67	21,5	3,63	283	91,3	400	1,6	4,11	1,410	846	-	-	34,3
klasy EF_2	0,36	191	1,55	53,0	2,31	283	95,8	400	1,6	2,80	0,621	330	74,8	84,3	84,3
klasy E/F_3	0,56	132	2,27	55,0	2,27	283	94,5	400	1,6	3,20	0,325	307	31,9	87,6	87,6

W drugim przykładzie falowniki klasy EF_2 i E/F_3 zostały zmodyfikowane (przeprojektowane) w taki sposób, aby ich moce wyjściowe były równe mocy falownika klasy E, zachowując przy tym wartość szczytową napięcia tranzystora $U_{DSm} = 400$ V (tab. 9.3). Wymagało to zmiany wartości elementów falownika, w tym odpowiedniego zwiększenia (dopasowania {24}) rezystancji obciążenia R. Straty mocy tranzystora w falowniku klasy EF_2 zmniejszyły się do 12,5 W, a w falowniku klasy E/F_3 do 16,4 W, natomiast sprawności falowników wzrosły odpowiednio do 95,8% i 94,5%.

Podsumowując, w obu przykładach uzyskano korzystniejsze właściwości energetyczne falowników klasy EF_2 i E/F_3 względem falownika klasy E, nie wykorzystując w pełni parametrów pracy tranzystora U_{DSm} i I_{Dsk} (tab. 9.2) lub I_{Dsk} (tab. 9.3). Jeżeli uwzględniono by wpływ strat mocy tranzystora na temperaturę złącza i jej wpływ na rezystancję przewodzenia, to uzyskano by jeszcze mniejsze straty mocy i wyższe sprawności falowników klasy EF_2 i E/F_3.

9.2. Właściwości dla pracy optymalnej w funkcji współczynnika wypełnienia D

Szczegółową analizę właściwości falowników klasy EF_2 i E/F_3 rozpoczęto od określenia wpływu współczynnika wypełnienia przewodzenia tranzystora D na ich właściwości. W tym celu opracowane zostały modele komputerowe falowników klasy EF_2 i E/F_3 (dodatek D3). Były to modele analogiczne do opisanych wcześniej modeli bazowego falownika klasy E



Rys. 9.3. Schemat blokowy algorytmu użytego do obliczeń parametrów falowników klasy EF_2 i E/F_3
Fig. 9.3. Block diagram of the algorithm used to calculate the parameters of Class EF_2 and E/F_3 inverters

(rozdz. 6, dodatek D1 i D2). Obliczenie parametrów dla pracy optymalnej falowników wymagało użycia specjalnego algorytmu. Po przetestowaniu kilku algorytmów ostatecznie wybrano algorytm o schemacie blokowym przedstawionym na rys. 9.3. Zgodnie z tym algorytmem, dla danych wejściowych obliczane są parametry falowników klasy EF_2 i E/F_3 dla pracy optymalnej oraz jednocześnie uzyskiwane są ich najwyższa sprawność drenowa i największa moc wyjściowa. Wyjaśnienie jego funkcjonowania, przy założeniu bliskiej zeru rezystancji przewodzenia tranzystora ($R^*_{on} = 0{,}001$), jest następujące. Rozpoczęcie obliczeń wymaga określenia wartości danych wejściowych (D, R^*_{on}, X^*_{L1}, X^*_{L2}, X^*_{Ld}) oraz wartości startowych (X^*_{C1}, X^*_{C2}, X^*_{Cd}), w pobliżu których poszukiwane jest rozwiązanie. Wartości startowe pobierane są z wcześniejszych obliczeń lub z poprzedniego kroku obliczeniowego. Gdy obliczenia przeprowadzane są po raz pierwszy, wartości startowe dla reaktancji X^*_{C1} i X^*_{C2} przyjmowane są jak dla falownika klasy E, natomiast dla reaktancji X^*_{Cd} są równe: $X^*_{Cd} = 4 \cdot X^*_{Ld}$ (klasa EF_2) lub $X^*_{Cd} = 9 \cdot X^*_{Ld}$ (klasa E/F_3). Mnożniki 4 i 9 wynikają z warunku uzyskania rezonansu dla częstotliwości drugiej i trzeciej harmonicznej. W algorytmie zastosowano dwie pętle optymalizacyjne. W pętli wewnętrznej wyznaczane są wartości reaktancji X^*_{C1} i X^*_{C2}, minimalizując wartość funkcji celu g_2:

$$g_2(X^*_{C1}, X^*_{C2}) = \left|\mathbf{x}^*_{on(1)}(0)\right| + \left|\mathbf{x}^*_{on(4)}(0) - \mathbf{x}^*_{on(5)}(0) - \mathbf{x}^*_{on(6)}(0)\right|, \tag{9.1}$$

gdzie $\mathbf{x}^*_{on(1)}(0)$, $\mathbf{x}^*_{on(4)}(0)$, $\mathbf{x}^*_{on(5)}(0)$ i $\mathbf{x}^*_{on(6)}(0)$ są wartościami wektora stanu początkowego dla schematu załączenia, odpowiadającymi kolejno względnemu napięciu tranzystora oraz względnym prądom zasilania, obciążenia i obwodu dodatkowego. Funkcja ta zawiera warunki ZVS i ZdVS miękkiego załączania tranzystora. W zewnętrznej pętli optymalizacyjnej obliczana jest wymagana wartość reaktancji X^*_{Cd}. W tym celu minimalizowana jest wartość funkcji celu g_1:

$$g_1(X^*_{Cd}) = k_{UI}\,. \tag{9.2}$$

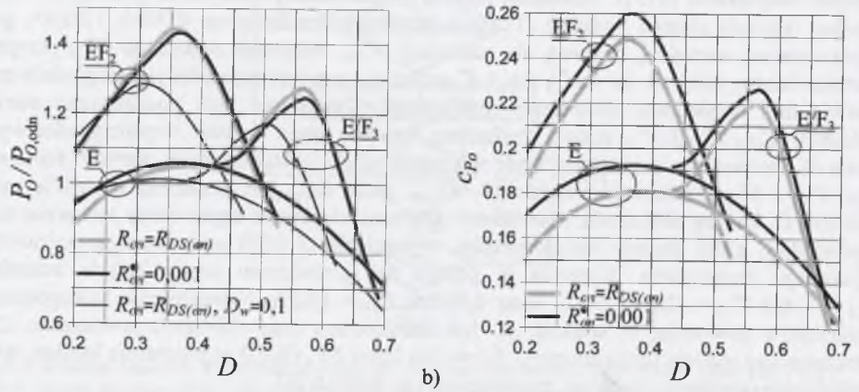
Jak wykazano w podrozdz. 4.2, zachowując parametry pracy tranzystora, minimalnej wartości współczynnika k_{UI} odpowiada maksymalna sprawność drenowa η_D oraz maksymalna moc wyjściowa falownika P_O. Minimalizacja funkcji g_2 rozpoczyna się dla podanych wartości startowych reaktancji X^*_{C1} i X^*_{C2}, używając do tego procedury programu Matlab *fminsearch* (metoda simpleksów [112]). Natomiast funkcja g_1 minimalizowana jest za pomocą procedury *fminbnd* (metoda złotego podziału [112]) w przedziale zamkniętym $<0{,}98 \cdot h,\ 1{,}02 \cdot h>$, gdzie h jest ostatnią wartością startową dla reaktancji X^*_{Cd}. Ponieważ reaktancja X^*_{Cd} przyjmuje wartości bardzo zbliżone do $4 \cdot X^*_{Ld}$ lub $9 \cdot X^*_{Ld}$, dlatego przyjęty przedział jest względnie mały. Ułatwia to i przyspiesza znalezienie rozwiązania. Ostatecznie, gdy poszukiwane wartości reaktancji X^*_{C1}, X^*_{C2} i X^*_{Cd} zostają znalezione, zmianie ulega wartość współczynnika wypełnienia D i rozpoczyna się kolejny krok obliczeniowy dla uaktualnionych wartości startowych X^*_{C1}, X^*_{C2} i X^*_{Cd}. Spełnienie warunku $D = D_{Stop}$, gdzie D_{Stop} jest graniczną wartością współczynnika D, kończy obliczenia. Prawidłowe działanie algorytmu zapewnione jest przez dobór odpowiednio małej zmiany współczynnika wypełnienia D (ΔD) oraz kontrolę poprawności uzyskanego rozwiązania. Kontrola ta polega na sprawdzeniu następujących warunków: $X^*_{C1} > 0$, $0{,}5 \cdot X^*_{L2} < X^*_{C2} < 1{,}5 \cdot X^*_{L2}$ oraz $0{,}98 \cdot h < X^*_{Cd} < 1{,}02 \cdot h$. Niespełnienie któregokolwiek z warunków powoduje, że wartość ΔD jest zmniejszana oraz obliczenia powtarzane. Zapis opracowanego modelu uproszczonego falownika klasy EF_2 (E/F_3) w programie Matlab, wykorzystującego powyższy algorytm, zamieszczono w dodatku D3.

W analogiczny sposób do modeli uproszczonych falowników klasy EF_2 i E/F_3 można utworzyć ich modele złożone z niezerowym czasem wyłączania tranzystora oraz modele falowników symetrycznych. W przypadku uwzględnienia rezystancji przewodzenia tranzystora $R_{DS(on)}$, zachowanie parametrów pracy tranzystora wymaga nieznacznej modyfikacji opisanego algorytmu. Należy wówczas w wewnętrznej pętli optymalizacyjnej dodatkowo korygować wartość rezystancji R^*_{on}, korzystając z zależności (8.1) i (8.2) lub (8.3) i (8.4), w taki sam sposób jak opisano to w podrozdz. 8.1.

Wyznaczone zgodnie z podanym algorytmem charakterystyki zamieszczono na rys. 9.4–9.7. Umożliwiają one przeprowadzenie wyczerpującej dyskusji właściwości falowników klasy EF_2 i E/F_3. Do obliczeń charakterystyk przyjęto stałe wartości reaktancji X^*_{L1} ($X^*_{L1} = 1000$), X^*_{L2} ($X^*_{L2} = 10$) i X^*_{Ld} ($X^*_{Ld} = X^*_{L2}$) oraz rezystancji R^*_{on} ($R^*_{on} = 0{,}001$). Natomiast do wyznaczenia charakterystyk oznaczonych jako „$R_{on} = R_{DS(on)}$" założono zachowanie parametrów pracy przykładowego tranzystora typu IRF840. Przyjęte wartości parametrów tranzystora wynosiły: $R_{DS(on)} = 1{,}6\ \Omega$, $P_T = 27$ W ($I_{Dsk} = 4{,}11$ A dla $P_{on} = P_T$), $U_{DSm} = 400$ V. Na rysunku 9.4a przedstawiono dodatkowo charakterystyki względnej mocy wyjściowej falowników $P_O/P_{O,odn}$, które obliczono na podstawie ich modeli złożonych, przyjmując $D_w = 0{,}1$. Moc odniesienia $P_{O,odn}$ była równa mocy wyjściowej falownika klasy E, przy czym dla modeli uproszczonych wynosiła $P_{O,odn} = P_O(D=0{,}5)$, a dla modeli złożonych była równa $P_{O,odn} = P_O(D=0{,}4)|_{Dw=0,1}$. Należy zauważyć, że moc $P_{O,odn} = P_O(D=0{,}5)$ odpowiada mocy wyjściowej falownika odniesienia. W celach porównawczych na rys. 9.4–9.7 zamieszczono wcześniej obliczone charakterystyki

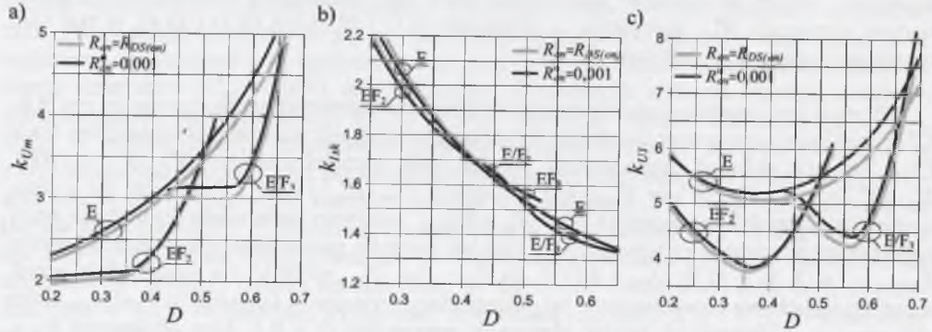
dla falownika klasy E (podrozdz. 8.3). Dokonano również obliczeń poszczególnych charakterystyk (nie są tutaj przedstawione) dla symetrycznych falowników klasy E, EF_2 i E/F_3, uzyskując bardzo zbliżone wyniki do prezentowanych poniżej.

Falowniki klasy EF_2 i E/F_3 osiągają większe moce wyjściowe w porównaniu z mocą falownika klasy E (rys. 9.4a). Obliczona na podstawie modelu uproszczonego największa moc wyjściowa falownika klasy EF_2 występuje dla współczynnika wypełnienia D zbliżonego do 0,36 (przyrost o około 43%), natomiast największa moc wyjściowa falownika klasy E/F_3 uzyskiwana jest dla współczynnika D w przybliżeniu równego 0,56 (przyrost o około 25%). Podobne wyniki otrzymano stosując model złożony, przy czym odpowiednie przyrosty mocy wyjściowych falowników klasy EF_2 i E/F_3 są mniejsze. Dla falownika klasy EF_2 przyrost mocy wynosi około 28% ($D \approx 0{,}3$), natomiast dla falownika klasy E/F_3 jest w przybliżeniu równy 17% ($D \approx 0{,}5$). Potwierdzeniem lepszych właściwości energetycznych falowników klasy EF_2 i E/F_3 są również charakterystyki zmodyfikowanego współczynnika wydajności mocy



Rys. 9.4. Względna moc wyjściowa $P_O/P_{O,odn}$ (a) oraz zmodyfikowany współczynnik wydajności mocy wyjściowej c_{Po} (b) w funkcji współczynnika D

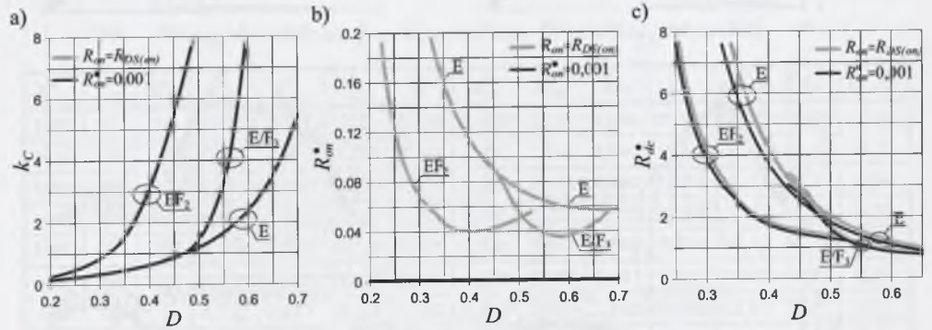
Fig. 9.4. Relative output power $P_O/P_{O,odn}$ (a) and modified power output capability c_{Po} (b) as a function of on-duty cycle D



Rys. 9.5. Współczynniki: a) szczytowego napięcia k_{Um}, b) skutecznego prądu k_{Isk} oraz c) mocy zainstalowanej tranzystora k_{UI} w funkcji współczynnika D

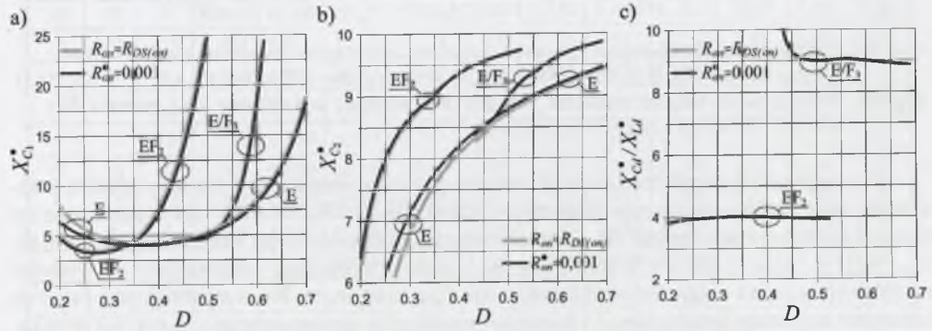
Fig. 9.5. Factors: a) peak-to-average voltage k_{Um}, b) rms-to-average current k_{Isk}, and c) transistor installed power k_{UI} as a function of on-duty cycle D

wyjściowej c_{Po} (rys. 9.4b) oraz współczynnika mocy zainstalowanej tranzystora k_{UI} (rys. 9.5c). Na podstawie obserwacji zmian współczynników k_{Um} (rys. 9.5a) oraz k_{Isk} (rys. 9.5b) można stwierdzić, że te korzystne właściwości spowodowane są przede wszystkim zmniejszeniem wartości szczytowej napięcia tranzystora względem napięcia zasilania. Wartość współczynnika k_{Um} dla falownika klasy EF_2 i współczynnika D z zakresu od 0,2 do 0,36 wynosi około 2, natomiast dla falownika klasy E/F_3 i współczynnika D z zakresu od 0,44 do 0,56 jest w przybliżeniu równa 3. W obu przypadkach są to wartości mniejsze od wartości uzyskiwanych dla falownika klasy E. Współczynnik k_{Isk} w funkcji współczynnika D osiąga zbliżone wartości dla wszystkich falowników.



Rys. 9.6. Współczynnik ograniczenia pojemnościowego częstotliwości k_C (a) oraz względna rezystancja przewodzenia R^*_{on} (b) i wejściowa R^*_{dc} (c) w funkcji współczynnika D

Fig. 9.6. Factor of frequency limited by capacitance k_C (a), relative on-resistance R^*_{on} (b) and relative input resistance R^*_{dc} (c) as a function of on-duty cycle D

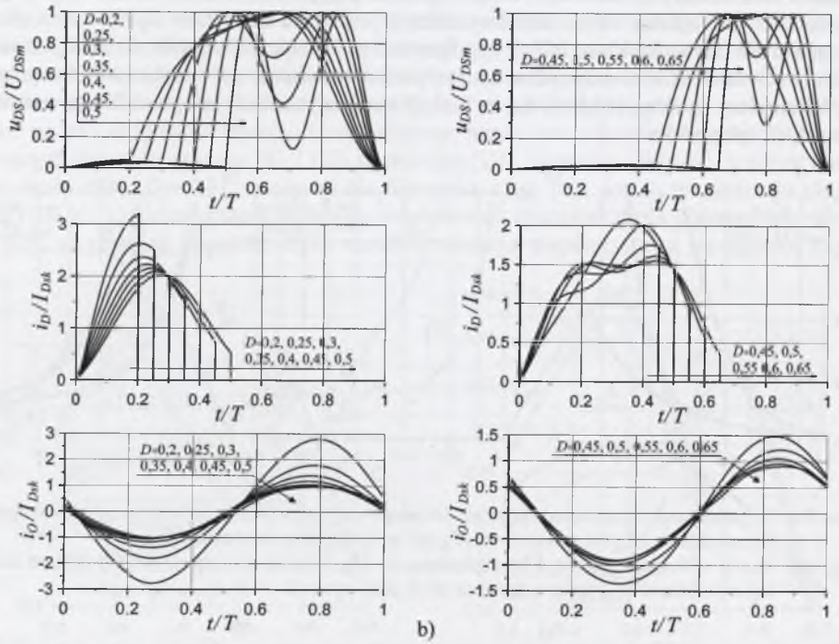


Rys. 9.7. Względne reaktancje pojemnościowe X^*_{C1} (a) i X^*_{C2} (b) oraz stosunek X^*_{Cd}/X^*_{Ld} (c) w funkcji współczynnika D

Fig. 9.7. Relative capacitive reactances X^*_{C1} (a), X^*_{C2} (b), and the ratio of X^*_{Cd}/X^*_{Ld} (c) as a function of on-duty cycle D

Ponieważ dla częstotliwości harmonicznej podstawowej dodatkowy obwód rezonansowy ma charakter pojemnościowy, dlatego współczynnik ograniczenia pojemnościowego częstotliwości k_C przyjmuje większe wartości dla falowników klasy EF_2 i E/F_3 (rys. 9.6a). W rezultacie falowniki te uzyskują niższe maksymalne częstotliwości pracy ze względu na ograniczenie pojemnościowe częstotliwości {21}. Wymagane wartości rezystancji obciążenia R w falownikach klasy EF_2 i E/F_3 są większe ($R^*_{on} = R_{DS(on)}/R$, rys. 9.6b). Charakterystyki parametrów

$R^{\bullet}_{on}$, $R^{\bullet}_{dc}$, $X^{\bullet}_{C1}$, $X^{\bullet}_{C2}$ i $X^{\bullet}_{Cd}/X^{\bullet}_{Ld}$ z rys. 9.6b, 9.6c i 9.7 umożliwiają syntezę parametrów poszczególnych falowników, czyli wyznaczenie wartości parametrów sterowania oraz wartości elementów obwodów głównych falowników wymaganych do ich prawidłowego działania.



Rys. 9.8. Przebiegi względnych napięć i prądów tranzystora oraz prądów obciążenia dla falowników: a) klasy EF_2 (D=0,2, 0,25, 0,3, 0,35, 0,4, 0,45, 0,5) i b) klasy E/F_3 (D=0,45, 0,5, 0,55, 0,6, 0,65)
Fig. 9.8. Waveforms of relative transistor voltages and currents, and relative load currents for: a) Class EF_2 and b) Class E/F_3 inverters

Na rysunku 9.8 przedstawiono przykładowe przebiegi względnych napięć i prądów tranzystora oraz prądów obciążenia falowników klasy EF_2 i E/F_3. Zostały one wyznaczone za pomocą modeli uproszczonych dla parametrów pracy tranzystora typu IRF840 ($R_{DS(on)}$ = 1,6 Ω, I_{Dsk} = 4,11 A, U_{DSm} = 400 V). Wartości napięć i prądów odniesiono odpowiednio do wartości szczytowej napięcia U_{DSm} oraz skutecznej prądu I_{Dsk} tranzystora. We wszystkich przypadkach tranzystor załączany jest miękko. Z obserwacji przebiegów zamieszczonych na rys. 9.8 wynika, że za kryterium uzyskania najlepszych właściwości falowników klasy EF_2 i E/F_3 należy uznać osiągnięcie możliwie płaskiego przebiegu napięcia tranzystora w zakresie jego największych wartości.

9.3. Właściwości dla różnych zestawów parametrów konstrukcyjnych

W podrozdziale tym obliczone dotychczas charakterystyki zostały uzupełnione. Zwiększono liczbę różnych zestawów parametrów konstrukcyjnych, czyli kombinacji wartości parametrów falowników klasy EF_2 i E/F_3, dla których możliwe jest ich zaprojektowanie oraz skonstruowanie. Parametry te nazwano parametrami konstrukcyjnymi, aby odróżnić prowadzoną tu analizę od analizy dokonanej w rozdz. 10. W rozdziale 10 analizowany jest

indywidualny wpływ tzw. parametrów zewnętrznych (R, L_2, f i D) na właściwości falowników przy zachowaniu wartości pozostałych parametrów. Natomiast poniżej analizowane są właściwości falowników klasy EF_2 i E/F_3 dla różnych zestawów parametrów konstrukcyjnych, dla których pracują one optymalnie lub z maksymalną sprawnością (płytka praca nieoptymalna). Celem tej analizy jest systematyczne przebadanie i porównanie właściwości energetycznych falowników. Dla każdego takiego zestawu wyznaczono tylko jedną wartość współczynnika wypełnienia D, dla której współczynnik mocy zainstalowanej tranzystora k_{UI} był najmniejszy, czyli odpowiadająca mu sprawność oraz moc wyjściowa falownika największa.

Tabela 9.4

Parametry konstrukcyjne falownika klasy EF_2 dla pracy optymalnej

$X^{\bullet}_{L1}$	$X^{\bullet}_{L2}$	$X^{\bullet}_{Ld}$	$X^{\bullet}_{C1}$	$X^{\bullet}_{C2}$	$X^{\bullet}_{Cd}$	D	$R^{\bullet}_{dc}$	k_{Um}	k_{UI}	c_{Po}	$c_{Po}/c_{Po,E}$	k_C	$k_{C,E}/k_C$
1000	10	10	4,822	9,132	40,23	0,364	2,189	2,138	3,844	0,260	1,43	1,85	0,64
1000	10	5	4,831	9,029	20,25	0,362	2,432	2,140	3,849	0,260	1,43	1,67	0,71
1000	10	2,5	5,095	8,707	10,29	0,357	3,362	2,149	3,860	0,259	1,42	1,27	0,94
1000	5	5	4,677	3,998	20,25	0,361	2,507	2,141	3,853	0,260	1,43	1,57	0,76
1000	5	2,5	5,008	3,650	10,30	0,357	3,546	2,154	3,865	0,259	1,42	1,18	1,01
100	10	10	4,736	9,147	40,23	0,364	2,156	2,138	3,845	0,260	1,43	1,85	0,64
100	10	5	4,732	9,047	20,24	0,362	2,389	2,140	3,849	0,260	1,43	1,67	0,71
100	10	2,5	4,951	8,748	10,28	0,358	3,229	2,149	3,859	0,259	1,42	1,28	0,93
100	5	5	4,589	4,019	20,24	0,361	2,454	2,142	3,853	0,260	1,43	1,57	0,76
100	5	2,5	4,857	3,696	10,29	0,357	3,396	2,153	3,865	0,259	1,42	1,19	1,00
10	10	10	4,068	9,281	40,20	0,364	1,896	2,138	3,845	0,260	1,43	1,81	0,66
10	10	5	4,018	9,206	20,21	0,362	2,041	2,139	3,849	0,260	1,43	1,66	0,72
10	10	2,5	4,005	9,017	10,22	0,358	2,470	2,145	3,857	0,259	1,42	1,36	0,88
10	5	5	3,900	4,186	20,21	0,361	2,080	2,141	3,852	0,260	1,43	1,58	0,75
10	5	2,5	3,909	3,990	10,23	0,357	2,539	2,147	3,861	0,259	1,42	1,29	0,92
5	10	10	3,572	9,399	40,18	0,363	1,702	2,138	3,846	0,260	1,43	1,77	0,67
5	10	5	3,507	9,339	20,18	0,362	1,799	2,139	3,849	0,260	1,43	1,64	0,73
5	10	2,5	3,424	9,200	10,19	0,359	2,061	2,143	3,855	0,259	1,42	1,39	0,86
5	5	5	3,408	4,323	20,18	0,361	1,826	2,140	3,852	0,260	1,43	1,57	0,76
5	5	2,5	3,341	4,180	10,19	0,358	2,100	2,145	3,859	0,259	1,42	1,33	0,89
2,5	10	10	2,954	9,587	40,15	0,362	1,465	2,137	3,847	0,260	1,43	1,70	0,70
2,5	10	5	2,882	9,540	20,15	0,361	1,518	2,138	3,850	0,260	1,43	1,60	0,74
2,5	10	2,5	2,770	9,442	10,15	0,359	1,647	2,141	3,855	0,259	1,42	1,41	0,84
2,5	10	10	11,45	13,65	40,88	0,346	18,15	2,190	3,910	0,256	1,41	0,51	2.33
2,5	10	5	9,961	14,29	20,97	0,338	24,72	2,193	3,959	0,253	1,39	0,33	3,61
2,5	10	2,5	6,676	17,03	11,90	0,287	67,52	2,094	4,678	0,214	1,18	0,11	10,8

W tabelach 9.4 i 9.5 zamieszczono wartości parametrów konstrukcyjnych falowników klasy EF_2 i E/F_3 dla pracy optymalnej. Obliczono je na podstawie modeli uproszczonych falowników dla różnych zestawów względnych reaktancji $X^{\bullet}_{L1}$, $X^{\bullet}_{L2}$ i $X^{\bullet}_{Ld}$ oraz rezystancji przewodzenia tranzystora $R^{\bullet}_{on}$ równej 0,001. Wartość stosunku $c_{Po}/c_{Po,E}$ podana w tabelach określa przyrost mocy wyjściowej falownika klasy EF_2 lub E/F_3 względem mocy wyjściowej

falownika odniesienia {6}. Z kolei wartość stosunku $k_{C,E}/k_C$ odpowiada ilorazowi maksymalnej częstotliwości pracy falownika klasy EF_2 lub E/F_3 i maksymalnej częstotliwości pracy falownika odniesienia. Obliczone dla poszczególnych falowników klasy EF_2 i E/F_3 wartości współczynników D, k_{Um}, k_{UI}, c_{Po} oraz stosunku $c_{Po}/c_{Po,E}$ są prawie niezależne od zestawu danych wejściowych X^*_{L1}, X^*_{L2} i X^*_{Ld}, natomiast wartości parametrów X^*_{C1}, X^*_{C2}, X^*_{Cd} i R^*_{dc}, współczynnika k_C oraz stosunku $k_{C,E}/k_C$ ulegają zmianie. We wszystkich przypadkach moce wyjściowe falownika klasy EF_2 są o około 43%, a falownika klasy E/F_3 o około 25% większe niż moc falownika odniesienia. Porównując natomiast maksymalne częstotliwości pracy, okazuje się, że zazwyczaj falownik klasy EF_2 ma o 10–30%, a falownik klasy E/F_3 o 60–70% niższe częstotliwości w porównaniu z falownikiem odniesienia. Wyraźne odstępstwo od przedstawionych wyjaśnień widoczne jest dla trzech ostatnich przypadków z tab. 9.4 (falownik klasy EF_2) oraz z tab. 9.5 (falownik klasy E/F_3). Odpowiadają one szczególnej pracy optymalnej falownika klasy E, którą opisano w drugiej części podrozdz. 8.4.

Tabela 9.5

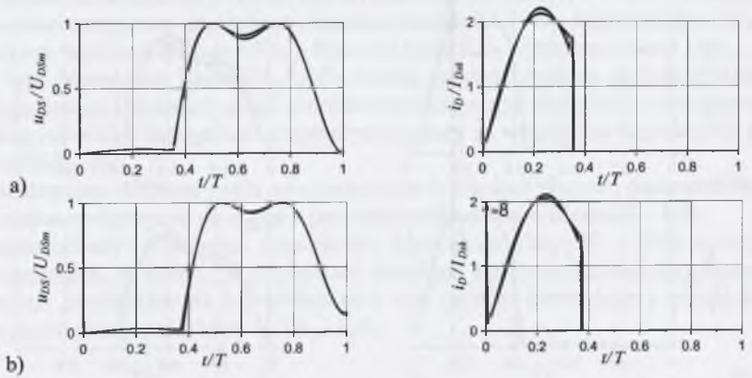
Parametry konstrukcyjne falownika klasy E/F_3 dla pracy optymalnej

X^*_{L1}	X^*_{L2}	X^*_{Ld}	X^*_{C1}	X^*_{C2}	X^*_{Cd}	D	R^*_{dc}	k_{Um}	k_{UI}	c_{Po}	$c_{Po}/c_{Po,E}$	k_C	$k_{C,E}/k_C$
1000	10	10	9,519	9,452	90,56	0,567	0,962	3,154	4,411	0,227	1,25	4,38	0,27
1000	10	5	9,097	9,392	45,58	0,563	1,017	3,144	4,442	0,226	1,24	4,00	0,30
1000	10	2,5	8,522	9,255	23,12	0,557	1,163	3,125	4,465	0,224	1,23	3,35	0,36
1000	5	5	8,392	4,401	45,54	0,563	1,004	3,147	4,407	0,227	1,25	3,72	0,32
1000	5	2,5	7,918	4,267	23,08	0,557	1,143	3,129	4,441	0,225	1,24	3,14	0,38
100	10	10	9,350	9,464	90,56	0,566	0,953	3,154	4,410	0,227	1,25	4,35	0,27
100	10	5	8,952	9,406	45,57	0,563	1,005	3,144	4,420	0,226	1,24	3,98	0,30
100	10	2,5	8,375	9,273	23,11	0,557	1,142	3,125	4,462	0,224	1,23	3,35	0,36
100	5	5	8,263	4,414	45,54	0,563	0,992	3,147	4,406	0,227	1,25	3,70	0,32
100	5	2,5	7,787	4,285	23,07	0,557	1,124	3,130	4,438	0,225	1,24	3,14	0,38
10	10	10	8,223	9,582	90,50	0,566	0,870	3,156	4,402	0,227	1,25	4,18	0,28
10	10	5	7,854	9,533	45,51	0,563	0,904	3,147	4,409	0,227	1,25	3,87	0,31
10	10	2,5	7,273	9,429	23,02	0,558	0,990	3,130	4,437	0,225	1,24	3,33	0,36
10	5	5	7,322	4,540	45,48	0,563	0,895	3,150	4,397	0,227	1,25	3,63	0,33
10	5	2,5	6,829	4,438	23,00	0,558	0,978	3,133	4,419	0,226	1,24	3,14	0,38
5	10	10	7,366	9,694	90,45	0,566	0,809	3,157	4,395	0,228	1,25	4,02	0,30
5	10	5	7,027	9,652	45,46	0,564	0,832	3,149	4,400	0,227	1,25	3,75	0,32
5	10	2,5	6,481	9,563	22,97	0,559	0,888	3,133	4,420	0,226	1,24	3,29	0,36
5	5	5	6,603	4,658	45,44	0,563	0,825	3,151	4,391	0,228	1,25	3,54	0,34
5	5	2,5	6,126	4,571	22,94	0,559	0,879	3,137	4,406	0,227	1,25	3,12	0,38
2,5	10	10	6,325	9,899	90,40	0,566	0,747	3,159	4,386	0,228	1,25	3,72	0,32
2,5	10	5	6,021	9,859	45,40	0,564	0,756	3,152	4,388	0,228	1,25	3,52	0,34
2,5	10	2,5	5,523	9,782	22,90	0,559	0,780	3,139	4,399	0,227	1,25	3,16	0,38
2,5	10	10	13,69	12,80	89,11	0,521	6,847	3,098	4,619	0,217	1,19	0,96	1,24
2,5	10	5	15,12	12,89	46,90	0,543	6,901	3,135	4,478	0,223	1,23	1,00	1,19
2,5	10	2,5	12,84	13,63	24,47	0,529	10,59	3,091	4,411	0,227	1,25	0,56	2,13

Tabela 9.6

Parametry konstrukcyjne falownika klasy EF_2 dla pracy optymalnej i z maksymalną sprawnością

X^*_{L2}	X^*_{Ld}	X^*_{C1}	X^*_{C2}	X^*_{Cd}	D	R^*_{on}	R^*_{dc}	k_{Um}	k_{UI}	c_{Po}	$c_{Po}/c_{Po,E}$	η_D%	k_C	$k_{C,E}/k_C$
praca optymalna														
10	10	4,793	9,084	40,12	0,357	0,0454	2,428	2,071	3,770	0,249	1,44	93,81	1,74	0,67
10	5	4,845	8,974	20,12	0,355	0,0509	2,717	2,074	3,775	0,249	1,44	93,80	1,56	0,74
10	2,5	5,288	8,616	10,12	0,352	0,0734	3,879	2,089	3,790	0,247	1,43	93,77	1,18	0,98
5	5	4,708	3,944	20,12	0,354	0,0525	2,801	2,076	3,780	0,248	1,44	93,79	1,47	0,79
5	2,5	5,225	3,553	10,11	0,352	0,0782	4,108	2,096	3,796	0,247	1,43	93,76	1,10	1,06
praca z maksymalną sprawnością														
10	10	4,923	9,271	40,25	0,378	0,0391	2,036	2,069	3,665	0,256	1,48	93,98	2,07	0,56
10	5	4,827	9,189	20,27	0,375	0,0424	2,212	2,067	3,665	0,256	1,48	93,98	1,87	0,62
10	2,5	4,836	8,965	10,29	0,372	0,0534	2,779	2,071	3,666	0,256	1,48	93,98	1,49	0,78
5	5	4,665	4,168	20,27	0,375	0,0433	2,258	2,069	3,667	0,256	1,48	93,97	1,77	0,66
5	2,5	4,680	3,919	10,30	0,370	0,0559	2,911	2,070	3,668	0,256	1,48	93,97	1,38	0,84



Rys. 9.9. Przebiegi względnych napięć i prądów tranzystora dla falownika klasy EF_2: a) praca optymalna, b) praca z maksymalną sprawnością

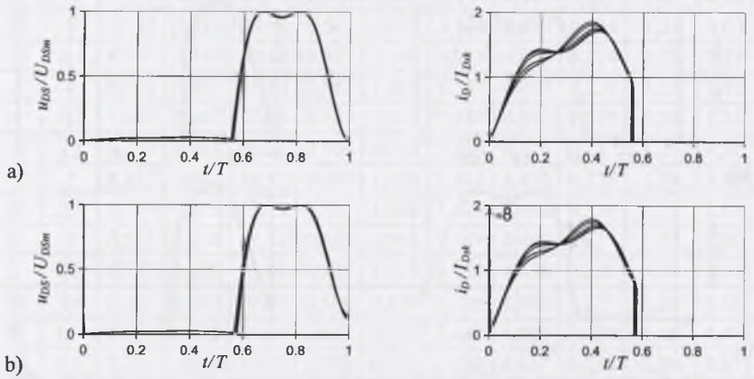
Fig. 9.9. Waveforms of relative transistor voltages and currents for Class EF_2 inverter: a) optimum operation, b) operation with maximum efficiency

W tabelach 9.6 i 9.7 zestawiono wartości parametrów konstrukcyjnych dla pracy optymalnej oraz płytkiej pracy nieoptymalnej z maksymalną sprawnością falowników klasy EF_2 i E/F_3. Do obliczeń wykorzystano modele uproszczone falowników, zakładając zachowanie parametrów pracy przykładowego tranzystora typu IRF840 oraz stałą wartość względnej reaktancji X^*_{L1}, równą 1000. Uwzględniono kilka zestawów reaktancji X^*_{L2} i X^*_{Ld}, każdorazowo wyznaczając wartość współczynnika wypełnienia D, dla której wartość współczynnika mocy zainstalowanej tranzystora k_{UI} była najmniejsza. W celu obliczenia wartości parametrów konstrukcyjnych falowników dla pracy z maksymalną sprawnością, odpowiednio zmodyfikowano algorytm opisany w podrozdz. 9.2. Zlikwidowana została wewnętrzna pętla optymalizacyjna, która zapewniała spełnienie warunków miękkiego załączania tranzystora, natomiast w pętli zewnętrznej minimalizowano wartość funkcji celu g_1 (9.2) względem zmiennych X^*_{C1}, X^*_{C2} i X^*_{Cd}.

Tabela 9.7

Parametry konstrukcyjne falownika klasy E/F$_3$ dla pracy optymalnej i z maksymalną sprawnością

X^*_{L2}	X^*_{Ld}	X^*_{C1}	X^*_{C2}	X^*_{Cd}	D	R^*_{on}	R^*_{dc}	k_{Um}	k_{UI}	c_{Po}	$c_{Po}/c_{Po,E}$	η_D%	k_C	k_{C1}/k_C
praca optymalna														
10	10	9,371	9,424	90,45	0,563	0,0370	1,049	3,015	4,230	0,220	1,27	93,05	4,16	0,28
10	5	9,051	9,363	45,48	0,560	0,0389	1,109	3,010	4,245	0,219	1,27	93,02	3,82	0,30
10	2,5	8,650	9,222	23,03	0,555	0,0437	1,269	3,001	4,300	0,216	1,25	92,93	3,25	0,36
5	5	8,306	4,371	45,44	0,560	0,0386	1,097	3,010	4,227	0,220	1,27	93,05	3,53	0,33
5	2,5	7,991	4,233	22,98	0,555	0,0433	1,250	3,003	4,272	0,218	1,26	92,98	3,03	0,38
praca z maksymalną sprawnością														
10	10	10,30	9,527	90,66	0,578	0,0346	0,969	3,021	4,198	0,222	1,29	93,10	4,89	0,24
10	5	9,838	9,483	45,71	0,575	0,0357	1,007	3,010	4,204	0,221	1,28	93,09	4,53	0,26
10	2,5	8,884	9,384	23,35	0,568	0,0382	1,106	2,982	4,228	0,220	1,27	93,05	3,82	0,30
5	5	8,922	4,484	45,64	0,574	0,0356	1,002	3,011	4,189	0,222	1,29	93,12	4,11	0,28
5	2,5	8,385	4,400	23,25	0,569	0,0379	1,084	2,990	4,207	0,221	1,28	93,09	3,64	0,32



Rys. 9.10. Przebiegi względnych napięć i prądów tranzystora dla falownika klasy E/F$_3$: a) praca optymalna, b) praca z maksymalną sprawnością

Fig. 9.10. Waveforms of relative transistor voltages and currents for Class E/F$_3$ inverter: a) optimum operation, b) operation with maximum efficiency

Dla wszystkich przypadków uwzględnionych w tab. 9.6 i 9.7, dotyczących odpowiednio falowników klasy EF$_2$ i E/F$_3$, uzyskano podobne wyniki. Potwierdzeniem tego są również obliczone przebiegi względnych napięć i prądów tranzystora (rys. 9.9 i 9.10). Dla płytkiej pracy nieoptymalnej falowników z maksymalną sprawnością (rys. 9.9b i 9.10b) załączanie tranzystora odbywa się przy niezerowej wartości napięcia tranzystora, która nie przekracza jednak 15% wartości szczytowej. Konsekwencją takiego załączania jest duża wartość szczytowa początkowego impulsu prądu tranzystora rozładowującego pojemność równoległą. Porównując właściwości falowników dla pracy z maksymalną sprawnością oraz dla pracy optymalnej, dla tej pierwszej uzyskano nieco wyższe sprawności drenowe, o około 2–3% większe moce wyjściowe oraz nieznacznie niższe maksymalne częstotliwości pracy.

9.4. Podsumowanie

Każdy falownik klasy E może zostać przekształcony w falownik klasy EF$_2$ lub E/F$_3$. W tym celu należy dołączyć dodatkowy obwód rezonansowy oraz odpowiednio dobrać wartości elementów obwodu głównego i parametry sterowania.

Falowniki klasy EF$_2$ i E/F$_3$ mają najlepsze właściwości energetyczne dla określonej wartości współczynnika wypełnienia D, która dla falowników klasy EF$_2$ zbliżona jest do 0,36, natomiast dla falowników klasy E/F$_3$ wynosi około 0,56. W porównaniu z falownikiem klasy E (falownikiem odniesienia), falowniki klasy EF$_2$ i E/F$_3$ osiągają wyższe sprawności drenowe oraz znacznie większe moce wyjściowe, odpowiednio o około 43% i 25%, przy zachowaniu parametrów pracy tranzystora. Korzystne właściwości energetyczne falowników klasy EF$_2$ i E/F$_3$ w niewielkim stopniu zmieniają się dla różnych zestawów parametrów konstrukcyjnych. Jednak ze wzrostem częstotliwości przełączania tranzystorów, ze względu na rosnące straty mocy towarzyszące ich wyłączaniu, należy spodziewać się nieco mniejszych przyrostów mocy wyjściowych.

Poprawa właściwości energetycznych falowników klasy EF$_2$ i E/F$_3$ jest przede wszystkim rezultatem korzystnego spłaszczenia przebiegu napięcia tranzystora, które wpływa na zmniejszenie wartości współczynnika k_{Um}. Wynika z tego, że falowniki klasy EF$_2$ i E/F$_3$ mogą być zasilane wyższym napięciem w porównaniu z falownikiem klasy E. W celu uzyskania jednakowej wartości szczytowej napięcia na tranzystorze (tab. 9.1 i 9.3), falownik klasy EF$_2$ zasilany jest napięciem wyższym o około 65%, a falownik klasy E/F$_3$ wyższym o około 14%.

Do wad falowników klasy EF$_2$ i E/F$_3$ można zaliczyć: większą złożoność, konieczność właściwego dostrojenia dodatkowego obwodu rezonansowego, straty mocy wnoszone przez ten obwód oraz ich niższe maksymalne częstotliwości pracy ze względu na ograniczenie pojemnościowe częstotliwości.

Przedstawione charakterystyki oraz zestawione w tabelach wartości parametrów konstrukcyjnych można wykorzystać do syntezy parametrów falowników klasy EF$_2$ i E/F$_3$.

Przeanalizowane dotychczas właściwości falowników klasy EF$_2$ i E/F$_3$ wymagają dalszego uzupełnienia. W kolejnych rozdziałach określono wpływ zmian wybranych parametrów zewnętrznych falowników na ich właściwości oraz opisano konstrukcje i wyniki pomiarów laboratoryjnych falowników klasy E, EF$_2$ i E/F$_3$.

10. WPŁYW PARAMETRÓW ZEWNĘTRZNYCH NA WŁAŚCIWOŚCI FALOWNIKÓW KLASY E, EF_2 i E/F_3

Dotychczas analizowano właściwości falowników klasy E, EF_2 i E/F_3 dla określonych parametrów konstrukcyjnych, tzn. takich, dla których pracowały one w zamierzony sposób (optymalnie lub płytko nieoptymalnie z maksymalną sprawnością). Jednak w ogólnym przypadku faktyczne wartości parametrów falowników mogą różnić się od ich parametrów konstrukcyjnych. Może to być spowodowane ich zmianą podczas pracy lub rozrzutem powstałym na etapie konstruowania. Typowym przykładem jest nagrzewanie indukcyjne, gdzie podczas nagrzewania zmianie ulegają parametry zastępcze $R-L$ obciążenia. Ponadto, zmiana parametrów występuje również wtedy, gdy w układzie sterowania częstotliwość przełączania f i/lub współczynnik wypełnienia wysterowania tranzystora D_s nie są stałe. Przykładowo, mogą one być wykorzystywane do stabilizacji stanu pracy lub do sterowania mocą wyjściową falownika. Konsekwencją zmian parametrów jest praca suboptymalna lub nieoptymalna falownika. Dlatego uzasadnione jest przeprowadzenie analizy właściwości falowników klasy E, EF_2 i E/F_3 w funkcji tzw. parametrów zewnętrznych, do których zaliczono: rezystancję obciążenia R, indukcyjność wyjściową L_2, częstotliwość f oraz współczynnik D_s. Analizy takiej dokonano na przykładzie bazowego falownika klasy E {6} oraz jego odpowiedników o ulepszonych właściwościach energetycznych – falowników klasy EF_2 i E/F_3, przyjmując jako punkt startowy ich pracę optymalną.

Obliczenia przeprowadzono na podstawie modeli uproszczonych poszczególnych falowników klasy E, EF_2 i E/F_3 (dodatek D1, D2 i D3). Najpierw wyznaczono parametry konstrukcyjne falowników dla ich pracy optymalnej, przyjmując parametry przykładowego tranzystora typu IRF840 ($R_{DS(on)} = 1{,}6\ \Omega$, $I_{Dsk} = 4{,}11$ A, $U_{DSm} = 400$ V). Uwzględniono diodę przeciwrównoległą tranzystora (zawór 2i1u), przy czym założono, że w stanie przewodzenia jest ona zastępowana rezystancją równą rezystancji przewodzenia tranzystora. Przyjęto, że rezystancja przewodzenia tranzystora i diody jest niezależna od temperatury. Dla każdego falownika wzięto pod uwagę dwa przypadki o różnej wartości współczynnika reaktancyjności Q_L {20} obwodu rezonansowego dla pracy optymalnej: $Q_{L,\mathrm{opt}} = X^{\bullet}_{L2,\mathrm{opt}} = 5$ i 10. Przyjęto, że względna reaktancja indukcyjna dodatkowego obwodu rezonansowego falowników klasy EF_2 i E/F_3 dla pracy optymalnej spełniała warunek $X^{\bullet}_{Ld,\mathrm{opt}} = X^{\bullet}_{L2,\mathrm{opt}}$ ($L_{d,\mathrm{opt}} = L_{2,\mathrm{opt}}$), natomiast wartości współczynnika wypełnienia $D_{s,\mathrm{opt}}$ dla kolejnych falowników klasy E, EF_2 i E/F_3 były równe odpowiednio 0,5, 0,36 i 0,56. Uzyskane wyniki zestawiono w tab. 10.1. Przynależność obliczonych parametrów konstrukcyjnych do pracy optymalnej oznaczono za pomocą dolnego indeksu „opt". Należy zauważyć, że parametry falownika klasy E z tab. 10.1 dla $X^{\bullet}_{L2,\mathrm{opt}} = 10$ odpowiadają parametrom falownika odniesienia {6}. Dalsze obliczenia prowadzono następująco. Zmieniano wartość jednego ze stosunku: R/R_{opt} (podrozdz. 10.1), $L_2/L_{2,\mathrm{opt}}$ (podrozdz. 10.2), f/f_{opt} (podrozdz. 10.3) lub $D_s/D_{s,\mathrm{opt}}$

Tabela 10.1

Parametry konstrukcyjne falowników klasy E, EF_2 i E/F_3 dla pracy optymalnej

Falownik	$D_{s,\mathrm{opt}}$	$X^{\bullet}_{L1,\mathrm{opt}}$	$X^{\bullet}_{L2,\mathrm{opt}}$	$X^{\bullet}_{Ld,\mathrm{opt}}$	$R^{\bullet}_{on,\mathrm{opt}}$	$X^{\bullet}_{C1,\mathrm{opt}}$	$X^{\bullet}_{C2,\mathrm{opt}}$	$X^{\bullet}_{Cd,\mathrm{opt}}$	$R^{\bullet}_{dc,\mathrm{opt}}$	$\eta_{D,\mathrm{opt}}$ %	$k_{Um,\mathrm{opt}}$	$k_{Isk,\mathrm{opt}}$
klasy E	0,5	1000	10	-	0,0743	5,252	8,729	-	2,020	91,31	3,442	1,537
	0,5	1000	5	-	0,0803	4,962	3,644	-	2,163	91,26	3,466	1,534
klasy EF_2	0,36	1000	10	10	0,0445	4,939	9,113	40,10	2,359	93,81	2,081	1,812
	0,36	1000	5	5	0,0503	4,898	4,002	20,08	2,637	93,79	2,096	1,805
klasy E/F_3	0,56	1000	10	10	0,0375	8,983	9,405	90,50	1,067	93,05	3,009	1,406
	0,56	1000	5	5	0,0385	8,370	4,375	45,43	1,093	93,06	3,012	1,404

$$D_s = D_{s,\mathrm{opt}} \cdot \frac{D_s}{D_{s,\mathrm{opt}}},\quad R^{\bullet}_{on} = R^{\bullet}_{on,\mathrm{opt}} \cdot \frac{R_{\mathrm{opt}}}{R},\quad X^{\bullet}_{C1} = X^{\bullet}_{C1,\mathrm{opt}} \cdot \frac{R_{\mathrm{opt}}}{R} \cdot \frac{f_{\mathrm{opt}}}{f},$$

$$X^{\bullet}_{C2} = X^{\bullet}_{C2,\mathrm{opt}} \cdot \frac{R_{\mathrm{opt}}}{R} \cdot \frac{f_{\mathrm{opt}}}{f},\quad X^{\bullet}_{Cd} = X^{\bullet}_{Cd,\mathrm{opt}} \cdot \frac{R_{\mathrm{opt}}}{R} \cdot \frac{f_{\mathrm{opt}}}{f},\quad X^{\bullet}_{L1} = X^{\bullet}_{L1,\mathrm{opt}} \cdot \frac{R_{\mathrm{opt}}}{R} \cdot \frac{f}{f_{\mathrm{opt}}}, \tag{10.1}$$

$$X^{\bullet}_{L2} = X^{\bullet}_{L2,\mathrm{opt}} \cdot \frac{R_{\mathrm{opt}}}{R} \cdot \frac{L_2}{L_{2,\mathrm{opt}}} \cdot \frac{f}{f_{\mathrm{opt}}},\quad X^{\bullet}_{Ld} = X^{\bullet}_{Ld,\mathrm{opt}} \cdot \frac{R_{\mathrm{opt}}}{R} \cdot \frac{f}{f_{\mathrm{opt}}}.$$

(podrozdz. 10.4), która odpowiadała zmianie danego parametru zewnętrznego względem jego wartości dla pracy optymalnej. Wartości pozostałych parametrów falownika były stałe, równe wartościom dla pracy optymalnej. Wyznaczenie nowego stanu pracy wymagało uaktualnienia wartości względnych parametrów użytych w modelach falowników za pomocą zależności (10.1). Dla uzyskanych w ten sposób nowych wartości obliczano wartości sprawności η_D, względnej rezystancji wejściowej $R^{\bullet}_{dc}$ oraz współczynników k_{Um} i k_{Isk}. Do obliczeń wykorzystano nieznacznie zmodyfikowane modele falowników względem modeli opisanych w dodatku D1, D2 i D3, w których pominięto warunki miękkiego załączania tranzystora. Wyznaczano stan ustalony dla aktualnych wartości parametrów (10.1). Ostatecznie z zależności (10.2) obliczano względne moce wyjściowe falowników $P_O/P_{O,\mathrm{opt}}$ oraz względne napięcia szczytowe $U_{DSm}/U_{DSm,\mathrm{opt}}$ i prądy skuteczne $I_{Dsk}/I_{Dsk,\mathrm{opt}}$ tranzystora, które posłużyły do sporządzenia charakterystyk i przeprowadzenia dyskusji właściwości falowników. Zależności (10.2) wyprowadzono przy założeniu zasilania falowników ze źródła napięcia stałego o niezmiennej wartości, równej wartości dla pracy optymalnej.

$$\frac{P_O}{P_{O,\mathrm{opt}}} = \frac{\eta_D}{\eta_{D,\mathrm{opt}}} \cdot \frac{R_{dc,\mathrm{opt}}}{R_{dc}} \cdot \frac{R_{\mathrm{opt}}}{R},$$

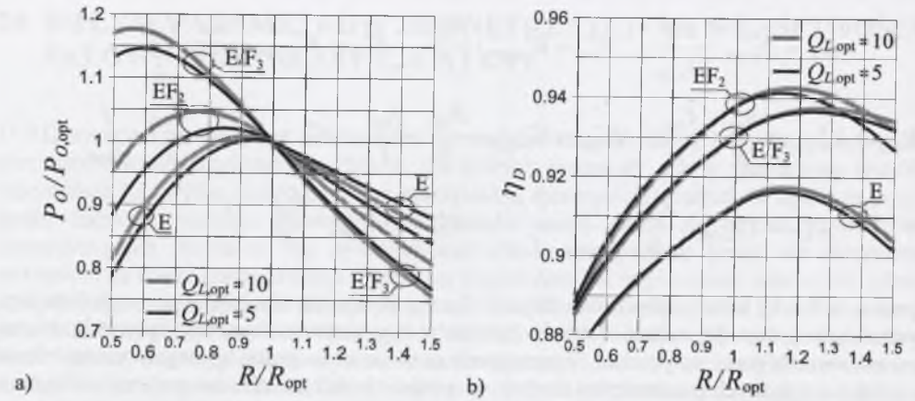
$$\frac{U_{DSm}}{U_{DSm,\mathrm{opt}}} = \frac{k_{Um}}{k_{Um,\mathrm{opt}}}, \tag{10.2}$$

$$\frac{I_{Dsk}}{I_{Dsk,\mathrm{opt}}} = \frac{k_{Isk}}{k_{Isk,\mathrm{opt}}} \cdot \frac{R_{dc,\mathrm{opt}}}{R_{dc}} \cdot \frac{R_{\mathrm{opt}}}{R}.$$

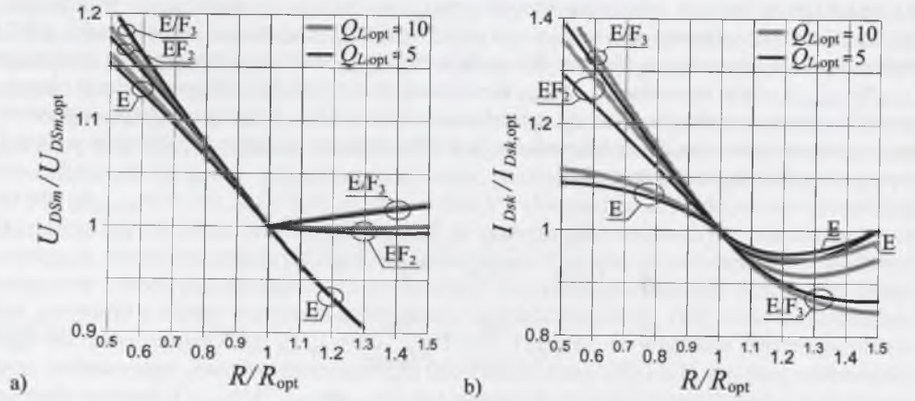
10.1. Wpływ rezystancji R

Charakterystyki z rys. 10.1 i 10.2 przedstawiają względną moc wyjściową $P_O/P_{O,\mathrm{opt}}$, sprawność drenową η_D, względne napięcie szczytowe $U_{DSm}/U_{DSm,\mathrm{opt}}$ oraz prąd skuteczny $I_{Dsk}/I_{Dsk,\mathrm{opt}}$ tranzystora, wyznaczone dla falowników klasy E, EF_2 i E/F_3 w funkcji względnej rezystancji obciążenia R/R_{opt}. Charakterystyki $P_O/P_{O,\mathrm{opt}}$, $U_{DSm}/U_{DSm,\mathrm{opt}}$ i $I_{Dsk}/I_{Dsk,\mathrm{opt}}$ obliczono przy założeniu niezmiennej wartości napięcia zasilania każdego z falowników, równej wartości dla ich pracy optymalnej. Aby dodatkowo zilustrować i wyjaśnić właściwości falowników, na rys. 10.3 zamieszczono przebiegi czasowe napięć i prądów tranzystora dla pracy suboptymalnej ($R/R_{\mathrm{opt}} = 0{,}5$), optymalnej ($R/R_{\mathrm{opt}} = 1$) oraz nieoptymalnej ($R/R_{\mathrm{opt}} = 1{,}5$).

Z obserwacji uzyskanych charakterystyk, w przyjętym zakresie zmian rezystancji obciążenia, wynikają następujące wnioski. Zwiększanie wartości R/R_{opt} powyżej jedności nie wpływa znacząco na właściwości energetyczne falowników oraz nie powinno spowodować uszkodzenia tranzystora. Występuje spadek mocy wyjściowej (rys. 10.1a), wartość szczytowa napięcia



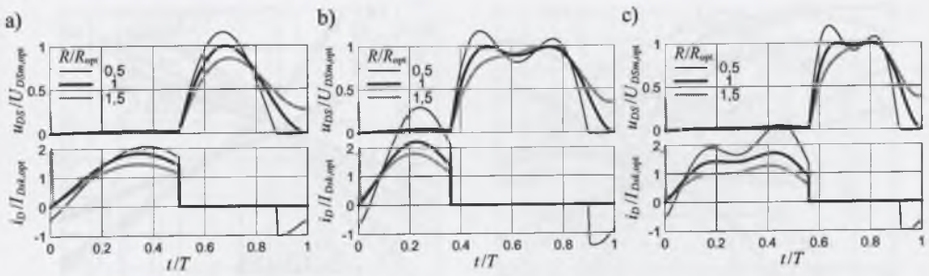
Rys. 10.1. Względna moc wyjściowa $P_O/P_{O,opt}$ (a) oraz sprawność η_D (b) w funkcji R/R_{opt}
Fig. 10.1. Relative output power $P_O/P_{O,opt}$ (a) and efficiency η_D (b) as a function of R/R_{opt}



Rys. 10.2. Względne napięcie szczytowe $U_{DSm}/U_{DSm,opt}$ (a) i prąd skuteczny $I_{Dsk}/I_{Dsk,opt}$ (b) w funkcji R/R_{opt}
Fig. 10.2. Relative peak voltage $U_{DSm}/U_{DSm,opt}$ (a) and rms current $I_{Dsk}/I_{Dsk,opt}$ (b) as a function of R/R_{opt}

tranzystora zmienia się niewiele (rys. 10.2a), natomiast wartość skuteczna prądu zmniejsza się (rys. 10.2b). W rezultacie również sprawność pozostaje wysoka (rys. 10.1b). Zgodnie z wyjaśnieniami odnośnie do rodzajów pracy falownika klasy E z podrozdz. 5.4 zwiększanie rezystancji obciążenia powyżej jej wartości dla pracy optymalnej zawsze powoduje pracę nieoptymalną falownika, z kolei jej zmniejszanie prowadzi do pracy suboptymalnej. Dla uwzględnionego przyrostu rezystancji jest to płytka praca nieoptymalna (rys. 10.3), dla której wartości napięcia tranzystora w chwili załączania są małe oraz sprawności drenowe wysokie.

Zmniejszanie wartości R/R_{opt} poniżej jedności powoduje wzrost mocy P_O dla falownika klasy E/F$_3$, dla falownika klasy EF$_2$ moc P_O zmienia się nieznacznie, a dla falownika klasy E zmniejsza się. Wzrost napięcia U_{DSm} lub prądu I_{Dsk} dla $R/R_{opt} < 1$ może spowodować przebicie napięciowe lub uszkodzenie cieplne tranzystora. Falowniki pracują suboptymalnie (rys. 10.3). Wpływ wartości współczynnika reaktancyjności $Q_{L,opt}$ na właściwości falowników w funkcji rezystancji R/R_{opt} jest niewielki.

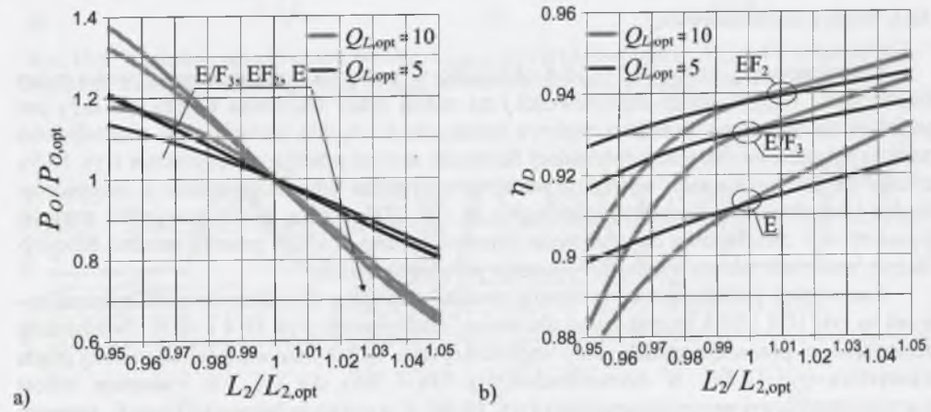


Rys. 10.3. Przebiegi względnych napięć i prądów tranzystora dla falowników:
a) klasy E, b) klasy EF$_2$ oraz c) klasy E/F$_3$ (R/R_{opt} = 0,5, 1, 1,5, $Q_{L,opt}$ = 10)
Fig. 10.3. Waveforms of relative transistor voltages and currents for:
a) Class E, b) Class EF$_2$, and c) Class E/F$_3$ inverters

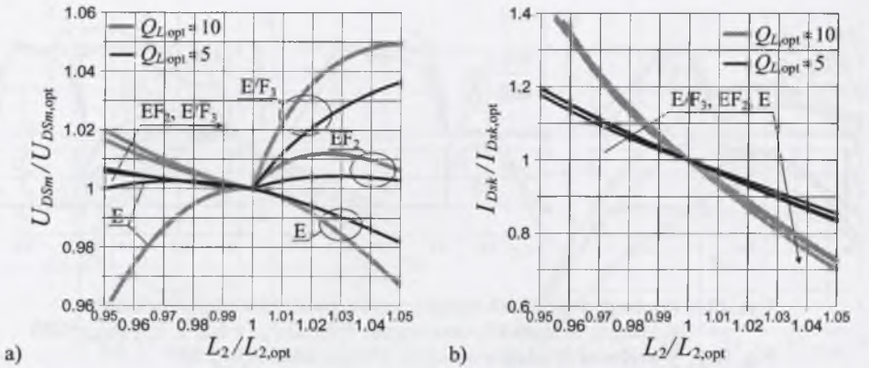
10.2. Wpływ indukcyjności L_2

Analogiczne charakterystyki (rys. 10.4 i 10.5) oraz przebiegi napięć i prądów tranzystora (rys. 10.6) wyznaczono w funkcji względnej indukcyjności $L_2/L_{2,opt}$ wyjściowego obwodu rezonansowego. Zmiany indukcyjności L_2 mogą powodować pracę suboptymalną lub nieoptymalną falowników (podrozdz. 5.4). Zmniejszanie indukcyjności poniżej jej wartości dla pracy optymalnej powoduje zawsze pracę nieoptymalną (rys. 10.6), natomiast jej zwiększanie początkowo prowadzi do pracy suboptymalnej, a dalej do pracy nieoptymalnej. Dla przyjętego przyrostu indukcyjności falowniki klasy E, EF$_2$ i E/F$_3$ pracują suboptymalnie (rys. 10.6).

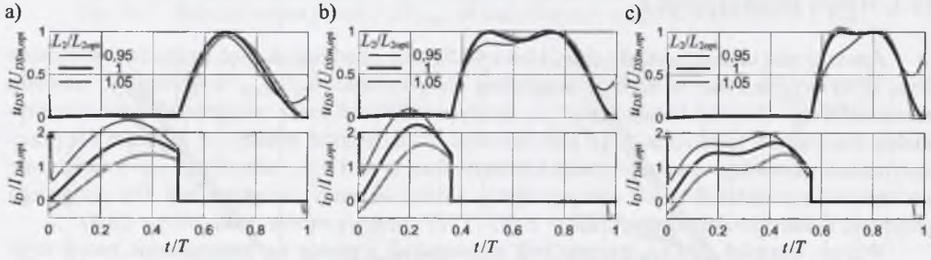
Wzrost wartości $L_2/L_{2,opt}$ szczególnie zauważalnie wpływa na zmniejszenie mocy wyjściowej (rys. 10.4a) oraz spadek wartości skutecznej prądu tranzystora (rys. 10.5b). Uszkodzenie tranzystora może wystąpić przede wszystkim z powodu zwiększonych strat mocy dla $L_2/L_{2,opt} < 1$ (rys. 10.5b). Wartość współczynnika $Q_{L,opt}$ ma wpływ na właściwości falowników. Im jego wartość jest większa, tym wpływ zmian indukcyjności L_2 jest silniejszy.



Rys. 10.4. Względna moc wyjściowa $P_O/P_{O,opt}$ (a) oraz sprawność η_D (b) w funkcji $L_2/L_{2,opt}$
Fig. 10.4. Relative output power $P_O/P_{O,opt}$ (a) and efficiency η_D (b) as a function of $L_2/L_{2,opt}$



Rys. 10.5. Względne napięcie szczytowe $U_{DSm}/U_{DSm,opt}$ (a) i prąd skuteczny $I_{Dsk}/I_{Dsk,opt}$ (b) w funkcji $L_2/L_{2,opt}$
Fig. 10.5. Relative peak voltage $U_{DSm}/U_{DSm,opt}$ (a) and rms current $I_{Dsk}/I_{Dsk,opt}$ (b) as a function of $L_2/L_{2,opt}$

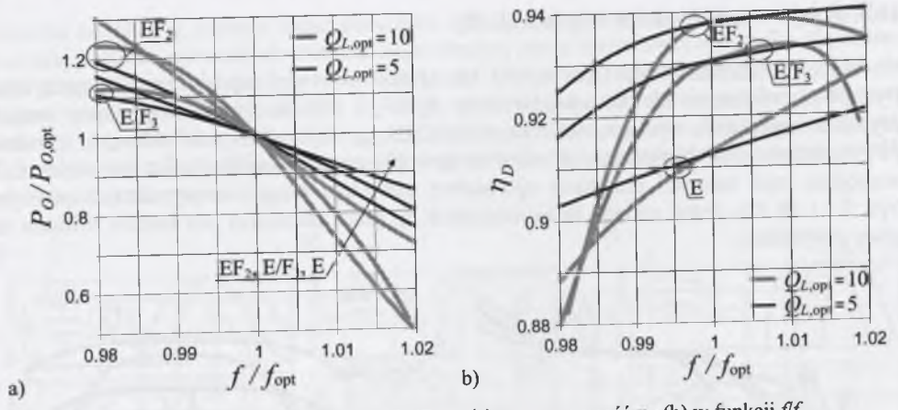


Rys. 10.6. Przebiegi względnych napięć i prądów tranzystora dla falowników:
a) klasy E, b) klasy EF$_2$ oraz c) klasy E/F$_3$ ($L_2/L_{2,opt}$ = 0,95, 1, 1,05, $Q_{L,opt}$ = 10)
Fig. 10.6. Waveforms of relative transistor voltages and currents for:
a) Class E, b) Class EF$_2$, and c) Class E/F$_3$ inverters

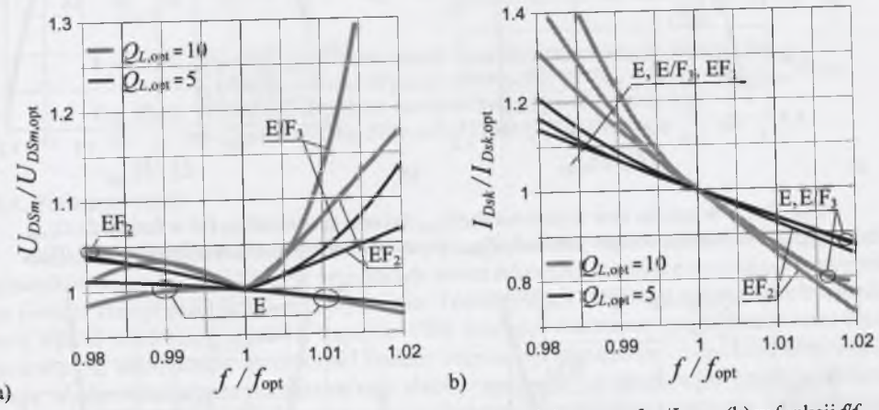
10.3. Wpływ częstotliwości *f*

Charakterystyki z rys. 10.7 i 10.8 obliczono w przypadku zmian częstotliwości pracy falowników. Wpływ zmian częstotliwości *f* na rodzaj pracy falownika E, EF$_2$ lub E/F$_3$ jest podobny do opisanego wcześniej wpływu indukcyjności L_2. Po zmniejszeniu częstotliwości poniżej jej wartości dla pracy optymalnej falowniki zawsze pracują nieoptymalnie (rys. 10.9), z kolei po jej zwiększeniu występuje praca suboptymalna lub nieoptymalna. Z przebiegów napięć i prądów tranzystora przedstawionych na rys. 10.9 wynika, że dla przyjętych wartości parametrów i zwiększonej częstotliwości falowniki klasy E i EF$_2$ pracują jeszcze suboptymalnie, natomiast falownik klasy E/F$_3$ pracuje już nieoptymalnie.

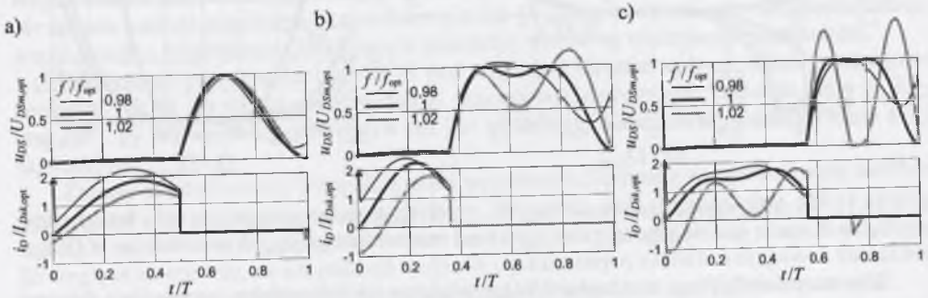
Zauważalne podobieństwa występują również pomiędzy charakterystykami zamieszczonymi na rys. 10.7 i 10.8 i uzyskanymi dla zmian indukcyjności (rys. 10.4 i 10.5). Zwiększanie częstotliwości powoduje spadek mocy wyjściowej (rys. 10.7a) oraz wartości skutecznej prądu tranzystora (rys. 10.8b). W falownikach klasy EF$_2$ i E/F$_3$ dla $f/f_{opt} > 1$ występuje wzrost wartości szczytowej napięcia tranzystora (rys. 10.8a). Z wyjątkiem falownika klasy E, zarówno zwiększanie jak i zmniejszanie częstotliwości może spowodować uszkodzenie tranzystora (zwiększając częstotliwość ($f/f_{opt} > 1$) na skutek przebicia napięciowego, natomiast zmniejszając ($f/f_{opt} < 1$) z powodu wzrostu strat mocy tranzystora). Wpływ zmian częstotliwości na właściwości falowników jest słabszy dla mniejszej wartości współczynnika $Q_{L,opt}$.



Rys. 10.7. Względna moc wyjściowa $P_O/P_{O,opt}$ (a) oraz sprawność η_D (b) w funkcji f/f_{opt}
Fig. 10.7. Relative output power $P_O/P_{O,opt}$ (a) and efficiency η_D (b) as a function of f/f_{opt}



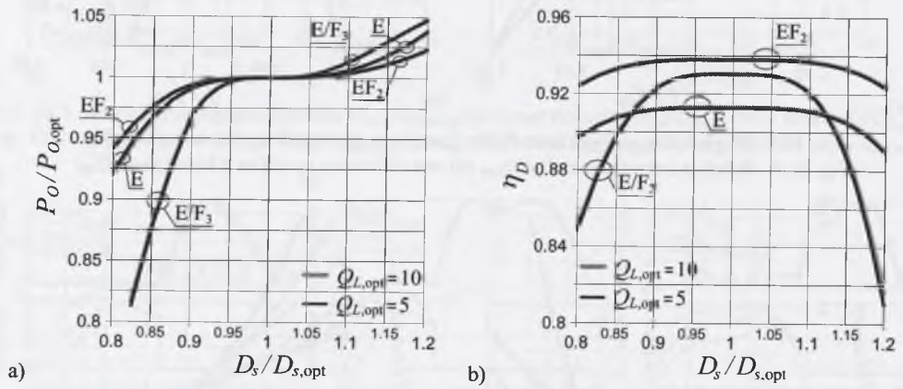
Rys. 10.8. Względne napięcie szczytowe $U_{DSm}/U_{DSm,opt}$ (a) i prąd skuteczny $I_{Dsk}/I_{Dsk,opt}$ (b) w funkcji f/f_{opt}
Fig. 10.8. Relative peak voltage $U_{DSm}/U_{DSm,opt}$ (a) and rms current $I_{Dsk}/I_{Dsk,opt}$ (b) as a function of f/f_{opt}



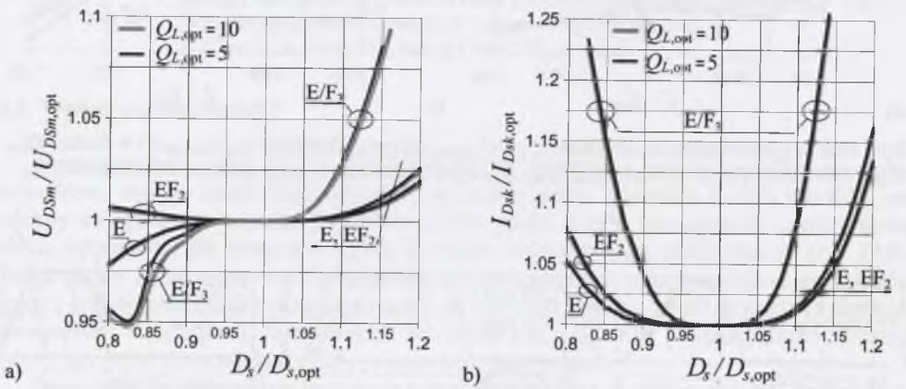
Rys. 10.9. Przebiegi względnych napięć i prądów tranzystora dla falowników:
a) klasy E, b) klasy EF$_2$ oraz c) klasy E/F$_3$ (f/f_{opt} = 0,98, 1, 1,02, $Q_{L,opt}$ = 10)
Fig. 10.9. Waveforms of relative transistor voltages and currents for:
a) Class E, b) Class EF$_2$, and c) Class E/F$_3$ inverters

10.4. Wpływ współczynnika wypełnienia D_s

Kolejne charakterystyki (rys. 10.10 i 10.11) oraz przebiegi napięć i prądów tranzystora (rys. 10.12) obliczono dla falowników klasy E, EF_2 i E/F_3 w funkcji względnego współczynnika wypełnienia wysterowania tranzystora $D_s/D_{s,opt}$. Uzyskane wyniki różnią się wyraźnie od przedstawionych dotychczas. W zasadzie dowolna zmiana współczynnika wypełnienia D_s względem jego wartości dla pracy optymalnej powoduje pracę nieoptymalną falowników (rys. 5.7 i 10.12). Jeżeli zmiany te są niewielkie, to praca falownika jest bardzo zbliżona do pracy optymalnej.



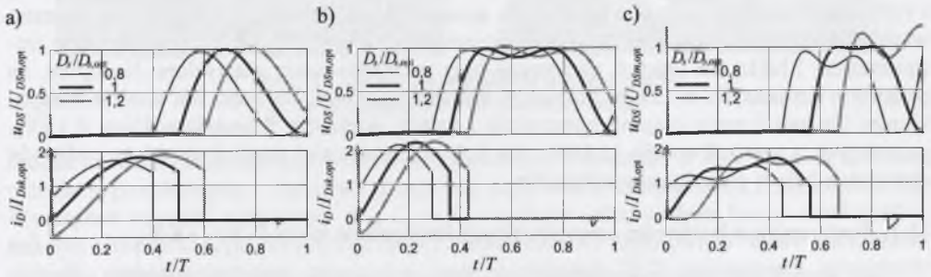
Rys. 10.10. Względna moc wyjściowa $P_O/P_{O,opt}$ (a) oraz sprawność η_D (b) w funkcji $D_s/D_{s,opt}$
Fig. 10.10. Relative output power $P_O/P_{O,opt}$ (a) and efficiency η_D (b) as a function of $D_s/D_{s,opt}$



Rys. 10.11. Względne napięcie szczytowe $U_{DSm}/U_{DSm,opt}$ (a) i prąd skuteczny $I_{Dsk}/I_{Dsk,opt}$ (b) w funkcji D/D_{opt}
Fig. 10.11. Relative peak voltage $U_{DSm}/U_{DSm,opt}$ (a) and rms current $I_{Dsk}/I_{Dsk,opt}$ (b) as a function of D/D_{opt}

Dla wartości $D_s/D_{s,opt}$ z zakresu 0,9–1,1 właściwości falowników, szczególnie falowników klasy E i EF_2, pozostają prawie niezmienne. Dla wartości spoza tego zakresu właściwości energetyczne falowników ulegają pogorszeniu. Sprawność drenowa (rys. 10.10b) zmniejsza się, a wartość skuteczna prądu tranzystora rośnie (rys. 10.11b). Zmniejszanie wartości $D_s/D_{s,opt}$ poniżej jedności powoduje spadek mocy wyjściowej (rys. 10.10a) oraz niewielkie zmiany

wartości szczytowej napięcia tranzystora (rys. 10.11a). Z kolei zwiększanie wartości $D_s/D_{s,opt}$ powyżej jedności prowadzi do nieznacznego wzrostu mocy wyjściowej oraz tylko dla falownika klasy E/F_3 powoduje duży wzrost wartości szczytowej napięcia tranzystora. Większe zmiany współczynnika wypełnienia D_s mogą spowodować uszkodzenie cieplne tranzystora oraz dla falownika klasy E/F_3 ($D_s/D_{s,opt} > 1$) jego przebicie napięciowe. Właściwości wszystkich falowników w funkcji współczynnika wypełnienia D_s są niezależne od wartości współczynnika reaktancyjności $Q_{L,opt}$.



Rys. 10.12. Przebiegi względnych napięć i prądów tranzystora dla falowników:
a) klasy E, b) klasy EF_2 oraz c) klasy E/F_3 ($D/D_{opt} = 0,8, 1, 1,2$, $Q_{L,opt} = 10$)
Fig. 10.12. Waveforms of relative transistor voltages and currents for:
a) Class E, b) Class EF_2, and c) Class E/F_3 inverters

10.5. Podsumowanie

Wartości parametrów zewnętrznych wpływają istotnie na właściwości energetyczne falowników klasy E, EF_2 i E/F_3. W wyniku ich zmian falowniki pracujące początkowo optymalnie pracują suboptymalnie lub nieoptymalnie. Towarzyszący zmianom parametrów zewnętrznych wzrost wartości szczytowej napięcia i/lub wartości skutecznej prądu tranzystora może spowodować uszkodzenie tranzystora. Zmiany rezystancji obciążenia i współczynnika wypełnienia wysterowania tranzystora znacznie słabiej wpływają na uzyskiwane moce wyjściowe falowników, ich sprawności drenowe oraz na wartości szczytowego napięcia i skutecznego prądu tranzystora, w porównaniu z silnym oddziaływaniem zmian indukcyjności wyjściowego obwodu rezonansowego i częstotliwości przełączania. W przypadku zmian rezystancji obciążenia wartość współczynnika reaktancyjności $Q_{L,opt}$ ma niewielki, a w przypadku zmian współczynnika wypełnienia D_s całkowicie pomijalny wpływ na właściwości falowników.

Porównując poszczególne falowniki pod względem stopnia wpływu zmian parametrów zewnętrznych na ich właściwości, można je uszeregować następująco: falownik klasy E, EF_2 oraz E/F_3. W falowniku klasy E wpływ ten jest najsłabszy, natomiast w falowniku klasy E/F_3 najsilniejszy.

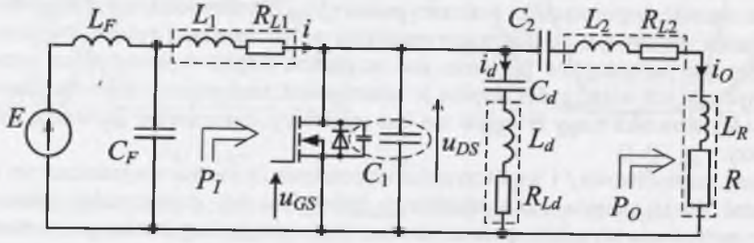
Zmiany częstotliwości f i współczynnika wypełnienia D_s można w ograniczonym zakresie wykorzystać do sterowania mocą wyjściową falownika. Ich dopuszczalny zakres zmian wynika z zachowania wysokiej sprawności oraz zapewnienia bezpiecznej pracy tranzystora. Ze względu na prostotę, za ich pomocą można w ograniczonym zakresie korygować stan pracy falownika, poprawiając napięciowo-prądowe warunki przełączania tranzystora i sprawność.

11. BADANIA EKSPERYMENTALNE FALOWNIKÓW KLASY E, EF_2 i E/F_3

W rozdziale 9 wykazano wyższość falowników klasy EF_2 i E/F_3 nad falownikami klasy E pod względem uzyskiwanych sprawności oraz mocy wyjściowych, analizując ich właściwości za pomocą modeli komputerowych. W niniejszym rozdziale opisano konstrukcje i pomiary odpowiednich wielkości bazowego falownika klasy E oraz jego odpowiedników klasy EF_2 i E/F_3, weryfikując eksperymentalnie w ten sposób ich właściwości. Początkowo porównano właściwości energetyczne laboratoryjnych falowników klasy E, EF_2 i E/F_3, pracujących z częstotliwością 1 MHz, dla których zachowane były parametry pracy tranzystora. Następnie, na podstawie uzyskanych wyników pomiarów falowników zweryfikowano ich modele komputerowe. Na zakończenie opisano konstrukcje i wyniki pomiarów falowników klasy E i EF_2, pracujących z częstotliwością 16 MHz, dla których suma strat mocy tranzystora i obwodu drenowego była w przybliżeniu jednakowa.

11.1. Porównanie właściwości energetycznych falowników klasy E, EF_2 i E/F_3

Do weryfikacji eksperymentalnej właściwości energetycznych falowników klasy E, EF_2 i E/F_3 przyjęto następujące założenia: częstotliwość pracy w przybliżeniu 1 MHz, moc wyjściowa na poziomie 500 W oraz użycie tranzystora mocy MOSFET z serii CoolMOS, dla którego wartość współczynnika wykorzystania napięciowego w_U powinna wynosić około 0,7. W tranzystorach MOSFET serii CoolMOS stosowana jest innowacyjna technologia, dzięki której uzyskuje się istotne zredukowanie ich rezystancji przewodzenia w porównaniu z rezystancjami ich odpowiedników klasycznych [108]. Ogólny schemat obwodów głównych skonstruowanych falowników laboratoryjnych przedstawiono na rys. 11.1. Kolejne falowniki klasy E, EF_2 i E/F_3 uzyskiwano przez odpowiednią modyfikację wartości elementów tego schematu. Na schemacie zaznaczono filtr wejściowy (L_F, C_F), szeregowe rezystancje pasożytnicze cewek (R_{L1}, R_{L2}, R_{Ld}), pasożytniczą pojemność wyjściową tranzystora jako część pojemności równoległej C_1 oraz pasożytniczą indukcyjność L_R rezystora obciążenia R. Pasożytnicze rezystancje uwzględniono w obliczeniach sprawności falowników. Parametry pasożytnicze użytych pojemności przy częstotliwości 1 MHz były pomijalne. Zdjęcia przygotowanego do pomiarów układu laboratoryjnego przedstawiono na rys. 11.2. Opis konstrukcji i wybrane wyniki pomiarów falowników klasy E, EF_2 i E/F_3 znajdują się również w publikacjach autora [56, 58 i 59].

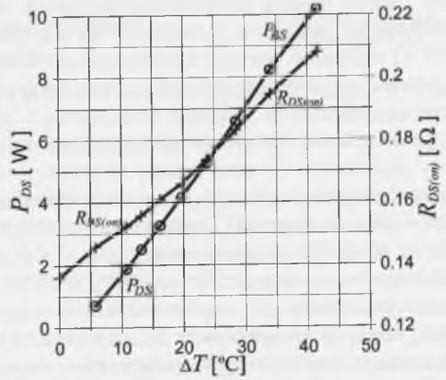


Rys. 11.1. Schemat falowników klasy E, EF_2 i E/F_3
Fig. 11.1. Equivalent circuit of Class E, EF_2, and E/F_3 inverters

W badanych falownikach użyto tranzystora mocy MOSFET, serii CoolMOS, typu SPP20N65C3 ($V_{(BR)DS} = 650$ V, $I_D = 21$ A), który umieszczony został na radiatorze aluminiowym, chłodzonym powietrzem o naturalnym przepływie. Cewki obwodu głównego nawinięto

Rys. 11.2. Widok ogólny układu laboratoryjnego
Fig. 11.2. General view of laboratory setup

drutem miedzianym na rdzeniu ferrytowym ze szczeliną z materiału 3F3 Ferrox-cube (L_1) oraz rdzeniach proszkowych z materiału 2 Amidon (L_F) oraz z materiału 26 Amidon (L_2, L_d). Wymagane wartości pojemności C_1, C_2 i C_d uzyskano odpowiednio łącząc kondensatory mikowe o napięciu dopuszczalnym 1000 V. Jako obciążenie zastosowano zestaw niskoindukcyjnych, grubowarstwowych rezystorów mocy o wartości 75 Ω, połączonych szeregowo-równolegle oraz umieszczonych na radiatorze chłodzonym wodą. Układ sterowania umożliwiał niezależne ustawianie częstotliwości przełączania f i współczynnika wypełnienia wysterowania tranzystora D_s. W celu dokładnego wyznaczenia strat mocy tranzystora zastosowano porównawczą metodę temperaturową, polegającą na porównaniu temperatur korpusu tranzystora zmierzonych podczas skalowania statycznego układu chłodzenia prądem stałym oraz podczas pracy falownika. Skalowanie statyczne przebiegało następująco. Najpierw sonda temperatury (termopara) została przymocowana na stałe do korpusu tranzystora. Następnie pomiędzy bramkę i źródło tranzystora podłączono napięcie stałe o wartości 12 V oraz doprowadzając stałą moc do obwodu dren-źródło, nagrzewano tranzystor. Stałe napięcie E_{dr} i prąd I_{dr} zasilania oraz przyrost temperatury ΔT mierzono każdorazowo dla stanu ustalonego za pomocą specjalizowanego systemu firmy National Instruments z wielofunkcyjną kartą gromadzenia danych typu PCI-6052E. Ostatecznie wyznaczono charakterystyki z rys. 11.3, ilustrujące zależność strat mocy tranzystora P_{DS} ($P_{DS} = E_{dr} \cdot I_{dr}$) oraz jego rezystancji przewodzenia $R_{DS(on)}$ ($R_{DS(on)} = E_{dr}/I_{dr}$) od przyrostu temperatury ΔT. Charakterystyki te wykorzystano do określenia strat P_{DS} i rezystancji $R_{DS(on)}$ tranzystora podczas pracy falowników.



Rys. 11.3. Straty mocy P_{DS} i rezystancja $R_{DS(on)}$ w funkcji przyrostu temperatury ΔT podczas skalowania
Fig. 11.3. Power losses P_{DS} and on-resistance $R_{DS(on)}$ as a function of temperature increment ΔT

Tabela 11.1

Wartości elementów wspólne dla falowników klasy E, EF_2 i E/F_3

C_F	C_2	L_F	L_1	R_{L1}	L_2	R_{L2}	L_R
µF	nF	µH	µH	mΩ	µH	Ω	Ω
2,50	2,00	448	270	40,1*	16,79	0,29	7,3

* Wartość zmierzona metodą techniczną prądem stałym

Tabela 11.2

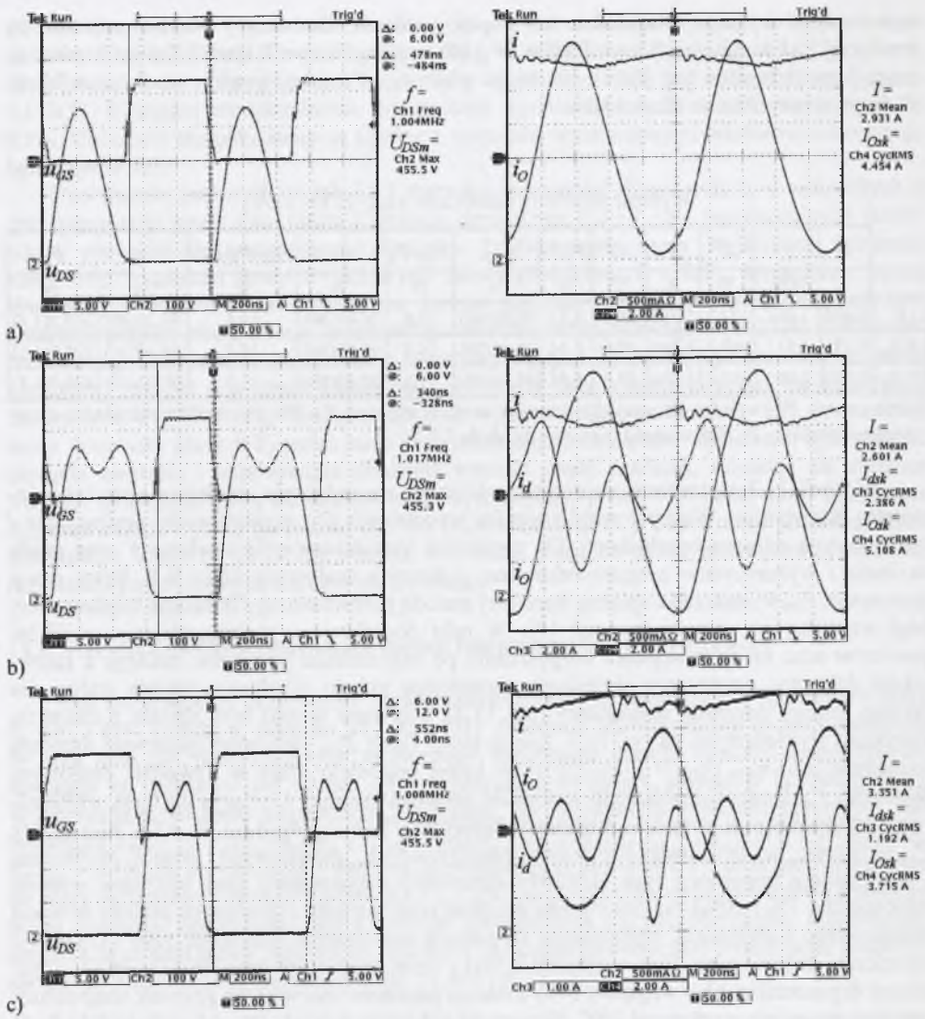
Wartości elementów różne dla falowników klasy E, EF_2 i E/F_3

	C_1	C_d	L_d	R_{Ld}	R
	nF	pF	µH	Ω	Ω
E	~1,87 (~0,34+1,53)	-	-	-	18,3
EF_2	~1,56 (~0,34+1,22)	0,73	8,31	0,26*	20,0
E/F_3	~0,77 (~0,34+0,43)	0,34	8,31	0,39**	30,0

*, ** Wartości zmierzone odpowiednio przy częstotliwości 2 i 3 MHz

Wartości elementów obwodu głównego poszczególnych falowników laboratoryjnych zestawiono w tab. 11.1 i 11.2, używając oznaczeń zgodnych z rys. 11.1. Dokonując ich wyboru, starano się ograniczyć straty mocy w obwodzie drenowym oraz jednocześnie uzyskać w przybliżeniu sinusoidalny przebieg prądu obciążenia ($k_{hi} < 10\%$) i stosunkowo małe tętnienia prądu zasilania (poniżej 10%). Należy zauważyć, że dla przyjętych parametrów falownik klasy E odpowiada w przybliżeniu falownikowi odniesienia {6}. Wartości elementów zostały zmierzone za pomocą precyzyjnego analizatora impedancji typu HP4294A przy częstotliwości 1 MHz. W celu określenia sumarycznej pojemności C_1 dołączonej równolegle do tranzystora, dokonano oszacowania zastępczej, pasożytniczej pojemności wyjściowej tranzystora, do której następnie dodano zmierzoną wartość pojemności zewnętrznej. Zastępczą pojemność dla nieliniowej pojemności tranzystora MOSFET typu SPP20N65C3 obliczono z warunku uzyskania takiego samego napięcia i zgromadzonego wtedy ładunku. Pomiary przeprowadzono podłączając wyjściową pojemność tranzystora do napięcia stałego o wartości 500 V przez rezystor 100 kΩ, przy jednocześnie zwartej bramce ze źródłem tranzystora. Zarejestrowano przebieg napięcia na pojemności podczas jej ładowania, a następnie dla napięcia na tranzystorze 455 V ($w_U V_{(BR)DS} = 0{,}7 \cdot 650 = 455$ V) obliczono wartość zgromadzonego ładunku, uzyskując 155 nC. Ostatecznie zastępczą pojemność wyjściową tranzystora wyznaczono jako $155/455 \approx 0{,}34$ nF.

Przekształcenie falownika klasy E w falownik klasy EF_2, z zachowaniem przyjętych założeń wstępnych, wymaga dołączenia równolegle do tranzystora dodatkowego obwodu rezonansowego $C_d - L_d$, zmiany pojemności C_1 oraz zmiany rezystancji obciążenia R (tab. 11.2), a także zmniejszenia wartości współczynnika wypełnienia przewodzenia tranzystora D oraz niewielkiej korekty częstotliwości przełączania f (tab. 11.3). Z kolei w falowniku klasy E/F_3, w porównaniu z falownikiem klasy EF_2, zmieniono wartości C_1, C_d, R, D oraz nieznacznie częstotliwość f. Dokładne dostrojenie falowników laboratoryjnych do pracy optymalnej uzyskano przez zmiany wartości pojemności C_1, współczynnika D i częstotliwości f, przy czym dobrano je tak, aby przebieg napięcia tranzystora w zakresie jego największych wartości był symetryczny oraz aby jednocześnie uzyskać miękkie załączanie tranzystora.



Rys. 11.4. Przebiegi napięć i prądów falowników: a) klasy E, b) klasy EF_2 oraz c) klasy E/F_3 (u_{GS} - 5 V/div, u_{DS} - 100 V/div, i - 0.5 A/div, i_d - 2 A/div, 1 A/div, i_O - 2 A/div, czas - 200 ns/div)
Fig. 11.4. Voltage and current waveforms of: a) Class E, b) Class EF_2, and c) Class E/F_3 inverters

Na rysunku 11.4 zamieszczono wyniki pomiarów poszczególnych falowników, które zmierzono za pomocą oscyloskopu cyfrowego Tektronix typu TDS3034B. W pomiarach użyto sond napięciowych będących w wyposażeniu oscyloskopu (typu P6139A) oraz dedykowanych sond prądowych (typu TCP202, P6022 i P6021). Zmierzono następujące przebiegi czasowe: napięcia bramkowego u_{GS}, napięcia tranzystora u_{DS}, prądu zasilania i, prądu obwodu dodatkowego i_d oraz prądu obciążenia i_O. Z obserwacji przebiegów z rys. 11.4 wynika, że we wszystkich przypadkach tranzystor załączany jest miękko (spełnione są warunki ZVS i ZdVS), czyli falowniki klasy E, EF_2 i E/F_3 pracują optymalnie. Falowniki klasy EF_2 i E/F_3 wyróżniają się spłaszczonym przebiegiem napięcia tranzystora, co przy zachowaniu wartości szczytowej

tego napięcia wymaga zwiększenia ich napięć zasilania. Dodatkowy obwód rezonansowy dostrojony jest do drugiej (falownik klasa EF_2) lub trzeciej (falownik klasa E/F_3) harmonicznej, czego potwierdzeniem jest kształt przebiegu prądu i_{Cd}. Przebiegi prądów obciążenia falowników są w przybliżeniu sinusoidalne.

Tabela 11.3

Wybrane parametry falowników klasy E, EF_2 i E/F_3

	D	f	E	I	ΔT	P_{DS}*	η_{DTr}	$P_{DS}+P_d$	η_D	$P_{DS}+P_d+P_{Idr}$	η	P_O
	-	MHz	V	A	°C	W	%	W	%	W	%	W
E	0,480	1,004	127,7	2,959	28,1	6,51	98,28(48)	12,6	96,67(49)	14,8	96,10(49)	365,3(1,4)
EF_2	0,346	1,017	209,7	2,580	27,9	6,44	98,81(35)	15,8	97,09(36)	18,0	96,69(36)	525,3(1,5)
E/F_3	0,555	1,006	135,1	3,401	28,0	6,49	98,59(45)	11,5	97,49(45)	13,7	97,03(45)	448,0(1,5)

* Straty mocy P_{DS} wyjątkowo zawierają również straty bramkowe P_G. Nie jest możliwe dokładne zmierzenie strat mocy P_G. Ich wartość oceniono na około 0,7 W

W tabeli 11.3 zestawiono zmierzone i obliczone na podstawie pomiarów wartości parametrów falowników. Wartości współczynnika wypełnienia D i częstotliwości przełączania f zmierzono za pomocą oscyloskopu. Do pomiarów wartości napięcia zasilania E oraz prądu zasilania I wykorzystano magnetoelektryczne przyrządy analogowe klasy 0,2. Straty mocy tranzystora P_{DS} wyznaczono opisaną wcześniej metodą porównawczą. Graniczny dopuszczalny błąd względny tej metody wynosił 1%. W celu dodatkowego uwiarygodnienia wyników pomiarów strat mocy tranzystora bezpośrednio po zakończeniu pomiarów każdego z falowników dokonano ponownego skalowania statycznego układu chłodzenia prądem stałym dla takiego samego przyrostu temperatury (tab. 11.3). Uzyskane wyniki były zgodne z charakterystykami wykreślonymi na rys. 11.3. Znając straty mocy P_{DS}, obliczono sprawność drenową oznaczoną jako η_{DTr} ($\eta_{DTr} = 1 - P_{DS}/(E \cdot I)$), w której pominięto straty w obwodzie drenowym falownika P_d. Następnie obliczono sprawność drenową η_D ($\eta_D = 1 - (P_{DS}+P_d)/(E \cdot I)$), uwzględniając straty mocy w obwodzie drenowym falownika P_d ($P_d = I^2 R_{L1} + I_{dsk}^2 R_{Ld} + I_{Osk}^2 R_{L2}$). Straty P_d obliczono na podstawie rezystancji pasożytniczych, zmierzonych metodą techniczną i analizatorem impedancji typu HP4294A (graniczny dopuszczalny błąd względny wynosił odpowiednio 1% i 10%), wartości prądu zasilania oraz wartości skutecznych prądów obwodu dodatkowego i obciążenia, zmierzonych za pomocą oscyloskopu cyfrowego typu TDS3034B (graniczny dopuszczalny błąd względny 2,5%) i sond prądowych typu P6022, P6021 (graniczny dopuszczalny błąd względny 3%). Podczas pomiarów falowników przyrost temperatury uzwojeń cewek nie przekraczał 20°C. Sprawność całkowitą η ($\eta = 1 - (P_{DS}+P_d+P_{Idr})/(E \cdot I + P_{Idr})$) określono na podstawie mocy zasilania drajwera P_{Idr}, zmierzonej za pomocą przyrządów analogowych klasy 0,5. Moc wyjściową falownika P_O ($P_O = E \cdot I - P_{DS} - P_d$) obliczono, wykorzystując moc wejściową $E \cdot I$ oraz straty mocy P_{DS} i P_d. Dla sprawności η_{DTr}, η_D i η oraz mocy wyjściowych falowników P_O wyznaczono i podano w tab. 11.3 ich niepewności standardowe [106]. Uzyskano względne niepewności standardowe wyznaczenia wszystkich sprawności na poziomie 0,5% oraz mocy wyjściowych około 0,3%. Inną, mniej dokładną metodę określenia sprawności oraz mocy wyjściowej falownika opisano w podrozdz. 11.3.

Ponieważ pomiarów laboratoryjnych falowników klasy E, EF_2 i E/F_3 dokonano dla w przybliżeniu jednakowych wartości parametrów pracy tranzystora, dlatego możliwe jest porównanie mocy wyjściowych poszczególnych falowników. Współczynnik wykorzystania napięciowego w_U wynosił około 0,7 ($U_{DSm} \approx 455$ V, rys. 11.4), natomiast dla temperatury otoczenia 30°C współczynnik wykorzystania temperaturowego w_T był bliski 0,4 ($T_j \approx 62$°C,

$\Delta T \approx 28$°C, tab. 11.3). Wyznaczone moce wyjściowe falowników klasy EF_2 i E/F_3, odniesione do mocy falownika klasy E, wynoszą: $P_{O,EF2}/P_{O,E} = 1,438(7)$ oraz $P_{O,E/F3}/P_{O,E} = 1,227(6)$. Natomiast stosunek mocy wyjściowych falowników klasy EF_2 i E/F_3 jest równy: $P_{O,EF2}/P_{O,E/F3} = 1,173(5)$. Względne niedokładności standardowe wyznaczenia tych wartości wynoszą około 0,5%. Obliczone stosunki mocy są zgodne z wcześniej wyznaczonymi wartościami teoretycznymi (rys. 9.4a).

Porównanie podanych w tab. 11.3 wartości sprawności drenowych η_D i całkowitych η oraz sumy strat mocy tranzystora i obwodu drenowego $P_{DS}+P_d$ dla poszczególnych falowników prowadzi do następującego wniosku. Podwyższeniu mocy wyjściowej falownika klasy EF_2, względem mocy wyjściowych falowników klasy E i E/F_3, towarzyszy wzrost strat mocy w jego obwodzie drenowym. Jest on spowodowany większymi wartościami skutecznymi prądów obciążenia i dodatkowego obwodu rezonansowego (rys. 11.4). Sprawność drenowa η_D i sprawność całkowita η falownika klasy E/F_3 są najwyższe. Jest to jednak szczególny rezultat przyjętych warunków porównania oraz założeń odnośnie do konstrukcji falowników. Przykładowo, zmniejszając moc wyjściową falownika klasy EF_2 do poziomu mocy falownika klasy E/F_3 przez takie jego przeprojektowanie, aby zachowana była wartość napięcia zasilania i odpowiednio obniżona wartość prądu zasilania, uzyskuje się zbliżone wartości sprawności η_D i η dla obu falowników, mniejsze o ponad 20% straty mocy tranzystora P_{DS} oraz jeszcze wyższą sprawność η_{DTr} dla falownika klasy EF_2. Straty mocy poszczególnych falowników klasy E, EF_2 i E/F_3 mogą być dalej obniżone przez zredukowanie wartości rezystancji pasożytniczych ich obwodu głównego.

11.2. Weryfikacja eksperymentalna modeli falowników klasy E, EF_2 i E/F_3

Aby uwiarygodnić przydatność opracowanych modeli komputerowych falowników klasy E, EF_2 i E/F_3 (rozdz. 6, dodatek D1, D2 i D3) dokonano ich weryfikacji eksperymentalnej. W tym celu dla poszczególnych falowników porównano wyniki obliczeń teoretycznych, uzyskane na podstawie ich modeli uproszczonych, z wynikami pomiarów laboratoryjnych. Wykorzystując wartości parametrów zmierzone dla falowników laboratoryjnych (np. dla falownika klasy EF_2: $D = 0,346$, $f = 1,017$ MHz, $L_1 = 270$ µH, $L_2 = 16,79$ µH, $L_d = 8,31$ µH, $R_{DS(on)} = 0,182$ Ω, $R = 20,29$ Ω – razem z rezystancją R_{L2}, $E = 209,7$ V), obliczono wymagane do pracy optymalnej wartości pojemności C_1, C_2, C_d oraz odpowiadające im wartości średniego prądu zasilania, skutecznego prądu obwodu dodatkowego i prądu obciążenia, szczytowego napięcia oraz strat mocy tranzystora. Wartości obliczone (*teoretyczne*) i zmierzone (*eksperymentalne*) zestawiono i porównano w tab. 11.4–11.6.

Tabela 11.4

Porównanie teoretycznych i eksperymentalnych parametrów falownika klasy E

Parametr		Wartość teoretyczna (*teo*)	Wartość eksperymentalna (*eks*)	Różnica względna (*eks-teo*)/*eks*·100 %
C_1	nF	1,91	~1,87	-2,1
C_2	nF	1,96	2,00	2,0
I	A	3,20	2,96	-8,1
I_{Osk}	A	4,66	4,45	-4,7
U_{DSm}	V	441	456	3,3
P_{DS}	W	4,60	6,51	29

Tabela 11.5

Porównanie teoretycznych i eksperymentalnych parametrów falownika klasy EF_2

Parametr		Wartość teoretyczna (*teo*)	Wartość eksperymentalna (*eks*)	Różnica względna (*eks-teo*)/*eks*·100 %
C_1	nF	1,64	~1,56	-5,1
C_2	nF	1,99	2,00	0,5
C_d	nF	0,71	0,73	2,7
I	A	2,70	2,58	-4,7
I_{dsk}	A	2,33	2,39	2,5
I_{Osk}	A	5,26	5,11	-2,9
U_{DSm}	V	444	455	2,4
P_{DS}	W	4,41	6,44	32

Tabela 11.6

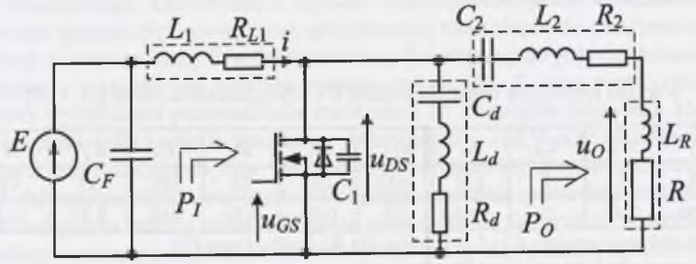
Porównanie teoretycznych i eksperymentalnych parametrów falownika klasy E/F_3

Parametr		Wartość teoretyczna (*teo*)	Wartość eksperymentalna (*eks*)	Różnica względna (*eks-teo*)/*eks*·100 %
C_1	nF	0,73	~0,77	5,2
C_2	nF	1,96	2,00	2,0
C_d	nF	0,33	0,34	2,9
I	A	3,58	3,40	-5,3
I_{dsk}	A	1,08	1,19	9,2
I_{Osk}	A	3,98	3,72	-7,0
U_{DSm}	V	421	456	7,7
P_{DS}	W	4,79	6,49	26

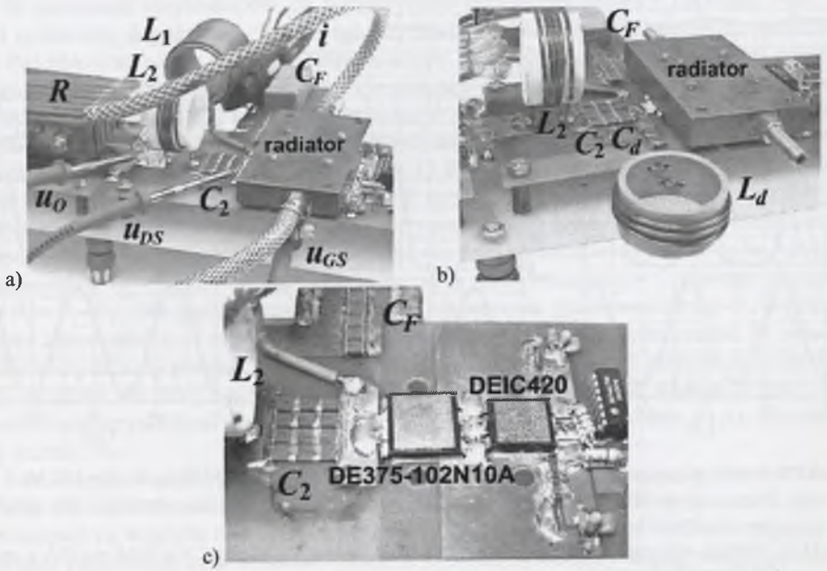
Uzyskane różnice względne nie przekraczają 10%, co potwierdza praktyczną przydatność opracowanych modeli falowników. Jedyny wyjątek dotyczy strat mocy tranzystora P_{DS}. Wyjaśnienie tej rozbieżności jest następujące. Zmierzone eksperymentalnie straty P_{DS} są stratami całkowitymi, obejmującymi straty bramkowe, przewodzenia oraz wyłączania tranzystora, podczas gdy w modelu obliczane są one jedynie jako straty przewodzenia. Ponadto, rezystancja przewodzenia $R_{DS(on)}$ użytego w eksperymencie tranzystora jest względnie mała, czego rezultatem jest znacząca wartość stosunku strat mocy wyłączania do strat przewodzenia tranzystora. W przybliżeniu straty mocy tranzystora (P_{DS} = 6,5 W) można rozdzielić na straty bramkowe (P_G = 0,7 W), straty przewodzenia (P_{on} = 4,6 W) oraz straty wyłączania (P_w = 1,2 W). Rozbieżności pomiędzy wartościami teoretycznymi oraz eksperymentalnymi są również spowodowane pominięciem w modelu strat mocy obwodu dodatkowego (R_{Ld} = 0) oraz nieuwzględnieniem nieliniowości wyjściowej pojemności tranzystora, będącej częścią pojemności równoległej C_1. Przykładowo, dla falownika klasy EF_2 straty obwodu dodatkowego wynosiły około 1,5 W, natomiast stosunek zastępczej pojemności wyjściowej tranzystora (0,34 nF) do dołączonej pojemności zewnętrznej (1,22 nF) był równy około 0,3. Należy również zaznaczyć, że dokonując weryfikacji eksperymentalnej pominięto niepewności pomiaru parametrów falowników.

11.3. Laboratoryjne falowniki klasy E i EF_2 o częstotliwości pracy 16 MHz

Oprócz falowników opisanych w podrozdz. 11.1 skonstruowano oraz przeprowadzono również pomiary laboratoryjnych falowników klasy E i EF_2 o wyższej częstotliwości pracy [51, 52 i 54]. Przyjęto następujące założenia: częstotliwość pracy 16 MHz, napięcie zasilania falownika klasy E równe 220 V, zastosowanie szybkiego tranzystora MOSFET typu DE375-102N10A ($V_{(BR)DS}$=1000 V, I_D=10 A) z dedykowanym, ultraszybkim drajwerem typu DEIC420 (chwilowy prąd szczytowy 20 A) oraz całkowite wykorzystanie wyjściowej pojemności tranzystora jako pojemności równoległej falownika C_1 (rys. 11.5). Ponadto, podczas pomiarów falowników klasy E i EF_2 starano się utrzymać sumę strat mocy tranzystora i obwodu drenowego falownika na w przybliżeniu jednakowym poziomie, równym 100 W. Tranzystory MOSFET serii DE są niestandardowymi tranzystorami, których czasy przełączania zminimalizowano do pojedynczych nanosekund [111].



Rys. 11.5. Schemat falowników klasy E i EF_2
Fig. 11.5. Equivalent circuit of Class E and EF_2 inverters



Rys. 11.6. Widok ogólny: a) falownik klasy E, b) falownik klasy EF_2 oraz c) tranzystor z jego drajwerem
Fig. 11.6. General view of: a) Class E inverter, b) Class EF_2 inverter, and c) transistor with its driver

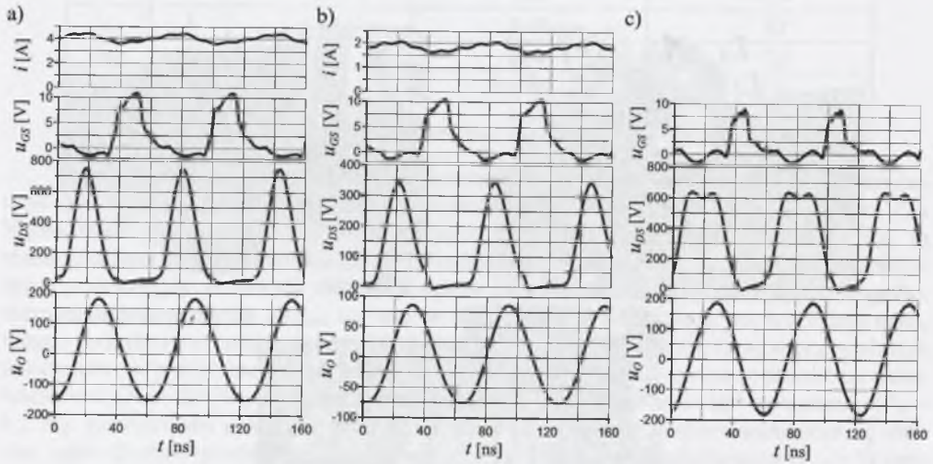
Ogólny schemat obwodów głównych falowników laboratoryjnych przedstawiono na rys. 11.5, ich zdjęcia na rys. 11.6, natomiast wartości poszczególnych elementów schematu zestawiono w tab. 11.7. Zostały one zmierzone analizatorem impedancji typu HP4294A przy częstotliwości 16 MHz. Wymagane wartości pojemności C_2 i C_d uzyskano łącząc szeregowo-równolegle kondensatory mikowe o wartości nominalnej 100 pF. Pojemność C_1 jest zastępczą pojemnością wyjściową tranzystora dla napięcia na tranzystorze 700 V, wyznaczoną metodą analogiczną do opisanej w podrozdz. 11.1. Indukcyjności L_1, L_2 i L_d uzyskano nawijając drutem miedzianym odpowiednie, jednowarstwowe cewki powietrzne. Rezystor obciążenia złożono z odpowiednio połączonych 42 niskoindukcyjnych rezystorów grubowarstwowych, o wartości 75 Ω każdy. Radiator rezystora obciążenia oraz radiator tranzystora i drajwera chłodzono wodą. Zaznaczone na schemacie z rys. 11.5 elementy R_{L1}, R_2, R_d i L_R reprezentują następujące parametry pasożytnicze: rezystancję dla prądu stałego cewki L_1, zastępczą rezystancję szeregową cewki L_2 i kondensatora C_2, zastępczą rezystancję cewki L_d i kondensatora C_d oraz indukcyjność rezystora obciążenia R.

Tabela 11.7

Wartości elementów falowników klasy E i EF_2 (oznaczenia jak na rys. 11.5)

C_F	C_1	C_2	C_d	L_1	R_{L1}*	L_2	R_2	L_d	R_d**	R	L_R
nF	pF	pF	pF	μH	mΩ	μH	Ω	nH	Ω	Ω	nH
100	~160	150	51	9,11	23	0,95	0,50	460	0,55	16,5	40

Dodatkowy obwód rezonansowy C_d–L_d–R_d tylko dla falownika klasy EF_2.
* Wartość zmierzona metodą techniczną prądem stałym
** Wartość zmierzona przy częstotliwości 32 MHz



Rys. 11.7. Przebiegi napięć i prądów falowników: a) klasy E (E = 220 V), b) klasy E (E = 110 V) oraz c) klasy EF_2 (i - prąd zasilania, u_{GS} - napięcie bramkowe, u_{DS} - napięcie dren-źródło, u_O - napięcie obciążenia, rys. 11.5 i 11.6a)
Fig. 11.7. Voltage and current waveforms of: a) Class E (E = 220 V), b) Class E (E = 110 V), and c) Class EF_2 inverters

Tabela 11.8

Wybrane parametry falowników klasy E i EF_2

	D	E	I	P_I	U_{Osk}	P_O	P_I-P_O	η_D	P_{Idr}	η	U_{DSm}
	-	V	A	W	V	W	W	%	W	%	V
E	~0,4	220,0	4,122	906,8(2,9)	118,2	799(23)	108	88,1(2,5)	23,8	85,9(2,4)	750
E	~0,4	110,2	1,898	209,16(79)	57,6	189,8(5,3)	19,4	90,8(2,6)	22,8	81,8(2,3)	343
EF_2	~0,3	313,8	3,402	1067,5(2,3)	130,0	967(27)	101	90,6(2,5)	19,3	89,0(2,5)	639

Wyniki pomiarów oscyloskopowych falowników przedstawiono na rys. 11.7, natomiast zmierzone i obliczone wartości parametrów zebrano w tab. 11.8. Oba falowniki pracowały z jednakową częstotliwością (f = 16 MHz) dzięki zastosowaniu w obwodzie sterowania generatora kwarcowego. Odpowiednio wysoka częstotliwość pracy umożliwiła całkowite wyeliminowanie pojemności zewnętrznej, przyłączanej równolegle do tranzystora (rys. 11.5). Przekształcenie falownika klasy E w falownik klasy EF_2 wymagało jedynie dołączenia właściwie dostrojonego, szeregowego obwodu rezonansowego $C_d - L_d$ oraz zmniejszenia wartości współczynnika wypełnienia przewodzenia tranzystora D. Pomiarów falownika klasy E dokonano dla dwóch wartości napięcia zasilania – założonej E = 220 V oraz obniżonej E = 110 V. W ten sposób zilustrowano wpływ nieliniowości wyjściowej pojemności tranzystora na właściwości falownika. Obniżenie wartości napięcia zasilania powoduje wzrost efektywnej pojemności tranzystora oraz w rezultacie pracę nieoptymalną falownika. Natomiast falownik klasy E zasilany większym napięciem oraz falownik klasy EF_2 pracują optymalnie. Podczas pomiarów obu falowników wartość szczytowa napięcia bramkowego była mniejsza od 11 V, a wartość szczytowa napięcia dren-źródło nie przekraczała 750 V, zapewniając bezpieczny zapas względem wartości dopuszczalnych, odpowiednio równych 30 V i 1000 V.

W pomiarach oscyloskopowych wykorzystano oscyloskop cyfrowy Tektronix typu TDS-620B (graniczny dopuszczalny błąd względny 2%) ze standardowymi sondami napięciowymi typu P6139A oraz sondą prądową Tektronix typu TCP202. Podobnie jak podczas pomiarów falowników opisanych w podrozdz. 11.1 do pomiaru napięcia E i prądu I zasilania oraz mocy zasilania drajwera P_{Idr} (E_{dr}, I_{dr}) użyto przyrządów analogowych, odpowiednio klasy 0,2 i 0,5. Moc wyjściową falownika P_O obliczono, korzystając ze zmierzonej oscyloskopem wartości skutecznej napięcia na obciążeniu U_{Osk} (tab. 11.8) oraz ze zmierzonej analizatorem impedancji typu HP4294A rezystancji obciążenia R (graniczny dopuszczalny błąd względny 3%). W obliczeniach uwzględniono również pasożytniczą indukcyjność rezystora obciążenia L_R. Na podstawie mocy wyjściowej P_O wyznaczono wartości sprawności drenowej η_D ($\eta_D = P_O/(E \cdot I)$) i całkowitej η ($\eta = P_O/(E \cdot I + P_{Idr})$) oraz sumę strat mocy tranzystora i obwodu drenowego $P_{DS} + P_d = P_I - P_O$. Dla zamieszczonych w tab. 11.8 wartości mocy wejściowej P_I, wyjściowej P_O oraz sprawności η_D i η podano niepewności standardowe ich wyznaczenia. W rezultacie zastosowanej metody pomiaru mocy wyjściowej wartości względnych niepewności standardowych obliczone dla mocy wyjściowych oraz sprawności były znacznie większe w porównaniu z wartościami uzyskanymi dla falowników klasy E, EF_2 i E/F_3 (podrozdz. 11.1), nie przekraczały jednak 3%.

Porównując wartości parametrów dla falownika klasy E zasilanego dwoma wartościami napięcia, można stwierdzić, że dla mniejszej wartości uzyskano wyższą sprawność drenową η_D, natomiast ze względu na w przybliżeniu jednakową wartość mocy zasilania drajwera P_{Idr}, sprawność całkowita η była wyraźnie niższa. Z kolei korzystniejszy kształt przebiegu napięcia tranzystora w falowniku klasy EF_2 umożliwił zasilenie go wyższym napięciem i zwiększenie jego obu sprawności oraz mocy wyjściowej o około 20%, zachowując przy tym sumę strat

mocy tranzystora oraz obwodu drenowego na w przybliżeniu stałym poziomie (P_1-$P_O \approx$ 100 W). Ponieważ wartość szczytowa napięcia tranzystora w falowniku klasy EF_2 była o około 110 V mniejsza w porównaniu z wartością tego napięcia w falowniku klasy E, dlatego można uzyskać dalsze zwiększenie mocy wyjściowej falownika klasy EF_2. W tym celu należałoby dokonać przeprojektowania tego falownika, zwiększając napięcie zasilania oraz m.in. rezystancję obciążenia w taki sposób, aby zachować niezmienioną wartość sumy strat mocy tranzystora i obwodu drenowego oraz jednocześnie doprowadzić do zrównania się wartości szczytowych napięć tranzystorów w falownikach klasy E i EF_2. Zakładając, że wartość średnia prądu zasilania zostałaby w przybliżeniu zachowana, uzyskano by moc wyjściową falownika klasy EF_2 o około 40% większą od mocy wyjściowej falownika klasy E.

11.4. Podsumowanie

Potwierdzono eksperymentalne możliwości zwiększenia sprawności oraz mocy wyjściowych falowników klasy EF_2 i E/F_3 w porównaniu ze sprawnością oraz mocą falownika klasy E. Weryfikacji dokonano przy częstotliwości pracy falowników 1 MHz oraz dodatkowo przy częstotliwości 16 MHz. Falowniki klasy EF_2 i E/F_3 nie są jednak pozbawione wad. Można do nich zaliczyć większą złożoność obwodu głównego, spowodowaną dołączeniem dodatkowego obwodu rezonansowego. Obwód ten wymaga odpowiedniego dostrojenia, zmniejsza maksymalną częstotliwość pracy falownika dla danego typu tranzystora oraz jest źródłem strat mocy. Ponadto, wpływ zmian parametrów obwodu głównego i sterowania na właściwości tych falowników jest silniejszy. Jednak wady te nie umniejszają zdecydowanie znaczenia praktycznego falowników klasy EF_2 i E/F_3, szczególnie wtedy, gdy wymagana jest maksymalizacja mocy wyjściowej dla danego typu tranzystora lub minimalizacja strat mocy tranzystora (temperatury złącza) dla określonej mocy wyjściowej.

Porównanie wyników pomiarów oraz obliczeń teoretycznych potwierdziło poprawność opracowanych w niniejszej pracy modeli oraz ich przydatność do analizy właściwości i syntezy parametrów falowników klasy E, EF_2 i E/F_3. Jeszcze większą zgodność wyników pomiarów oraz obliczeń komputerowych można uzyskać stosując symulację komputerową z użyciem dokładnego modelu tranzystora opracowanego przez producenta. Porównanie takie przedstawiono w pracach autora [51, 52].

12. PODSUMOWANIE KOŃCOWE I WNIOSKI

PODSUMOWANIE KOŃCOWE

Przedmiotem pracy były energoelektroniczne, rezonansowe falowniki klasy E, a w szczególności problematyka związana z ich właściwościami energetycznymi. Głównym celem zrealizowanym w ramach pracy było systematyczne przebadanie możliwości zwiększenia mocy wyjściowej falownika klasy E, a tym samym podwyższenia jego sprawności przy zachowaniu parametrów pracy tranzystora. Dokonano analizy i weryfikacji eksperymentalnej metod najbardziej efektywnych i perspektywicznych w tym względzie.

Praca stanowi usystematyzowane kompendium informacji na temat falowników klasy E. Zawiera m.in. rys historyczny i omówienie stanu aktualnego w zakresie przedmiotu pracy (rozdz. 2), wiadomości o zasadzie działania (podrozdz. 5.1), rodzajach pracy (podrozdz. 5.4) oraz właściwościach falowników klasy E (rozdz. 8), a także nową, uogólnioną definicję układów klasy E (podrozdz. 5.2) oraz propozycję systematyki terminologii i podziału falowników klasy E (podrozdz. 5.3 i 7.1). Przeanalizowano i porównano właściwości wszystkich znanych z literatury oraz kilku nowych falowników klasy E, a także wybranych falowników innych klas (podrozdz. 7.4). Szczególną uwagę zwrócono na falowniki klasy EF_2 oraz E/F_3, osiągające wyższe sprawności i większe moce wyjściowe niż falowniki klasy E (rozdz. 9). Ze względu na powszechne użycie tranzystorów mocy MOSFET w falownikach klasy E, przedstawiono podstawowe informacje dotyczące tych tranzystorów (rozdz. 3) koncentrując się na ich parametrach ograniczających sprawność oraz moc falowników. Opisano również modele komputerowe falowników E, EF_2 i E/F_3 (rozdz. 6, dodatek) oraz zamieszczono wyniki pomiarów wybranych falowników laboratoryjnych (rozdz. 11).

WNIOSKI

Szczegółowe wnioski wynikające z kolejno analizowanych zagadnień zamieszczono w podsumowaniach poszczególnych podrozdziałów i rozdziałów. Najważniejsze z nich powtórzono poniżej.

Maksymalna częstotliwość przełączania współczesnych tranzystorów mocy MOSFET w falownikach klasy E, określona z warunku zrównania się strat mocy przewodzenia tranzystora ze stratami mocy wyłączania, mieści się w zakresie częstotliwości 10–30 MHz (podrozdz. 3.3). Częstotliwościom tym w przybliżeniu odpowiada ograniczenie pojemnościowe częstotliwości, dla którego pasożytnicza pojemność wyjściowa tranzystora całkowicie zastępuje pojemność zewnętrzną falownika wymaganą do jego pracy optymalnej. W określonym przypadku maksymalna częstotliwość zależy od topologii falownika, mocy, typu tranzystora, wartości parametrów oraz zmniejsza się kolejno dla falowników klasy E, EF_2 i E/F_3.

W celu uzyskania jak najmniejszych strat mocy tranzystora i jednocześnie jak najwyższej sprawności, przy wyborze typu tranzystora MOSFET i przy ustalaniu stopnia wykorzystania jego parametrów dla określonego falownika należy kierować się następującymi wytycznymi (podrozdz. 4.1). Ze względu na właściwości statyczne tranzystora powinien on mieć małą wartość stosunku $R_{DS(on)}/V^2_{(BR)DS}$. Z kolei ze względu na właściwości dynamiczne należy wybierać tranzystory o krótkich czasach przełączania i małych ładunkach przełączających bramki. Wartość współczynnika wykorzystania napięciowego tranzystora w_U podczas pracy powinna być możliwie jak największa oraz jednocześnie ze względu na bezpieczny zapas przed przebiciem napięciowym mniejsza od 0,8. Natomiast wartość współczynnika wykorzystania temperaturowego w_T powinna wynikać z mocy falownika i nie przekraczać wartości z zakresu 0,6–0,8, zapewniając w ten sposób odpowiednią niezawodność i bezpieczny zapas przed uszkodzeniem cieplnym tranzystora.

Wykazano, że zachowując parametry pracy tranzystora oraz zakładając dominujące znaczenie strat mocy przewodzenia tranzystora, maksymalizacja sprawności i mocy wyjściowej falownika sprowadza się do minimalizacji wartości współczynnika mocy zainstalowanej tranzystora (podrozdz. 4.2). Między innymi pod względem wartości tego współczynnika dokonano obszernego porównania właściwości falowników klasy E, EF_2, E/F_3, DE, D oraz D^{-1} (podrozdz. 7.4). Wszystkie falowniki klasy E (tab. 7.2) mają równie niekorzystny kształt przebiegów napięcia i prądu tranzystora (wartości współczynnika mocy zainstalowanej tranzystora są duże), co ma negatywny wpływ na uzyskiwane sprawności oraz moce wyjściowe.

Proste metody podwyższenia sprawności oraz mocy wyjściowej falownika klasy E, takie jak płytka praca nieoptymalna z maksymalną sprawnością (podrozdz. 8.1, 8.2), zmniejszenie wartości współczynnika wypełnienia przewodzenia tranzystora (podrozdz. 8.3), czy dołączenie kondensatora różnicowego w falowniku symetrycznym (podrozdz. 7.5), są mało skuteczne. W ich wyniku można uzyskać niewielkie zwiększenie sprawności oraz wzrost mocy wyjściowej falownika klasy E o co najwyżej 12% przy zachowaniu parametrów pracy tranzystora.

Pod względem właściwości energetycznych perspektywiczną alternatywą dla falowników klasy E są falowniki klasy EF_2 i E/F_3 (rozdz. 9). Analizując szczegółowo właściwości falowników klasy EF_2 i E/F_3, wykazano, że w porównaniu z falownikami klasy E można w nich w stosunkowo prosty sposób uzyskać wyższą sprawność i większą o około 43% (falownik klasy EF_2) lub 25% (falownik klasy E/F_3) moc wyjściową, zachowując przy tym parametry pracy tranzystora oraz jego miękkie załączanie. Ze wzrostem częstotliwości pracy tych falowników, szczególnie po przekroczeniu 10 MHz, uzyskiwane przyrosty mocy wyjściowych stopniowo zmniejszają się. Dla każdego falownika klasy E można utworzyć jego odpowiednik klasy EF_2 lub E/F_3. Jednak falowniki klasy EF_2 i E/F_3 nie są pozbawione wad. Można do nich zaliczyć: straty mocy w dodatkowo dołączonym obwodzie, wzrost złożoności obwodu głównego, bardziej skomplikowany sposób syntezy parametrów oraz niższą maksymalną częstotliwość pracy.

Dla wszystkich falowników, których właściwości analizowane były w ramach pracy, opracowano odpowiednie modele komputerowe. Szczegóły odnośnie do przyjętych założeń upraszczających oraz budowy modeli zamieszczono w rozdz. 6 i w dodatku. Przydatność oraz efektywność opracowanych modeli została wielokrotnie potwierdzona. Modele falowników klasy E, EF_2 i EF_3 pozytywnie zweryfikowano eksperymentalnie, porównując uzyskane za ich pomocą wyniki z wynikami pomiarów falowników laboratoryjnych (podrozdz. 11.2).

Eksperymentalne potwierdzenie korzystniejszych właściwości energetycznych falowników klasy EF_2 i EF_3 względem falownika klasy E przedstawiono w rozdz. 11. Dla kolejnych laboratoryjnych falowników klasy E, EF_2 i E/F_3, pracujących optymalnie z częstotliwością 1 MHz, uzyskano odpowiednio: sprawności drenowe bez strat w obwodzie drenowym 98,3%, 98,8%, 98,6%, sprawności drenowe ze stratami w obwodzie drenowym 96,7%, 97,1%, 97,5%, sprawności całkowite 96,1%, 96,7%, 97,0% oraz moce wyjściowe 365,3 W, 525,3 W, 448,0 W. Przyrosty mocy wyjściowych falowników klasy EF_2 i E/F_3, w porównaniu z mocą falownika klasy E, wyniosły odpowiednio około 44% oraz 23%. Wyższość falownika klasy EF_2 nad falownikiem klasy E, pod względem osiąganej sprawności oraz mocy, wykazano również przy częstotliwości pracy 16 MHz. Dla falowników klasy E i EF_2 uzyskano wówczas: sprawności drenowe 88%, 91%, sprawności całkowite 86%, 89% oraz moce wyjściowe 800 W, 970 W.

Przyszłe prace badawcze powinny być kontynuowane w kierunku zastosowań falowników klasy EF_2 i E/F_3, zwiększenia ich mocy i częstotliwości pracy oraz dotyczyć problematyki optymalizacji sprawności całego falownika, uwzględniającej jednocześnie straty mocy tranzystora, jego obwodu sterowania oraz straty w obwodzie drenowym falownika. Należałoby przeprowadzić dokładniejszą analizę teoretyczną i eksperymentalną właściwości falowników klasy EF_2 i E/F_3 przy wyższych częstotliwościach pracy, gdy straty mocy przewodzenia

osiągają wartości porównywalne z innymi stratami tranzystora. Szczegółowej analizie należy m.in. poddać problematykę strat mocy w stanie wyłączenia tranzystora. Powinno zostać określone znaczenie falowników klasy EF_2 i E/F_3 dla pracy z powielaniem częstotliwości oraz dokonana analiza właściwości falowników klasy E, EF_2 i E/F_3 w nieustalonych stanach pracy, na przykład podczas ich załączania i wyłączania. Biorąc pod uwagę trudności ze zwiększaniem mocy wyjściowej pojedynczego falownika wykonanego w technologii dyskretnej, rozważone powinny być możliwości zastosowania konstrukcji rozłożonej (połączenia wielu falowników składowych, wykonanych w technologii dyskretnej lub zintegrowanej).

Praca powstała na podstawie własnych badań autora w zakresie zagadnień związanych z falownikami klasy E [37–59]. Następujące elementy pracy stanowią oryginalny wkład własny autora:

- Zdefiniowanie nowych współczynników przeznaczonych do charakteryzowania i porównywania właściwości energetycznych falowników – współczynnika mocy zainstalowanej tranzystora oraz zmodyfikowanego współczynnika wydajności mocy wyjściowej.
- Sformułowanie nowej, uogólnionej definicji układów klasy E i rodzajów pracy.
- Uporządkowanie terminologii, dokonanie systematyki oraz wyczerpującego porównania właściwości różnorodnych falowników klasy E. W porównaniu tym uwzględniono znane i nowe falowniki klasy E, falowniki klasy EF_2 i E/F_3 oraz falowniki innych klas. Przeanalizowano również możliwość wprowadzenia kondensatora różnicowego do obwodu głównego falownika symetrycznego celem poprawy jego właściwości energetycznych.
- Wykazanie, że spośród trzech rodzajów pracy falownika klasy E praca optymalna bez powielania częstotliwości zapewnia w przybliżeniu jego najlepsze właściwości energetyczne, przy czym są one nieco gorsze niż właściwości dla płytkiej pracy nieoptymalnej z maksymalną sprawnością.
- Systematyczne przebadanie możliwości podwyższenia sprawności i zwiększenia mocy wyjściowej falownika klasy E dla pracy optymalnej przez zmianę wartości jego parametrów.
- Zaproponowanie nowego falownika klasy EF_2 oraz przeprowadzenie analizy generalizującej właściwości falowników klasy EF_2 i E/F_3.
- Sformułowanie algorytmu maksymalizującego sprawność oraz moc wyjściową falowników klasy EF_2 i E/F_3. Opracowanie na jego podstawie modeli komputerowych falowników, których przydatność potwierdzono eksperymentalnie.
- Określenie wpływu wybranych parametrów na rodzaj pracy i właściwości falowników klasy E, EF_2 i E/F_3.
- Szczegółowe przebadanie laboratoryjne falowników klasy E, EF_2 i E/F_3. Potwierdzenie eksperymentalne korzystniejszych właściwości energetycznych falowników klasy EF_2 i E/F_3 w porównaniu z właściwościami falownika klasy E.

PODZIĘKOWANIE

Autor pragnie podziękować dr. hab. inż. B. Grzesikowi, profesorowi Pol. Śl., za cenne uwagi oraz merytoryczne dyskusje dotyczące problematyki pracy.

LITERATURA

Książki, monografie i rozprawy doktorskie:

1. Albulet M.: *RF power amplifiers*. Noble Publishing, Atlanta 2001.
2. Carter G. W., Richardson A.: *Techniques of circuit analysis*. Cambridge University Press, London 1972.
3. Chua L. O., Lin P. M.: *Komputerowa analiza układów elektronicznych (algorytmy i metody obliczeniowe)*. WNT, Warszawa 1981.
4. Citko T., Tunia H., Winiarski B.: *Układy rezonansowe w energoelektronice*. Wydawnictwa Politechniki Białostockiej, Białystok 2001.
5. Ewing G. D.: *High-Efficiency Radio-Frequency Power Amplifiers*. Ph.D. Thesis, Oregon State University, Corvallis 1964.
6. Grant D. A., Gowar J.: *Power MOSFETs. Theory and applications*. John Wiley & Sons, New York 1989.
7. Kaczmarczyk Z.: *Analiza energoelektronicznych falowników rezonansowych klasy E wysokiej częstotliwości*. Rozprawa doktorska, Politechnika Śląska, Gliwice 1996.
8. Kazimierczuk M.: *Tranzystorowy wzmacniacz mocy wielkiej częstotliwości o podwyższonej sprawności*. Rozprawa doktorska, Instytut Radiotechniki, Warszawa 1977.
9. Kazimierczuk M.: *Wysokosprawne źródła energii wielkiej częstotliwości*. Monografia habilitacyjna. Prace Naukowe Pol. Warszawskiej, Elektronika, z. 66, Warszawa 1984.
10. Kazimierczuk M. K., Czarkowski D.: *Resonant power converters*. John Wiley & Sons, New York 1995.
11. Kee S.: *The Class E/F family of harmonic-tuned switching power amplifiers*. Ph.D. Thesis, California Institute of Technology, Pasadena 2001.
12. Krauss H. L., Bostian Ch. W., Raab F. H.: *Solid state radio engineering*. John Wiley & Sons, New York 1980.
13. Mohan N., Undeland T. M., Robbins W. P.: *Power electronics: converters, applications and design*. 2nd ed, John Wiley & Sons, 1995.
14. Napieralski A., Napieralska M.: *Polowe półprzewodnikowe przyrządy dużej mocy*. WNT, Warszawa 1995.
15. Rashid M. H. (Editor): *Power electronics handbook*. Academic Press, 2001.

Artykuły:

16. Albulet M.: *Analysis and design of the Class E frequency multipliers with RF choke*. IEEE Trans. Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, vol. 42, no. 2, pp. 95-104, February 1995.
17. Albulet M., Radu S.: *Exact Analysis of Class E Frequency Multiplier with Finite DC-Feed*. Archiv für Elektronik und Ubertragungstechnik, vol. 50, no. 3, pp. 215-221, 1996.
18. Albulet M., Zulinski R. E.: *Effect of switch duty ratio on the performance of Class E amplifiers and frequency multipliers*. IEEE Trans. Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, vol. 45, no. 4, pp. 325-335, April 1998.
19. Artym A. D.: *Klyuchevoy rezhim raboty generatorov vysokoy chastoty*. Radiotekhnika, vol. 24, no. 6, pp. 58-64, 1969.

20. Avratoglou C. P., Voulgaris N. C., Ioannidou F. I.: *Analysis and design of a generalized Class E tuned power amplifier,* IEEE Trans. Circuits and Systems, vol. CAS-36, pp. 1068-1079, August 1989.
21. Baxandall P. J.: *Transistor sine-wave LC oscillators, some general considerations and new development*. In Proc. IEE, vol. 106, part B, suppl. 16, pp. 748-758, May 1959.
22. Blanchard J. A. Yuan J. S.: *Effect of collector current exponential decay on power efficiency for Class E tuned power amplifier*. IEEE Trans. Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, vol. 41, no. 1, pp. 69-72, January 1994.
23. Chernov D. V., Kazimierczuk M. K., Krizhanovski V .G.: *Class-E MOSFET low-voltage power oscillator*. In Proc. IEEE Int. Symp. Circuits and Systems (ISCAS'02), vol. 5, Phoenix, AZ, pp. V-509-V-512, May 2002.
24. Chudobiak M. J.: *The use of parasitic nonlinear capacitors in Class E amplifiers*. IEEE Trans. Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, vol. 41, no. 12, pp. 941-944, December 1994.
25. Citko T., Jałbrzykowski S.: *Sposób sterowania rezonansowym przekształtnikiem mostkowym eliminujący generację zakłóceń elektromagnetycznych*. V Krajowa Konferencja Naukowa Sterowanie w Energoelektronice i Napędzie Elektrycznym, SENE'01, ss. 191-196, 14-16 listopada 2001.
26. Davis J. F., Rutledge D. B.: *Industrial Class-E power amplifiers with low-cost power MOSFETs and sine-wave drive*. RF Design 1997.
27. Davis J. F., Rutledge D. B.: *A low-cost Class-E power amplifier with sine-wave drive*. IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., pp. 1113-1116, Baltimore 1998.
28. Ebert J., Kazimierczuk M.: *High efficiency r.f. power transistor amplifier*. Bull. Acad. Polon. Sci., Ser. Sci. Techn., vol. 25, no. 2, pp. 13-16 (135-138), 1977.
29. Ebert J., Kazimierczuk M.: *Nowy sposób podwyższenia sprawności rezonansowego wzmacniacza mocy wielkiej częstotliwości*. Przegląd Telekomunikacyjny, t. 40, nr 6, ss. 165-168, 1977.
30. Ebert J., Kazimierczuk M.: *Class E high-efficiency tuned power oscillator*. IEEE J. Solid-State Circuits, vol. SC-16, no. 2, pp. 62-66, April 1981.
31. El-Hamamsy S.: *Design of High-Efficiency RF Class-D Power Amplifier*. IEEE Trans. Power Electron., vol. 9, no. 3, pp. 297-308, May 1994.
32. Felder J., Rembold B.: *Flexible multivariable design procedure for optimum operation of the Class-E amplifier using state space techniques*. IEEE Trans. Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, vol. 50, no. 2, pp. 264-268, February 2003.
33. Grebennikov A. V.: *Class E High-Efficiency Power Amplifiers: Historical Aspect and Future Prospect*. Applied Microwave & Wireless, vol. 14, pp. 64-72, August 2002.
34. Grebennikov A. V.: *Exact time-domain analysis of Class E power amplifiers with quarter-wave transmission line*. High Frequency Electronics (http://www.highfrequencyelectronics.com), vol. 3, no. 7, pp. 1-20, July 2004.
35. Grebennikov A. V.: *Load network design techniques for Class E RF and microwave amplifiers*. High Frequency Electronics (http://www.highfrequencyelectronics.com), vol. 3, no. 7, pp. 18-32, July 2004.
36. Gruzdev V. V.: *K raschetu parametrov kontura odnotaktnogo klyuchevogo generatora*. Trudy MEIS, vol. 2, pp. 124-128, 1969.
37. Grzesik B., Junak J., Kaczmarczyk Z.: *Przestrzeń parametrów falownika klasy E z kondensatorem równoległym a realizowany rodzaj pracy*. PPEE'97, VII Symp. Podstawowe Problemy Energoelektroniki i Elektromech., Ustroń, ss. 184-189, 17-20 marca 1997.
38. Grzesik B., Kaczmarczyk Z., Junak J.: *The simplified model of the Class E inverter with the PWL model of the MOSFET turn-off*. The International Journal for Computation

and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering, COMPEL, vol. 16, no. 2, pp. 84-91, 1997.
39. Grzesik B., Kaczmarczyk Z., Junak J.: *Characteristics of Class E inverter with variable load in suboptimum mode*. XV Symposium on Electromagnetic Phenomena in Nonlinear Circuits, Poznań-Liege, pp. 188-191, 22-24 September 1998.
40. Grzesik B., Kaczmarczyk Z., Kasprzak M.: *Wybrane właściwości falowników klasy E (E_{RC}, E_{SC}) przy zmiennym wypełnieniu D i zmiennych pojemnościach C_1, C_2*. PPEE'99, VIII Symp. Podstawowe Problemy Energoelektroniki i Elektromech., Wisła, ss. 149-154, 22-25 marca 1999.
41. Grzesik B., Kaczmarczyk Z., Kasprzak M.: *Control of Class E inverter with variable parameters of the load*. In Proc. 20th International Conference, Power Conversion Intelligent Motion, PCIM'99, pp. 193-198, Nürnberg (Germany) 22-24 June 1999.
42. Grzesik B., Kaczmarczyk Z.: *Możliwości realizacji pracy optymalnej falownika klasy E*. IV Krajowa Konferencja Naukowa Sterowanie w Energoelektronice i Napędzie Elektrycznym, SENE'99, Łódź, ss. 217-222, 17-19 listopada 1999.
43. Grzesik B., Kaczmarczyk Z., Kasprzak M.: *Praca falownika klasy E z powielaniem częstotliwości*. V Szkoła - Konferencja Elektrotechnika Prądy Niesinusoidalne, Zielona Góra, ss. 147-154, 26-28 czerwca 2000.
44. Haixing Hu, Yongming Li, Zhihua Wang: *An improved push-pull Class-E RF tuned power amplifier with low maximum transistor current*. In Proc. 4th International Conference (ASIC'01), pp. 322-325, 2001.
45. Kaczmarczyk Z., Grzesik B.: *Porównanie właściwości falowników klasy E podwajających częstotliwość*. IX Sympozjum Podstawowe Problemy Energoelektroniki i Elektromechaniki, PPEE'2000, Wisła, ss. 74-79, 11-14 grudnia 2000.
46. Kaczmarczyk Z., Grzesik B., Kasprzak M.: *Falownik klasy E z powielaniem częstotliwości*. Jakość i Użytkowanie Energii Elektrycznej, tom 7, z. 1, ss. 153-158, czerwiec 2001.
47. Kaczmarczyk Z.: *Zależność rodzaju pracy falowników klas D, DE, E od wartości parametrów obciążenia L, R*. V Krajowa Konferencja Naukowa Sterowanie w Energoelektronice i Napędzie Elektrycznym, SENE'01, ss. 235-240, 14-16 listopada 2001.
48. Kaczmarczyk Z., Grzesik B.: *Optimum control of Class E inverter with variable load*. Electronics (YU ISSN 1450-5843), pp. 91-95, vol. 5, no. 1-2, December 2001.
49. Kaczmarczyk Z.: *Overview of Class E inverters*. In Proc. 17th Symposium Electromagnetic Phenomena in Nonlinear Circuits, pp. 167-170, Leuven (Belgium) 1-3 July 2002.
50. Kaczmarczyk Z.: *Analiza numeryczna właściwości falownika klasy E*. Seria Wydawnicza Postępy Napędu Elektrycznego i Energoelektroniki, Polska Akademia Nauk, Komitet Elektrotechniki, Zeszyt nr 47, ss. 69-84, Lublin 2002.
51. Kaczmarczyk Z., Grzesik B.: *800 W, 16 MHz laboratory Class E inverter*. In Proc. 10th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE'03, CD-ROM, Toulouse (France), 2-4 September 2003.
52. Kaczmarczyk Z.: *Modele laboratoryjne rezonansowych falowników klasy E (16 MHz; 300 W, 800 W, 1 kW)*. VI Krajowa Konferencja Naukowa, Sterowanie w Energoelektronice i Napędzie Elektrycznym, SENE'03, ss. 229-234, 19-21 listopada 2003.
53. Kaczmarczyk Z.: *Improving properties of high-frequency Class E inverters*. Archives of Electrical Engineering, vol. LIII, no. 4, pp. 449-459, 2004.
54. Kaczmarczyk Z., Grzesik B., Kasprzak M.: *Falowniki laboratoryjne klas E, EF i DE*. IX Sympozjum „Energoelektronika w Nauce i Dydaktyce - ENiD 2004", Politechnika Poznańska, Poznań, ss. 87-94, 20-22 września 2004.
55. Kaczmarczyk Z.: *Overview of Class E inverters*. Jakość i Użytkowanie Energii Elektrycznej, tom 10, zeszyt 1/2, ss. 25-31, grudzień 2004.

56. Kaczmarczyk Z.: *Weryfikacja eksperymentalna właściwości falowników klas E, EF_2, EF_3*. VII Krajowa Konferencja Naukowa, Sterowanie w Energoelektronice i Napędzie Elektrycznym, SENE'05, Łódź, ss. 231-236, 23-25 listopada 2005.
57. Kaczmarczyk Z.: *Falowniki klasy E podwajające częstotliwość*. Zeszyt ELEKTRYKA nr 172, ss. 99-110, Gliwice 2000.
58. Kaczmarczyk Z.: *Falowniki klasy E o podwyższonej sprawności*. Zeszyt ELEKTRYKA nr 198, ss. 49-60, Gliwice 2006.
59. Kaczmarczyk Z.: *High-efficiency Class E, EF_2 and E/F_3 inverters*. IEEE Trans. Industrial Electronics, vol. 53, no. 5, pp. 1584-1593, October 2006.
60. Kawahara T., Suetsugu T.: *Class E frequency multiplier driving Class E amplifier*. In Proc. 19th International Telecommunications Energy Conference, INTELEC 97, pp. 617-621, 19-23 October 1997.
61. Kazimierczuk M.: *Teoria wzmacniacza mocy wielkiej częstotliwości klasy E*. Rozpr. Elektrotechniczne t. 25, z. 4, ss. 957-986, 1979.
62. Kazimierczuk M.: *Teoria wzmacniacza mocy wielkiej częstotliwości klasy E z szeregową cewką*. Archiwum Elektrotechniki, t. 24, z. 1, ss. 207-228, 1980.
63. Kazimierczuk M.: *Teoria wzmacniacza mocy wielkiej częstotliwości klasy E z szeregowym kondensatorem*. Archiwum Elektrotechniki, t. 24, z. 2, ss. 467-490, 1980.
64. Kazimierczuk M. K.: *Effects of the collector current fall time on the Class E tuned power amplifier*. IEEE J. Solid-State Circuits, vol. SC-18, no. 2, pp. 181-193, April 1983.
65. Kazimierczuk M.: *Exact analysis of Class E tuned power amplifier with only one inductor and one capacitor in load network*. IEEE J. Solid-State Circuits, vol. SC-18, no. 2, pp. 214-221, April 1983.
66. Kazimierczuk M. K.: *Generalization of conditions for 100-percent efficiency and nonzero output power in power amplifiers and frequency multipliers*. IEEE J. Solid-State Circuits, vol. CAS-33, no. 8, pp. 805-807, August 1986.
67. Kazimierczuk M., Puczko K.: *Exact Analysis of Class E tuned power amplifier at any Q and switch duty cycle*. IEEE Trans. Circuits and Systems, vol. CAS-34, no. 2, pp. 149-159, February 1987.
68. Kazimierczuk M. K., Tabisz W. A.: *Class C-E high-efficiency tuned power amplifier*. IEEE Trans. Circuits and Systems, vol. 36, no. 3, pp. 421-428, March 1989.
69. Kazimierczuk M. K., Puczko K.: *Class E tuned power amplifier with antiparallel diode or series diode at switch, with any loaded Q and switch duty cycle*. IEEE Trans. Circuits and Systems, vol. 36, no. 9, pp. 1201-1209, September 1989.
70. Kazimierczuk M. K., Jóźwik J.: *Class-E zero-voltage-switching and zero-current-switching rectifiers*. IEEE Trans. Circuits and Systems, vol. 37, no. 3, pp. 436-444, March 1990.
71. Kee S., Aoki I., and Rutledge D.: *7MHz, 1.1kW demonstration of the new $E/F_{2,odd}$ switching amplifier Class*. In Proc. IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., Phoenix, AZ, pp. 1505-1508, May 2001.
72. Kee S., Aoki I., Hajimiri A., and Rutledge D.: *The Class E/F family of ZVS switching amplifiers*. IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., vol. 51, no. 6, pp. 1677-1690, June 2003.
73. Kessler D. J., Kazimierczuk M. K.: *Power losses and efficiency of Class E power amplifier at any duty ratio*. IEEE Trans. Circuits and Systems I: Regular Papers, vol. 51, no. 9, pp. 1675-1689, September 2004.
74. Koizumi H., Sekiya H., Matsuo M., Mori S., Sasae I.: *Resonant DC/DC converter with Class DE inverter and Class E rectifier using thinned-out method (deleting some of the pulses to the rectifier)*. IEEE Trans. Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, vol. 48, no. 1, pp. 123-126, January 2001.

75. Kozyrev V. B.: *Odnotaktnyy klyuchevoy generator s fil'truyushchim konturom.* Poluprovodnikovye pribory v tekhnike elektrosvyazi, vol. 8, pp. 152-166, 1971.
76. Lohrmann D. R.: *Amplifier has 85% efficiency while providing up to 10 watts power over a wide frequency band.* Electronic Design, vol. 14, pp. 38-43, March 1966.
77. Mandojana J. C., Herman K. J., Zulinski R. E.: *A discrete/continuous time-domain analysis of a generalized Class E amplifier.* IEEE Trans. Circuits and Systems, vol. 37, no. 8 pp. 1057-1060, August 1990.
78. Mandojana J. C., Zulinski R. E.: *Computer-aided design of Class E amplifiers.* In Proc. 34th Midwest Symposium on Circuits and Systems, pp. 866-869, 14-17 May 1991.
79. Molnar B.: *Basic limitations on waveforms achievable in single-ended switching-mode tuned (Class E) power amplifiers.* IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 19, no. 2, pp. 144-146, February 1984.
80. Popov I. A.: *Klyuchevoy rezhim odnotaktnogo tranzistornogo generatora.* Poluprovodnikovye pribory v tekhnike elektrosvyazi, vol. 5, pp. 15-35, 1970.
81. Raab F. H.: *Idealized operation of the Class E tuned power amplifier.* IEEE Trans. Circuits and Systems, vol. CAS-24, no. 12, pp. 725-735, December 1977.
82. Raab F. H.: *Effects of circuit variations on the Class E tuned power amplifier.* IEEE J. Solid-State Circuits, vol. SC-13, no. 2, pp. 239-247, April 1978.
83. Raab F. H., Sokal N. O.: *Transistor power losses in the Class E tuned power amplifier.* IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 13, no. 6, pp. 912-914, December 1978.
84. Raab F. H.: *Class-E, Class-C, and Class-F Power Amplifiers Based Upon a Finite Number of Harmonics.* IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., vol. 49, no. 8, pp. 1462-1468, August 2001.
85. Raab F. H.: *RF and microwave power amplifier and transmitter technologies – part 1.* High Frequency Electronics, vol. 2, no. 3, pp. 22-36, May 2003.
86. Raab F. H.: *RF and microwave power amplifier and transmitter technologies – part 2.* High Frequency Electronics, vol. 2, no. 4, pp. 22-36, July 2003.
87. Siu-Chung Wong, Tse C. K.: *Design of symmetrical Class E power amplifiers for very low harmonic-content applications.* IEEE Trans. Circuits and Systems I, vol. 52, no. 8, pp. 1684-1690, August 2005.
88. Sokal N. O., Sokal A. D.: *Class E - a new class of high-efficiency tuned single-ended switching power amplifiers.* IEEE J. Solid-State Circuits, vol. SC-10, no. 3, pp. 168-176, June 1975.
89. Sokal N. O.: *Class E high-efficiency switching-mode tuned power amplifier with only one inductor and one capacitor in load network – approximate analysis.* IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 16, no. 4, pp. 380-384, August 1981.
90. Sokal N. O.: *Class-E RF power amplifiers.* QEX Communications Quarterly, no. 204, pp. 9-20, January/February 2001.
91. Suetsugu T., Kazimierczuk M. K.: *Voltage-clamped Class E amplifier with a Zener diode across the switch.* In Proc. IEEE Int. Symp. Circuits and Systems (ISCAS'02), vol. 4, Phoenix, AZ, pp. 361-364, May 2002.
92. Suetsugu T., Kazimierczuk M. K.: *Voltage-clamped Class E amplifier with a Zener diode across the choke coil.* In Proc. IEEE Int. Symp. Circuits and Systems (ISCAS'02), vol. 5, Phoenix, AZ, pp. 505-508, May 2002.
93. Suetsugu T., Kazimierczuk M. K.: *Analysis and design of Class E amplifier with shunt capacitance composed of nonlinear and linear capacitances.* IEEE Trans. Circuits and Systems I: Regular Papers, vol. 51, no. 7, pp. 1261-1268, July 2004.

94. Suetsugu T., Kazimierczuk M. K.: *Design procedure for lossless voltage-clamped Class E amplifier with a transformer and a diode.* IEEE Trans. Power Electron., vol. 20, no. 1, pp. 56-64, January 2005.
95. Tan L. S., Tan D. G. H., McMahon R. A., Carter D. R. H.: *Fifth-order state-space modeling of Class E amplifiers with finite-series inductance and an antiparallel diode at the switch.* IEEE Trans. Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, vol. 48, no. 9, pp. 1141-1146, September 2001.
96. Voulgaris N., Avratoglou C.: *The use of a thyristor as a switching device in a Class E tuned power amplifier.* IEEE Trans. Circuits and Systems, vol. CAS-34, no. 10, pp. 1248-1250, October 1987.
97. Zhukov S. A., Kozyrev V. B.: *Dvukhtaktnyy klyuchevoy generator bez kommutativnykh poter'.* Poluprovodnikovye pribory v tekhnike elektrosvyazi, vol. 15, pp. 95-106, 1975.
98. Zulinski R. E., Steadman J. W.: *Class E power amplifiers and frequency multipliers with finite DC-feed inductance.* IEEE Trans. Circuits and Systems, vol. CAS-34, no. 9, pp. 1074-1087, September 1987.
99. Zulinski R. E., Smith G. H.: *An exact analysis of Class E amplifiers with finite DC-feed inductance at any output Q.* IEEE Trans. Circuits and Systems, vol. 37, no. 4, pp. 530-534, April 1990.

Noty aplikacyjne:

100. *Explanation of data sheet parameters* (http://www.infineon.com, sipk02b.pdf).
101. Frey R.: *500W, Class E 27.12MHz amplifier using a single plastic MOSFET.* Application Note APT9903, Advanced Power Technology.
102. Krausse G. J.: *1kW Class-E 13.56MHz single device RF generator for industrial applications.* Application Note #9300-0001, Directed Energy, Inc. (DEI).
103. Pelly B. R.: *The do's and don'ts of using power HEXFETs.* Application Note AN-936A, HEXFET Designer's Manual, International Rectifier.

Opracowania:

104. Kaczmarczyk Z., Kasprzak M., Grzesik B.: *Eksperymentalno-teoretyczne wyznaczenie maksymalnych częstotliwości pracy falowników rezonansowych klas D, DE, E zbudowanych na tranzystorach MOSFET o najkorzystniejszych właściwościach dynamicznych.* Raport końcowy z projektu badawczego KBN nr 4 T10A 065 24, 24.03.2003-23.08.2004.
105. Sokal N. O.: *RF power amplifiers, Classes A through S - how they operate, and when to use each.* Electronics Industries Forum of New England, Professional Program Proceedings, pp. 179-252, 6-8 May 1997.
106. *Wyrażanie niepewności pomiaru. Przewodnik.* Główny Urząd Miar, Warszawa 1999.

Adresy internetowe:

107. www.advancedpower.com
108. www.infineon.com
109. www.irf.com
110. www.ixys.com
111. www.ixysrf.com
112. www.mathworks.com

DODATEK

D1. Model uproszczony bazowego falownika klasy E dla pracy optymalnej

Zamieszczone poniżej m-pliki tworzą model falownika w programie Matlab wersja 7.0.

opty.m

```
%Główny m-plik obliczający XC1 i XC2 dla pracy optymalnej falownika klasy E
%Obliczane są przebiegi napięcia i prądu tranzystora oraz wartości parametrów

clear all
global D Ron Roff XL1 XL2 xon0 xoff0 Aon Aoff B par; %zmienne znane w innych m-plikach

%Dane wejściowe:
D=0.5;
Ron=0.1; Roff=1e6;
XL1=1000; XL2=10;

%Wartości startowe obliczanych XC1 i XC2:
XC1=5.3;
XC2=8.7;

%Obliczenie wartości optymalnych XC1, XC2:
XC = fsolve ('war',[XC1; XC2]);
XC1 = XC(1);
XC2 = XC(2);

%Alternatywne obliczenie wartości optymalnych XC1, XC2 za pomocą funkcji celu:
%XC = fminsearch ('warc',[XC1; XC2]);
%XC1 = XC(1);
%XC2 = XC(2);

%Obliczenie wartości wektora początkowego x0 i macierzy Aon, Aoff, B:
[x0, Aon, Aoff, B] = zero (XC1, XC2);
xon0=x0([1:4]);
xoff0=x0([5:8]);

%Przebieg napięcia tranzystora zgodnie z zależnością (d.1):
figure(1); hold on; grid on;
par=1; plot(0:2*pi*D/100:2*pi*D,fun(0:2*pi*D/100:2*pi*D));
par=2; plot((0:2*pi*(1-D)/100:2*pi*(1-D))+2*pi*D,fun(0:2*pi*(1-D)/100:2*pi*(1-D)));

%Przebieg prądu tranzystora zgodnie z zależnością (d.2):
figure(2); hold on; grid on;
par=3; plot(0:2*pi*D/100:2*pi*D,fun(0:2*pi*D/100:2*pi*D));

%Obliczenie wartości wybranych parametrów:
par=4; sr1 = quadl('fun', 0, 2*pi*D)/(2*pi);
par=5; sr2 = quadl('fun', 0, 2*pi*(1-D))/(2*pi);
Rdc = 1/(sr1 + sr2) %zgodnie z zależnością (d.3)
par=6; arg = fminbnd('fun', 0, 2*pi*(1-D));
par=2; kUm = fun(arg) %zgodnie z (d.4)
par=7; kIsk = Rdc*sqrt(quadl('fun', 0, 2*pi*D)/(2*pi)) %zgodnie z (d.5)
kUI = kUm*kIsk %zgodnie z (d.6)
sprD = 1-Ron*kIsk^2/Rdc %zgodnie z (d.7)
cPo = sprD/kUI %zgodnie z (d.8)
kc = XC1*kIsk/kUm/Rdc %zgodnie z (d.9)
```



```
%Obliczenie wartości przykładowych parametrów falownika klasy E:
f=1e6; %przykładowa częstotliwość pracy falownika
w=2*pi*f; %pulsacja
R=10; %przykładowa wartość rezystancji obciążenia
C1=1/w/XC1/R;
C2=1/w/XC2/R;
L2=R*XL2/w;
L1=R*XL1/w;
E=110; I=E/Rdc/R; %napięcie i prąd zasilania
UDSm=kUm*E; IDsk=kIsk*I; %szczytowe napięcie i skuteczny prąd tranzystora
Pi=E*I; Po=sprD*Pi; %moc wejściowa i wyjściowa falownika
```

war.m

```
%m-plik funkcyjny z warunkami miękkiego załączania tranzystora

function q = war (XC);

x0 = zero (XC(1), XC(2));
q(1) = x0(1); %ZVS
q(2) = x0(3)-x0(4); %ZdVS
```

warc.m

```
%m-plik funkcyjny z warunkami miękkiego załączania tranzystora

function q = warc (XC);

x0 = zero (XC(1), XC(2));
w1 = x0(1); %ZVS
w2 = x0(3)-x0(4); %ZdVS
q = abs(w1)+abs(w2); %funkcja celu
```

zero.m

```
%m-plik funkcyjny obliczający wartości wektora początkowego x0 i macierzy Aon, Aoff, B:

function [x0, Aon, Aoff, B] = zero (XC1, XC2);

global D Ron Roff XL1 XL2;

a1 = [-XC1/Ron, 0, XC1, -XC1];
a2 = [0, 0, 0, XC2];
a3 = [-1/XL1, 0, 0, 0];
a4 = [1/XL2, -1/XL2, 0, -1/XL2];
Aon = [a1; a2; a3; a4]; %macierz stanu dla schematu I
Aoff = [-XC1/Roff, 0, XC1, -XC1; a2; a3; a4]; %macierz stanu dla schematu II
%Macierz Aoff może zostać uproszczona do postaci: Aoff = [0, 0, XC1, -XC1; a2; a3; a4]
B = [0, 0, 1/XL1, 0]'; %macierz wymuszeń

MAon = expm(Aon*2*pi*D);
MAoff = expm(Aoff*2*pi*(1-D));
MA = [-MAon, eye(4); eye(4), -MAoff];
MB = [Aon\(MAon-eye(4)); Aoff\(MAoff-eye(4))];
x0 = MA\MB*B; %wektor stanu początkowego (6.12)
```

fun.m

```
%m-plik z funkcjami do obliczeń przebiegów oraz wartości parametrów

function q = fun (te);

global Ron xon0 xoff0 Aon Aoff B par;

wym = length(te); %wymiar wektora wejściowego
```

```
if par==1; %napięcie tranzystora- schemat I
    for i=1:1:wym;
        y = expm(Aon*te(i))*xon0+(expm(Aon*te(i))-eye(4))*(Aon\B);
        q(i) = y(1); %wartości wektora wyjściowego
end; end;
if par==2; %napięcie tranzystora - schemat II
    for i=1:1:wym;
        y = expm(Aoff*te(i))*xoff0+(expm(Aoff*te(i))-eye(4))*(Aoff\B);
        q(i) = y(1); %wartości wektora wyjściowego
end; end;
if par==3; %prąd tranzystora - schemat I
    for i=1:1:wym;
        y = expm(Aon*te(i))*xon0+(expm(Aon*te(i))-eye(4))*(Aon\B);
        q(i) = y(1)/Ron; %wartości wektora wyjściowego
end; end;
if par==4; %prąd zasilania - schemat I
    for i=1:1:wym;
        y = expm(Aon*te(i))*xon0+(expm(Aon*te(i))-eye(4))*(Aon\B);
        q(i) = y(3); %wartości wektora wyjściowego
end; end;
if par==5; %prąd zasilania - schemat II
    for i=1:1:wym;
        y = expm(Aoff*te(i))*xoff0+(expm(Aoff*te(i))-eye(4))*(Aoff\B);
        q(i) = y(3); %wartości wektora wyjściowego
end; end;
if par==6; %-1*napięcie tranzystora - schemat II
    for i=1:1:wym;
        y = expm(Aoff*te(i))*xoff0+(expm(Aoff*te(i))-eye(4))*(Aoff\B);
        q(i) = -y(1); %wartości wektora wyjściowego
end; end;
if par==7; %(prąd tranzystora)^2 - schemat I
    for i=1:1:wym;
        y = expm(Aon*te(i))*xon0+(expm(Aon*te(i))-eye(4))*(Aon\B);
        q(i) = (y(1)/Ron)^2; %wartości wektora wyjściowego
end; end;
```

W zapisie modelu falownika wykorzystano rachunek macierzowy oraz funkcje i procedury dostępne w programie Matlab [112]. Wyjaśnienie wybranych procedur i działań jest następujące: X\Y = $\mathbf{X}^{-1}\mathbf{Y}$ – iloczyn macierzy odwrotnej do **X** i macierzy **Y**; expm(A*t) = $e^{\mathbf{A}t}$ – macierz przejścia; eye(4) – macierz jednostkowa o wymiarach 4x4; zeros(4) – macierz zerowa o wymiarach 4x4; *fsolve* – procedura poszukująca rozwiązania dla układu równań nieliniowych wielu zmiennych z zadanym warunkiem startowym; *fminsearch* – procedura minimalizująca wartość funkcji wielu zmiennych z zadanym warunkiem startowym; *quadl* – całkowanie numeryczne funkcji w podanym zakresie; *fminbnd* – poszukiwanie minimalnej wartości funkcji jednej zmiennej w zadanym zakresie. Przyjęte wcześniej w pracy oznaczenia zostały odpowiednio zaadaptowane i uproszczone, np. D ≡ D, Ron ≡ $R^{\bullet}_{on}$, XL1 ≡ $X^{\bullet}_{L1}$, Aon ≡ $\mathbf{A}_{on}$, xon0 ≡ $\mathbf{x}_{on}(0)$.

W modelu falownika wykorzystano następujące zależności do obliczeń przebiegów napięcia i prądu tranzystora oraz wartości parametrów:

- przebieg względnego napięcia tranzystora $u^{\bullet}_{DS}$:

$$u^{\bullet}_{DS}(\Theta) = \frac{u_{DS}(\Theta)}{E} = u^{\bullet}_{1}(\Theta) = \mathbf{x}^{\bullet}_{(1)}(\Theta), \tag{d.1}$$

- przebieg względnego prądu tranzystora $i^{\bullet}_{D}$:

$$i^{\bullet}_{D}(\Theta) = \frac{i_D(\Theta)}{\frac{E}{R}} = \begin{cases} \dfrac{u^{\bullet}_{on1}(\Theta)}{R^{\bullet}_{on}} = \dfrac{\mathbf{x}^{\bullet}_{on(1)}(\Theta)}{R^{\bullet}_{on}} & \text{dla } 0 \le \Theta \le 2\pi D \\ \dfrac{u^{\bullet}_{off1}(\Theta - 2\pi D)}{R^{\bullet}_{off}} = \dfrac{\mathbf{x}^{\bullet}_{off(1)}(\Theta - 2\pi D)}{R^{\bullet}_{off}} \approx 0 & \text{dla } 2\pi D \le \Theta \le 2\pi \end{cases}, \tag{d.2}$$

- względna zastępcza rezystancja wejściowa dla prądu stałego falownika $R^{\bullet}_{dc}$:

$$R^{\bullet}_{dc} = \frac{R_{dc}}{R} = \frac{E}{R \cdot I} = \frac{E}{R\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} i_1(\Theta)\mathrm{d}\Theta} = \frac{1}{\frac{1}{2\pi}\left(\int_0^{2\pi D}\mathbf{x}^{\bullet}_{on(3)}(\Theta)\mathrm{d}\Theta + \int_0^{2\pi(1-D)}\mathbf{x}^{\bullet}_{off(3)}(\Theta)\mathrm{d}\Theta\right)}, \tag{d.3}$$

- współczynnik szczytowego napięcia tranzystora k_{Um}:

$$k_{Um} = \frac{U_{DSm}}{U_{DS}} = \frac{U_{DSm}}{E} = \frac{\min\limits_{0\le\Theta\le2\pi}(-u_{DS}(\Theta))}{E} = \min_{0\le\Theta\le2\pi(1-D)}(-\mathbf{x}^{\bullet}_{off(1)}(\Theta)), \tag{d.4}$$

- współczynnik skutecznego prądu tranzystora k_{Isk}:

$$k_{Isk} = \frac{I_{Dsk}}{I_D} = \frac{I_{Dsk}}{I} = \frac{\sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} i_D^2\mathrm{d}\Theta}}{I} = R^{\bullet}_{dc}\sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi D}\left(\frac{\mathbf{x}^{\bullet}_{on(1)}(\Theta)}{R^{\bullet}_{on}}\right)^2\mathrm{d}\Theta}, \tag{d.5}$$

- współczynnik mocy zainstalowanej tranzystora k_{UI}:

$$k_{UI} = k_{Um} \cdot k_{Isk}, \tag{d.6}$$

- sprawność drenowa falownika η_D:

$$\eta_D = 1 - \frac{R_{on} \cdot I^2_{Dsk}}{E \cdot I} = 1 - \frac{R^{\bullet}_{on} \cdot k^2_{Isk}}{R^{\bullet}_{dc}}, \tag{d.7}$$

- zmodyfikowany współczynnik wydajności mocy wyjściowej falownika c_{Po}:

$$c_{Po} = \frac{P_O}{U_{DSm} \cdot I_{Dsk}} = \frac{\eta_D \cdot E \cdot I}{U_{DSm} \cdot I_{Dsk}} = \frac{\eta_D}{k_{UI}}, \tag{d.8}$$

- współczynnik ograniczenia pojemnościowego częstotliwości k_C:

$$k_C = \frac{X_{C1} \cdot I_{Dsk}}{U_{DSm}} = \frac{X^{\bullet}_{C1} \cdot k_{Isk}}{k_{Um} \cdot R^{\bullet}_{dc}}. \tag{d.9}$$

D2. Model złożony bazowego falownika klasy E dla pracy optymalnej

opty_w.m

```
%Główny m-plik obliczający XC1 i XC2 dla pracy optymalnej falownika klasy E
%Obliczane są przebiegi napięcia i prądu tranzystora oraz wartości parametrów

clear all
global D Dw Ron Roff XL1 XL2 xon0 xw0 xoff0 Aon Aoff B Bw par;
%zmienne znane w innych m-plikach

%Dane wejściowe:
D=0.4; Dw=0.1;
Ron=0.1; Roff=1e6;
XL1=1000; XL2=10;

%Wartości startowe obliczanych XC1 i XC2:
XC1=4.7;
XC2=8.4;

%Obliczenie wartości optymalnych XC1, XC2:
XC = fsolve ('war_w',[XC1; XC2]);
XC1 = XC(1);
XC2 = XC(2);

%Alternatywne obliczenie wartości optymalnych XC1, XC2 za pomocą funkcji celu:
%XC = fminsearch ('warc_w',[XC1; XC2]);
%XC1 = XC(1);
%XC2 = XC(2);

%Obliczenie wartości wektora początkowego x0 i macierzy Aon, Aoff, B, Bw:
[x0, Aon, Aoff, B, Bw] = zero_w (XC1, XC2);
xon0=x0([1:4]);
xw0=x0([5:8]);
xoff0=x0([9:12]);

%Przebieg napięcia tranzystora zgodnie z zależnością (d.10):
figure(1); hold on; grid on;
par=1; plot(0:2*pi*D/100:2*pi*D,fun_w(0:2*pi*D/100:2*pi*D));
par=2; plot((0:2*pi*Dw/100:2*pi*Dw)+2*pi*D,fun_w(0:2*pi*Dw/100:2*pi*Dw));
par=3; plot((0:2*pi*(1-D-Dw)/100:2*pi*(1-D-Dw))+2*pi*(D+Dw),
       fun_w(0:2*pi*(1-D-Dw)/100: 2*pi*(1-D-Dw)));

%Przebieg prądu tranzystora zgodnie z zależnością (d.11):
figure(2); hold on; grid on;
par=4; plot(0:2*pi*D/100:2*pi*D,fun_w(0:2*pi*D/100:2*pi*D));
par=5; plot((0:2*pi*Dw/100:2*pi*Dw)+2*pi*D,fun_w(0:2*pi*Dw/100:2*pi*Dw));

%Obliczenie wartości wybranych parametrów:
par=6; sr1 = quadl('fun_w', 0, 2*pi*D)/(2*pi);
par=7; sr2 = quadl('fun_w', 0, 2*pi*Dw)/(2*pi);
par=8; sr3 = quadl('fun_w', 0, 2*pi*(1-D-Dw))/(2*pi);
Rdc = 1/(sr1 + sr2 + sr3) %zgodnie z zależnością (d.12)
par=9; arg = fminbnd('fun_w', 0, 2*pi*(1-D-Dw));
par=3; kUm = fun_w(arg) %zgodnie z (d.13)
par=10; sk1 = quadl('fun_w', 0, 2*pi*D)/(2*pi);
par=11; sk2 = quadl('fun_w', 0, 2*pi*Dw)/(2*pi);
par=12; sk3 = quadl('fun_w', 0, 2*pi*(1-D-Dw))/(2*pi);
sprD = Rdc*(sk1 + sk2 + sk3); %zgodnie z (d.14)
```



```
%Obliczenie wartości przykładowych parametrów falownika klasy E:
f=1e6; %przykładowa częstotliwość pracy falownika
w=2*pi*f; %pulsacja
R=10; %przykładowa wartość rezystancji obciążenia
C1=1/w/XC1/R; C2=1/w/XC2/R;
L2=R*XL2/w; L1=R*XL1/w;
E=110; I=E/Rdc/R; %napięcie i prąd zasilania
UDSm=kUm*E; %szczytowe napięcie tranzystora
Pi=E*I; Po=sprD*Pi; %moc wejściowa i wyjściowa falownika
```

war_w.m

```
%m-plik funkcyjny z warunkami miękkiego załączania tranzystora

function q = war_w (XC);

x0 = zero_w (XC(1), XC(2));
q(1) = x0(1); %ZVS
q(2) = x0(3)-x0(4); %ZdVS
```

warc_w.m

```
%m-plik funkcyjny z warunkami miękkiego załączania tranzystora

function q = warc_w (XC);

x0 = zero_w (XC(1), XC(2));
w1 = x0(1); %ZVS
w2 = x0(3)-x0(4); %ZdVS
q = abs(w1)+abs(w2); %funkcja celu
```

zero_w.m

```
%m-plik funkcyjny obliczający wartości wektora początkowego x0 i macierzy Aon, Aoff, B, Bw:

function [x0, Aon, Aoff, B, Bw] = zero_w (XC1, XC2);

global D Dw Ron Roff XL1 XL2;

a1 = [-XC1/Ron, 0, XC1, -XC1];
a2 = [0, 0, 0, XC2];
a3 = [-1/XL1, 0, 0, 0];
a4 = [1/XL2, -1/XL2, 0, -1/XL2];
Aon = [a1; a2; a3; a4]; %macierz stanu dla schematu I
Aoff = [-XC1/Roff, 0, XC1, -XC1; a2; a3; a4]; %macierz stanu dla schematów I-II i II
%Macierz Aoff może zostać uproszczona do postaci: Aoff = [0, 0, XC1, -XC1; a2; a3; a4]
B = [0, 0, 1/XL1, 0]'; %macierz wymuszeń 1
Bw = [-XC1, 0, 0, 0]'; %macierz wymuszeń 2

MAon = expm(Aon*2*pi*D);
MAw = expm(Aoff*2*pi*Dw);
MAoff = expm(Aoff*2*pi*(1-D-Dw));
M = [(MAw-Aoff\(MAw-eye(4))/2/pi/Dw)*(Aoff\Bw)/Ron, zeros(4,3)];
MA = [-MAon, eye(4), zeros(4); zeros(4), -MAw-M, eye(4); eye(4), zeros(4), -MAoff];
MB = [Aon\(MAon-eye(4)); Aoff\(MAw-eye(4)); Aoff\(MAoff-eye(4))];
x0 = MA\MB*B; %wektor stanu początkowego (6.19)
```

fun_w.m

```
%m-plik z funkcjami do obliczeń przebiegów oraz wartości parametrów

function q = fun_w (te);

global Dw Ron xon0 xw0 xoff0 Aon Aoff B Bw par;

wym = length(te); %wymiar wektora wejściowego
```

```
if par==1; %napięcie tranzystora - schemat I
    for i=1:1:wym;
        y = expm(Aon*te(i))*xon0+(expm(Aon*te(i))-eye(4))*(Aon\B);
        q(i) = y(1); %wartości wektora wyjściowego
end; end;

if par==2; %napięcie tranzystora - schemat I-II
    for i=1:1:wym;
        y = expm(Aoff*te(i))*xw0+(expm(Aoff*te(i))-eye(4))*(Aoff\B)+((expm(Aoff*te(i))-Aoff\
        (expm(Aoff*te(i))-eye(4))/2/pi/Dw-eye(4)*(1-te(i)/2/pi/Dw)))*(Aoff\Bw)*xw0(1)/Ron;
        q(i) = y(1); %wartości wektora wyjściowego
end; end;

if par==3; %napięcie tranzystora - schemat II
    for i=1:1:wym;
        y = expm(Aoff*te(i))*xoff0+(expm(Aoff*te(i))-eye(4))*(Aoff\B);
        q(i) = y(1); %wartości wektora wyjściowego
end; end;

if par==4; %prąd tranzystora - schemat I
    for i=1:1:wym;
        y = expm(Aon*te(i))*xon0+(expm(Aon*te(i))-eye(4))*(Aon\B);
        q(i) = y(1)/Ron; %wartości wektora wyjściowego
end; end;

if par==5; %prąd tranzystora - schemat I-II
    for i=1:1:wym;
        q(i) = (1-te(i)/2/pi/Dw)*xw0(1)/Ron; %wartości wektora wyjściowego
end; end;

if par==6; %prąd zasilania - schemat I
    for i=1:1:wym;
        y = expm(Aon*te(i))*xon0+(expm(Aon*te(i))-eye(4))*(Aon\B);
        q(i) = y(3); %wartości wektora wyjściowego
end; end;

if par==7; %prąd zasilania - schemat I-II
    for i=1:1:wym;
        y = expm(Aoff*te(i))*xw0+(expm(Aoff*te(i))-eye(4))*(Aoff\B)+((expm(Aoff*te(i))-Aoff\
        (expm(Aoff*te(i))-eye(4))/2/pi/Dw-eye(4)*(1-te(i)/2/pi/Dw)))*(Aoff\Bw)*xw0(1)/Ron;
        q(i) = y(3); %wartości wektora wyjściowego
end; end;

if par==8; %prąd zasilania - schemat II
    for i=1:1:wym;
        y = expm(Aoff*te(i))*xoff0+(expm(Aoff*te(i))-eye(4))*(Aoff\B);
        q(i) = y(3); %wartości wektora wyjściowego
end; end;

if par==9; %-1*napięcie tranzystora - schemat II
    for i=1:1:wym;
        y = expm(Aoff*te(i))*xoff0+(expm(Aoff*te(i))-eye(4))*(Aoff\B);
        q(i) = -y(1); %wartości wektora wyjściowego
end; end;
```



```
if par==10; %(prąd wyjściowy)^2 - schemat I
    for i=1:1:wym;
        y = expm(Aon*te(i))*xon0+(expm(Aon*te(i))-eye(4))*(Aon\B);
        q(i) = y(4)^2; %wartości wektora wyjściowego
end; end;

if par==11; %(prąd wyjściowy)^2 - schemat I-II
    for i=1:1:wym;
        y = expm(Aoff*te(i))*xw0+(expm(Aoff*te(i))-eye(4))*(Aoff\B)+((expm(Aoff*te(i))-Aoff\
        (expm(Aoff*te(i))-eye(4))/2/pi/Dw-eye(4)*(1-te(i)/2/pi/Dw)))*(Aoff\Bw)*xw0(1)/Ron;
        q(i) = y(4)^2; %wartości wektora wyjściowego
end; end;

if par==12; %(prąd wyjściowy)^2 - schemat II
    for i=1:1:wym;
        y = expm(Aoff*te(i))*xoff0+(expm(Aoff*te(i))-eye(4))*(Aoff\B);
        q(i) = y(4)^2; %wartości wektora wyjściowego
end; end;
```

Wykorzystane w przedstawionym modelu falownika zależności do obliczeń przebiegów napięcia i prądu tranzystora oraz wartości parametrów przyjmują postać:

- przebieg względnego napięcia tranzystora $u^{\bullet}_{DS}$:

$$u^{\bullet}_{DS}(\Theta) = \frac{u_{DS}(\Theta)}{E} = u^{\bullet}_{1}(\Theta) = \mathbf{x}^{\bullet}_{(1)}(\Theta), \tag{d.10}$$

- przebieg względnego prądu tranzystora $i^{\bullet}_{D}$:

$$i^{\bullet}_{D}(\Theta) = \frac{i_D(\Theta)}{\frac{E}{R}} = \begin{cases} \dfrac{u^{\bullet}_{on1}(\Theta)}{R^{\bullet}_{on}} = \dfrac{\mathbf{x}^{\bullet}_{on(1)}(\Theta)}{R^{\bullet}_{on}}, & 0 \le \Theta \le 2\pi D \\ \left(1-\dfrac{\Theta-2\pi D}{2\pi D_w}\right) I^{\bullet}_{w} = \left(1-\dfrac{\Theta-2\pi D}{2\pi D_w}\right) \dfrac{\mathbf{x}^{\bullet}_{w(1)}(0)}{R^{\bullet}_{on}}, & 2\pi D \le \Theta \le 2\pi(D+D_w) \\ \dfrac{u^{\bullet}_{off1}(\Theta-2\pi(D+D_w))}{R^{\bullet}_{off}} = \dfrac{\mathbf{x}^{\bullet}_{off(1)}(\Theta-2\pi(D+D_w))}{R^{\bullet}_{off}} \approx 0, & 2\pi(D+D_w) \le \Theta \le 2\pi \end{cases}, \tag{d.11}$$

- względna zastępcza rezystancja wejściowa dla prądu stałego falownika $R^{\bullet}_{dc}$:

$$R^{\bullet}_{dc} = \frac{R_{dc}}{R} = \frac{E}{R\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} i_1(\Theta)\mathrm{d}\Theta} = \frac{1}{\frac{1}{2\pi}\left(\int_0^{2\pi D} \mathbf{x}^{\bullet}_{on(3)}(\Theta)\mathrm{d}\Theta + \int_0^{2\pi D_w} \mathbf{x}^{\bullet}_{w(3)}(\Theta)\mathrm{d}\Theta + \int_0^{2\pi(1-D-D_w)} \mathbf{x}^{\bullet}_{off(3)}(\Theta)\mathrm{d}\Theta\right)}, \tag{d.12}$$

- współczynnik szczytowego napięcia tranzystora k_{Um}:

$$k_{Um} = \frac{U_{DSm}}{U_{DS}} = \frac{U_{DSm}}{E} = \frac{\min\limits_{0\le\Theta\le2\pi}(-u_{DS}(\Theta))}{E} = \min_{0\le\Theta\le2\pi(1-D-D_w)}(-\mathbf{x}^{\bullet}_{off(1)}(\Theta)), \tag{d.13}$$

- sprawność drenowa falownika η_D:

$$\eta_D = \frac{R\,I^2_{Osk}}{E\,I} = R^{\bullet}_{dc} I^{\bullet\,2}_{Osk} = \frac{R^{\bullet}_{dc}}{2\pi}\left(\int_0^{2\pi D} (\mathbf{x}^{\bullet}_{on(4)}(\Theta))^2\,\mathrm{d}\Theta + \int_0^{2\pi D_w} (\mathbf{x}^{\bullet}_{w(4)}(\Theta))^2\,\mathrm{d}\Theta + \int_0^{2\pi(1-D-D_w)} (\mathbf{x}^{\bullet}_{off(4)}(\Theta))^2\,\mathrm{d}\Theta\right). \tag{d.14}$$

D3. Model uproszczony falownika klasy EF_2 (E/F_3) dla pracy optymalnej

opty_ef2.m

```
%Główny m-plik obliczający XC1, XC2 i XCd dla pracy optymalnej falownika klasy EF2
%Dla falownika klasy E/F3 należy przyjąć inne wartości startowe XC1, XC2 i XCd oraz zmienić D
%Obliczane są przebiegi napięcia i prądu tranzystora oraz wartości parametrów

clear all
global D Ron Roff XL1 XL2 XC1 XC2 XLd XCd Aon Aoff B xoff0 xon0 par;

%Dane wejściowe:
D=0.36; % dla falownika klasy E/F3: D=0.56;
Ron=0.001; Roff=1e6;
XL1=1000;
XL2=10;
XLd=10;

%Wartości startowe obliczanych XC1, XC2 i XCd:
XC1=4.6; % dla falownika klasy E/F3: XC1=8.6;
XC2=9.1; % dla falownika klasy E/F3: XC2=9.4;
XCd=4*XLd; % dla falownika klasy E/F3: XCd=9*XLd;

ram=0.02; %względna wartość połowy zakresu, w którym znajduje się poszukiwana wartość XCd
z=1; %pomocnicza zmienna iterująca

for D=0.36:-0.002:0.36 %początek pętli do obliczeń w funkcji współczynnika wypełnienia D
    XCd1 = XCd;
    %Obliczenie wartości XCd, dla której uzyskiwana jest minimalna wartość współczynnika kUI oraz
    %odpowiadających jej wartości optymalnych XC1 i XC2 (funkcja „mini_ef2")
    XC = fminbnd('mini_ef2', (1-ram)*XCd1, (1+ram)*XCd1, optimset('Display','off'));
    XCd = XC(1);

    %Obliczenie wartości wektora początkowego x0 i macierzy Aon, Aoff, B:
    [x0, Aon, Aoff, B] = zero_ef2 (XC1, XC2);
    xon0 = x0([1:6]);
    xoff0 = x0([7:12]);

    %Obliczenie wartości wybranych parametrów:
    par=1; sr1 = quadl('fun_ef2', 0, 2*pi*D)/(2*pi);
    par=2; sr2 = quadl('fun_ef2', 0, 2*pi*(1-D))/(2*pi);
    Rdc = 1/(sr1 + sr2); %analogicznie do zależności (d.3)
    par=4; kIsk = Rdc*sqrt(quadl('fun_ef2', 0, 2*pi*D)/(2*pi)); %zgodnie z (d.5)
    par=7; arg = fminbnd('fun_ef2', 0, 2*pi*(1-D)/2);
    par=6; kUm1 = fun_ef2(arg); %analogicznie do (d.4)
    par=7; arg = fminbnd('fun_ef2', 2*pi*(1-D)/2, 2*pi*(1-D));
    par=6; kUm = fun_ef2(arg); %analogicznie do (d.4)
    %Ze względu na dwa maksima lokalne poszukiwanie prowadzone jest w dwóch przedziałach
    if kUm1>kUm; kUm=kUm1; end;
    par=8; sk1 = quadl('fun_ef2', 0, 2*pi*D)/(2*pi);
    par=9; sk2 = quadl('fun_ef2', 0, 2*pi*(1-D))/(2*pi);
    sprD = (sk1 + sk2)*Rdc; %analogicznie do (d.14)
    kUI = kUm*kIsk; % zgodnie z (d.6)
    cPo = sprD/kUI; % zgodnie z (d.8)
    kc = XC1*kIsk/kUm/Rdc; % zgodnie z (d.9)

    %Zapamiętanie wartości wybranych parametrów:
    wykres(z,1)=D; wykres(z,2)=sprD;
    wykres(z,3)=Ron; wykres(z,4)=XC1;
    wykres(z,5)=XC2; wykres(z,6)=XCd;
    wykres(z,7)=kc; wykres(z,8)=kIsk;
    wykres(z,9)=kUm; wykres(z,10)=kUI;
    wykres(z,11)=Rdc; wykres(z,12)=cPo;

    z=z+1;
    [D, kUI, x0(1), x0(4)-x0(5)-x0(6), XCd/XCd1] %sprawdzenie poprawności wybranych wartości
end; %koniec pętli

%Przebieg napięcia tranzystora zgodnie z zależnością (d.1):
figure(1); hold on; grid on;
par=5; plot(0:2*pi*D/100:2*pi*D, fun_ef2(0:2*pi*D/100:2*pi*D));
par=6; plot((0:2*pi*(1-D)/100:2*pi*(1-D))+2*pi*D, fun_ef2(0:2*pi*(1-D)/100:2*pi*(1-D)));

%Przebieg prądu tranzystora zgodnie z zależnością (d.2):
figure(2); hold on; grid on;
par=3; plot(0:2*pi*D/100:2*pi*D, fun_ef2(0:2*pi*D/100:2*pi*D));

save wykres.dat wykres –ascii %zapis wyników
```

mini_ef2.m

```
%m-plik funkcyjny wykorzystywany do minimalizacji wartości współczynnika kUI w zależności od
%wartości XCd; każdorazowo obliczane są wymagane wartości optymalne XC1 i XC2

function q = mini_ef2 (XC);

global D XCd XC1 XC2 Aon Aoff B xoff0 xon0 par;

XCd = XC(1);

%Obliczenie wartości optymalnych XC1, XC2:
XC = fminsearch('war_ef2',[XC1; XC2], optimset('Display','off'));
XC1 = XC(1);
XC2 = XC(2);

%Obliczenie wartości wektora początkowego x0 i macierzy Aon, Aoff, B:
[x0, Aon, Aoff, B] = zero_ef2 (XC1, XC2);
xon0 = x0([1:6]);
xoff0 = x0([7:12]);

%Obliczenie wartości współczynnika kUI:
par=1; sr1 = quadl('fun_ef2', 0, 2*pi*D)/(2*pi);
par=2; sr2 = quadl('fun_ef2', 0, 2*pi*(1-D))/(2*pi);
Rdc = 1/(sr1 + sr2);
par=4; kIsk = Rdc*sqrt(quadl('fun_ef2', 0, 2*pi*D)/(2*pi));
par=7; arg = fminbnd('fun_ef2', 0, 2*pi*(1-D)/2);
par=6; kUm1 = fun_ef2(arg);
par=7; arg = fminbnd('fun_ef2', 2*pi*(1-D)/2, 2*pi*(1-D));
par=6; kUm = fun_ef2(arg);
if kUm1>kUm; kUm=kUm1; end;
kUI = kUm*kIsk;
q = kUI;
```

war_ef2.m

```
%m-plik funkcyjny z warunkami miękkiego załączania tranzystora

function q = war_ef2 (XC);

w1 = x0(1); %ZVS
w2 = x0(4)-x0(5)-x0(6); %ZdVS
q = abs(w1)+abs(w2); %funkcja celu
```

zero_ef2.m

%m-plik funkcyjny obliczający wartości wektora początkowego x0 i macierzy Aon, Aoff, B:

```
function [x0, Aon, Aoff, B] = zero_ef2 (XC1, XC2);

global D Ron Roff XL1 XL2 XLd XCd;

a1 = [-XC1/Ron 0 0 XC1 -XC1 -XC1];
a2 = [0 0 0 0 XC2 0];
a3 = [0 0 0 0 0 XCd];
a4 = [-1/XL1 0 0 0 0 0];
a5 = [1/XL2 -1/XL2 0 0 -1/XL2 0];
a6 = [1/XLd 0 -1/XLd 0 0 0];
Aon = [a1; a2; a3; a4; a5; a6]; %macierz stanu dla załączonego tranzystora
Aoff = [-XC1/Roff 0 0 XC1 -XC1 -XC1; a2; a3; a4; a5; a6]; %macierz stanu dla wyłączonego tranzystora
%Macierz Aoff może zostać uproszczona do postaci: Aoff = [0 0 0 XC1 -XC1 -XC1; a2; a3; a4; a5; a6]
B = [0 0 0 1/XL1 0 0]'; %macierz wymuszeń

MAon = expm(Aon*D*2*pi);
MAoff = expm(Aoff*(1-D)*2*pi);
MA = [-MAon eye(6); eye(6) -MAoff];
MB = [Aon\(MAon-eye(6)); Aoff\(MAoff-eye(6))];
x0 = MA\MB*B; %wektor stanu początkowego
```

fun_ef2.m

%m-plik z funkcjami do obliczeń przebiegów oraz wartości parametrów

```
function q = fun_ef2 (te);

global Ron xon0 xoff0 Aon Aoff B par;

wym = length(te); %wymiar wektora wejściowego

if par==1; %prąd zasilania - załączenie tranzystora
    for i=1:1:wym;
        y = expm(Aon*te(i))*xon0+(expm(Aon*te(i))-eye(6))*(Aon\B);
        q(i) = y(4); %wartości wektora wyjściowego
end; end;

if par==2; %prąd zasilania - wyłączenie tranzystora
    for i=1:1:wym;
        y = expm(Aoff*te(i))*xoff0+(expm(Aoff*te(i))-eye(6))*(Aoff\B);
        q(i) = y(4); %wartości wektora wyjściowego
end; end;

if par==3; %prąd tranzystora - załączenie tranzystora
    for i=1:1:wym;
        y = expm(Aon*te(i))*xon0+(expm(Aon*te(i))-eye(6))*(Aon\B);
        q(i) = y(1)/Ron; %wartości wektora wyjściowego
end; end;

if par==4; %(prąd tranzystora)^2 - załączenie tranzystora
    for i=1:1:wym;
        y = expm(Aon*te(i))*xon0+(expm(Aon*te(i))-eye(6))*(Aon\B);
        q(i) = (y(1)/Ron)^2; %wartości wektora wyjściowego
end; end;
```



```
if par==5; %napięcie tranzystora - załączenie tranzystora
    for i=1:1:wym;
        y = expm(Aon*te(i))*xon0+(expm(Aon*te(i))-eye(6))*(Aon\B);
        q(i) = y(1); %wartości wektora wyjściowego
end; end;

if par==6; %napięcie tranzystora - wyłączenie tranzystora
    for i=1:1:wym;
        y = expm(Aoff*te(i))*xoff0+(expm(Aoff*te(i))-eye(6))*(Aoff\B);
        q(i) = y(1); %wartości wektora wyjściowego
end; end;

if par==7; %-1*(napięcie tranzystora) - wyłączenie tranzystora
    for i=1:1:wym;
        y = expm(Aoff*te(i))*xoff0+(expm(Aoff*te(i))-eye(6))*(Aoff\B);
        q(i) = -1*y(1); %wartości wektora wyjściowego
end; end;

if par==8; %(prąd wyjściowy)^2 - załączenie tranzystora
    for i=1:1:wym;
        y = expm(Aon*te(i))*xon0+(expm(Aon*te(i))-eye(6))*(Aon\B);
        q(i) = y(5)^2; %wartości wektora wyjściowego
end; end;

if par==9; %(prąd wyjściowy)^2 - wyłączenie tranzystora
    for i=1:1:wym;
        y = expm(Aoff*te(i))*xoff0+(expm(Aoff*te(i))-eye(6))*(Aoff\B);
        q(i) = y(5)^2; %wartości wektora wyjściowego
end; end;
```

POPRAWA WŁAŚCIWOŚCI ENERGETYCZNYCH FALOWNIKÓW KLASY E PRZEZ MAKSYMALIZACJĘ WYKORZYSTANIA TRANZYSTORA

STRESZCZENIE

Przedmiotem pracy są energoelektroniczne, rezonansowe falowniki klasy E i problematyka dotycząca ich właściwości energetycznych. Zasadniczym celem pracy jest kompleksowe przeanalizowanie możliwości zwiększenia mocy wyjściowej oraz sprawności falownika klasy E przez lepsze wykorzystanie parametrów pracy tranzystora. Do realizacji tego celu zastosowano odpowiednią analizę teoretyczną i weryfikujące badania laboratoryjne. Najważniejszymi założeniami obowiązującymi w ramach pracy są: zachowanie parametrów pracy tranzystora oraz dominacja strat mocy przewodzenia nad pozostałymi stratami tranzystora.

Na początku pracy dokonano przeglądu stanu aktualnego zagadnienia (rozdz. 2). Następnie scharakteryzowano właściwości statyczne i dynamiczne tranzystorów mocy MOSFET, istotne z punktu widzenia ich stosowania w falownikach klasy E (rozdz. 3). Wskazano parametry tranzystorów ograniczające sprawność i moc wyjściową falowników. Ponieważ porównanie właściwości energetycznych oraz przeprowadzenie maksymalizacji sprawności falowników klasy E wymaga użycia odpowiednich współczynników, dlatego zdefiniowano sprawność drenową η_D, sprawność całkowitą η, współczynnik mocy zainstalowanej tranzystora k_{UI} oraz zmodyfikowany współczynnik wydajności mocy wyjściowej falownika c_{PO} (rozdz. 4). Wykazano, że kształt przebiegów napięcia i prądu tranzystora (wartość współczynnika k_{UI}) ma wpływ na osiągane sprawności oraz moce wyjściowe falowników rezonansowych.

W kolejnej części pracy wyjaśniono i uporządkowano terminologię z zakresu falowników klasy E (rozdz. 5) oraz dokonano systematycznego przeglądu i rozbudowanego porównania wybranych właściwości falowników klasy E (rozdz. 7). Zaproponowano nową, uogólnioną definicję układów klasy E, w której jako główny warunek podano maksymalnie miękkie przełączanie zaworu (diody, tyrystora, tranzystora). Znane z literatury klasy układów, uwzględniając ich specyficzne właściwości i charakterystyczne nazewnictwo, pogrupowano w klasy podstawowe, odwrotne, niepełne i mieszane. Następnie wyjaśniono współzależność pomiędzy wartościami parametrów falownika klasy E a realizowanym rodzajem pracy (pracą optymalną, suboptymalną lub nieoptymalną). Pokazano również możliwe, użyteczne lub całkowicie nieprzydatne praktycznie przypadki pracy optymalnej falownika klasy E. W celu oceny właściwości energetycznych różnych falowników rezonansowych wstępnie porównano pod tym względem wszystkie falowniki klasy E, falowniki klasy EF_2 i E/F_3 oraz kilka powszechnie znanych falowników klasy DE, D i D^{-1}. Wymagane wartości ich parametrów obliczono na podstawie modeli komputerowych falowników. Modele te bazowały na równaniach stanu i ich rozwiązaniu za pomocą metody macierzy przejścia w programie Matlab (rozdz. 6, dodatek).

Szczegółowa analiza właściwości falownika klasy E w funkcji jego parametrów wykazała (rozdz. 8), że niewielkie podwyższenie jego sprawności i kilkuprocentowe zwiększenie mocy wyjściowej można uzyskać stosując płytką pracę nieoptymalną, zmniejszając współczynnik wypełnienia przewodzenia tranzystora lub dołączając kondensator różnicowy w falowniku symetrycznym. Dlatego kontynuowano poszukiwania innych, bardziej efektywnych metod poprawy właściwości energetycznych falownika klasy E. Korzystniejszy kształt przebiegów napięcia i prądu tranzystora oraz wyższe sprawności i większe moce wyjściowe uzyskuje się w falownikach klasy EF_2 i E/F_3 (rozdz. 9). Falowniki te można utworzyć z dowolnego falownika klasy E. Wymagane jest jedynie dołączenie równoległe do tranzystora dodatkowego, szeregowego obwodu rezonansowego oraz właściwy dobór parametrów falownika. W falowniku klasy EF_2 obwód ten dostrojony jest w przybliżeniu do częstotliwości drugiej harmonicznej, natomiast w falowniku klasy E/F_3 do częstotliwości trzeciej harmonicznej. W obu falownikach tranzystor przełączany jest maksymalnie miękko, typowo dla układów klasy E. Na podstawie wyników analizy właściwości falowników klasy EF_2 i E/F_3 stwierdzono, że maksymalny przyrost ich mocy wyjściowych względem mocy falownika klasy E wynosi odpowiednio około 43% i 25% przy zachowaniu parametrów pracy tranzystora. Następnie kontynuowano analizę właściwości falowników klasy E, EF_2 i E/F_3. Przedstawiono i przedyskutowano pewne aspekty wpływu zmian parametrów falowników na ich właściwości.

Na zakończenie pracy wybrane wyniki analizy teoretycznej potwierdzono eksperymentalnie (rozdz. 11). Skonstruowano oraz przebadano laboratoryjne falowniki klasy E, EF_2 i E/F_3, pracujące optymalnie z częstotliwością 1 MHz. Podczas pomiarów straty mocy (6,5 W) oraz wartość szczytową napięcia (455 V) tranzystora mocy MOSFET typu SPP20N65C3 utrzymywano na w przybliżeniu jednakowym poziomie. Dla kolejnych falowników klasy E, EF_2 i E/F_3 uzyskano następujące wyniki: sprawności drenowe 96,7%, 97,1%, 97,5%, sprawności całkowite 96,1%, 96,7%, 97,0% oraz moce wyjściowe 365,3 W, 525,3 W, 448,0 W. Stosunki mocy wyjściowych falowników klasy EF_2 i E/F_3 do mocy wyjściowej falownika klasy E wynosiły 1,44 oraz 1,23. Porównując wyniki obliczeń teoretycznych i pomiarów, pozytywnie zweryfikowano opracowane i wykorzystane w pracy modele komputerowe falowników klasy E, EF_2 i E/F_3. Falowniki klasy E i EF_2 przebadano również przy częstotliwości pracy 16 MHz. Stosując specjalizowany tranzystor MOSFET typu DE375-102N10A, uzyskano odpowiednio: sprawności drenowe 88%, 91%, sprawności całkowite 86%, 89% oraz moce wyjściowe 800 W, 970 W.

Praca zawiera również zestawienie ważniejszych określeń i terminów oraz dodatek, w którym zamieszczono szczegółowy opis modeli falowników klasy E, EF_2 i E/F_3 w programie Matlab.

IMPROVEMENT OF POWER CAPABILITIES OF CLASS E INVERTERS BY MAXIMIZING TRANSISTOR UTILIZATION

ABSTRACT

Power electronic, resonant Class E inverters and problems concerning their power capabilities are the subject of the work. The main aim is to carefully analyze the possibilities of increasing the output power and efficiency of a Class E inverter by improving the utilization of transistor parameters. With this end in view, a proper theoretical analysis and verifying laboratory research have been applied. The theoretical analysis has been carried out on the assumption that the transistor parameters are constant and conduction power losses dominate the rest of transistor power losses.

At the beginning of the work, the state of the art of the subject was presented (Chapter 2). Next, the static and dynamic properties of power MOSFET transistors were described, which are particularly important when the transistors are used in Class E inverters (Chapter 3). The transistor parameters limiting efficiency and output power of inverters were indicated. In order to compare the power capabilities of Class E inverters and to maximize their efficiency, the following factors were defined: drain efficiency η_D, overall efficiency η, factor of transistor installed power k_{UI}, and modified power output capability c_{PO} (Chapter 4). It was shown, that the shape of the transistor voltage and current waveforms (the values of factor k_{UI}) determines the efficiency and the output power of resonant inverters.

In the next part of the work, the terminology concerning Class E inverters (Chapter 5) was explained and arranged. Moreover, the systematic overview and the extended comparison of some properties of Class E inverters were carried out (Chapter 7). A new, generalized definition of Class E circuits was proposed, including in it as a fundamental condition maximum soft-switching of a switch (a transistor, a thyristor or a diode). The known classes of circuits were grouped into basic, inverse, sub-, and mixed classes, taking into account their specific properties and nomenclature. Next, the correlation between selected parameters of the Class E inverter and its operation mode (optimum, suboptimum or non-optimum operation) was explained. There were also shown some possible and useful or totally useless modes of the optimum operation of the Class E inverter. In order to evaluate the power capabilities of different resonant inverters, all members of the Class E inverter family, Class EF_2 and E/F_3 inverters, and several well-known Class DE, D, and D^{-1} inverters were compared in this regard. The required values of their parameters were computed by means of the computer models of the inverters. These models based on the state equations and their solutions using the method of matrix exponential in the Matlab program (Chapter 6, Appendix).

The detailed analysis of the Class E inverter properties as a function of its parameters proved (Chapter 8), that a small increase in the efficiency and a few percent increase in the output power of the inverter can be obtained by applying its limited non-optimum operation, decreasing a transistor on-duty cycle or adding a differential capacitor in a symmetric inverter. Therefore, there were continued the further explorations of different, more effective methods to improve the power capabilities of a Class E inverter. The more beneficial shape of the transistor voltage and current waveforms, the higher efficiency and output power are obtained in Class EF_2 and E/F_3 inverters (Chapter 9). These inverters can be created from any Class E inverter. With this aim in view, an additional, series resonant circuit should be connected in parallel with the transistor and the inverter parameters should be properly adjusted. In the Class EF_2 inverter this circuit resonates approximately at the second harmonic, and in the Class E/F_3 inverter at the third harmonic. In both inverters the transistor is maximally soft-switched, which is typical of Class E circuits. Basing on the analysis of the properties of the Class EF_2 and E/F_3 inverters, it was found that the maximum increase in their output powers was approximately equal to 43% and 25%, respectively, in comparison with the Class E inverter performance. These results were obtained keeping the same transistor parameters for all the inverters. Next, the analysis of the properties of the Class E, EF_2, and E/F_3 inverters was continued. Some aspects of the influence of changing parameters on their properties were presented and discussed.

In the last part of the work, selected results of the theoretical analysis were confirmed experimentally (Chapter 11). The laboratory Class E, EF_2, and E/F_3 inverters were designed and tested at the operating frequency of 1 MHz. During the measurements, the power losses (6.5 W) and the peak voltage (455 V) of a SPP20N65C3 MOSFET transistor were approximately kept at the constant level. The following results were obtained for the Class E, EF_2, and E/F_3 inverters, respectively: drain efficiency of 96.7%, 97.1%, 97.5%, overall efficiency of 96.1%, 96.7%, 97.0%, and output power of 365.3 W, 525.3 W, 448.0 W. The ratios of the output powers of the Class EF_2 and E/F_3 inverters to the Class E output power were equal to 1.44 and 1.23, respectively. The computer models of the Class E, EF_2, and E/F_3 inverters were successfully verified by comparing the results of their calculations and the measurements of the laboratory inverters. The Class E and EF_2 inverters were also tested at the operating frequency of 16 MHz. Applying as a switching device a DE375-102N10A MOSFET transistor, the following results were obtained, respectively: drain efficiency of 88%, 91%, overall efficiency of 86%, 89%, and output power of 800 W, 970 W.

The work also includes a set of relevant definitions and terms, and the appendix, where the computer models of the Class E, EF_2, and E/F_3 inverters in the Matlab program were detailed.

WYDAWNICTWO POLITECHNIKI ŚLĄSKIEJ
ul. Akademicka 5, 44-100 Gliwice; tel./faks (0-32) 237-13-81
www.wydawnictwopolitechniki.pl

Sprzedaż i Marketing
tel. (0-32) 237-18-48
wydawnictwo_mark@polsl.pl

Nakł. 100 + 50	Ark. wyd. 18	Ark. druk. 11,125	Papier offset. 70x100, 80g
Oddano do druku 30.03.2007 r.	Podpisano do druku 30.03.2007 r.		Druk ukończ. w kwietniu 2007 r.

Wydrukowano w Zakładzie Graficznym Politechniki Śląskiej w Gliwicach, ul. Kujawska 1
zam. 137/07

Książki Wydawnictwa można nabyć w księgarniach

GLIWICE

- Punkt Sprzedaży Wydawnictwa na Wydziale Górnictwa i Geologii – ul. Akademicka 2 (237-17-87))
- „FORMAT" – Akademicka 5 na Wydziale Budownictwa
- „LAMBDA" – ul. Akademicka 2 (237-21-40)
- „MERCURIUS" – ul. Prymasa S.Wyszyńskiego 14 b (032) 230-47-22
- „ŻAK" – ul. Kaszubska (budynek Biblioteki)

BIAŁYSTOK

- Dom Książki (Księgarnia 84) – ul. Wiejska 45 c
- EKOPRESS Księgarnia Wysyłkowa - ul. Brukowa 28 (085) 746-04-95

GDAŃSK

- EKO-BIS – ul. Dyrekcyjna 6 (058) 305-28-53

KATOWICE

- Punkt Sprzedaży na Wydziale Transportu – ul. Krasińskiego 8
- Hurtownia „DIK" – ul. Dulęby 7 (032) 204-82-30
- Hurtownia „JERZY" – ul. Słoneczna 24 (032) 258-99-58

KRAKÓW

- Techniczna – ul. Podwale 4 (012) 422-48-09
- Punkt Sprzedaży WND – AGH, Al. Mickiewicza 30 (012) 634-46-40

ŁÓDŹ

- „POLITECHNIKA 100" – ul. Żeromskiego 116 PŁ.
- Hurtownia „BIBLIOFIL" – ul. Jędrowizna 9a (042) 679-26-77

OPOLE

- BK - „POLITECHNIKA" – Wydz. Budownictwa, ul. Katowicka 48 (077) 456-50-58 wew.333

POZNAŃ

- Księgarnia „POLITECHNIK" – ul. Piotrowo 3 (061) 665-23-24
- Księgarnia Techniczna – ul. Półwiejska 28 (061) 659-00-38

RYBNIK

- „ORBITA" – ul. Rynek 12
- „NEMEZIS" – ul. Hallera 26

TYCHY

- „I JA TOURS" - ul. Piłsudskiego 10 (217-00-91 w.130)

WARSZAWA

- Studencka – Pl. Politechniki 1 (022) 628-77-58
- Techniczna - ul. Kaliskiego 15 (022) 666-98-02
- Techniczna – ul. Świętokrzyska 14
- MDM – ul. Piękna 31

WROCŁAW

- „TECH" – ul. Wybrzeże Wyspiańskiego 27

ZABRZE

- Punkt Sprzedaży na Wydziale Organizacji i Zarządzania– ul. Roosevelta 26

BIBLIOTEKA GŁÓWNA
Politechniki Śląskiej
P. 3347/07/200

Druk: Drukarnia Gliwice, ul. Zwycięstwa 27, tel. 230-49 50