



UNIWERSYTET TECHNOLOGICZNO-PRZYRODNICZY  
IM. JANA I JĘDRZEJA ŚNIADECKICH  
W BYDGOSZCZY

## **ROZPRAWY NR 148**

Jan Mućko

# **TRANZYSTOROWE FALOWNIKI NAPIĘCIA Z SZEREGOWYMI OBWODAMI REZONANSOWYMI**

BYDGOSZCZ – 2011

REDAKTOR NACZELNY  
prof. dr hab. inż. Janusz Prusiński

REDAKTOR DZIAŁOWY  
dr inż. Sławomir Cieślik

OPINIODAWCY  
prof. dr hab. inż. Antoni Dmowski  
dr hab. inż. Andrzej Sikorski, prof. nadzw. PB

OPRACOWANIE REDAKCYJNE I TECHNICZNE  
mgr Michał Górecki, mgr inż. Daniel Morzyński

© Copyright  
Wydawnictwa Uczelniane Uniwersytetu Technologiczno-Przyrodniczego  
Bydgoszcz 2011

Praca powstała przy wsparciu projektu  
„Realizacja II etapu Regionalnego Centrum Innowacyjności”  
współfinansowanego ze środków Europejskiego Funduszu Rozwoju Regionalnego  
w ramach Regionalnego Programu Operacyjnego  
Województwa Kujawsko-Pomorskiego na lata 2007-2013

ISSN 0209-0597

Wydawnictwa Uczelniane Uniwersytetu Technologiczno-Przyrodniczego  
ul. Ks. A. Kordeckiego 20, 85-225 Bydgoszcz, tel. 52 3749482, 3749426  
e-mail: [wydawucz@utp.edu.pl](mailto:wydawucz@utp.edu.pl) <http://www.wu.utp.edu.pl>

---

Wyd. I. Nakład 135 egz. Ark. aut. 12,0. Ark. druk. 13,0. Zamówienie nr 1/2011  
Oddano do druku i druk ukończono w marcu 2011 r.  
Uczelniany Zakład Małej Poligrafii UTP Bydgoszcz, ul. Ks. A. Kordeckiego 20

## Spis treści

Wykaz ważniejszych oznaczeń i skrótów .....	6
1. WSTĘP .....	11
1.1. Przedmiot rozprawy .....	14
1.2. Cel i zakres pracy .....	16
1.3. Typy łączników stosowanych w przekształtnikach rezonansowych .....	24
2. ANALIZA ZJAWISK W UKŁADACH SZEREGOWYCH FALOWNIKÓW REZONANSOWYCH Z ODBIORNIKIEM SZEREGOWYM .....	28
2.1. Analiza w przedziałach czasowych, w których topologia układu pozostaje stała .....	29
2.1.1. Układ z odbiornikiem rezystancyjnym .....	29
2.1.2. Układ z odbiornikiem w postaci prostownika z filtrem pojemnościowym i rezystorem .....	30
2.2. Analiza w stanie ustalonym dla podstawowej harmonicznej .....	37
2.2.1. Układ z odbiornikiem rezystancyjnym .....	37
2.2.2. Układ z odbiornikiem w postaci prostownika z filtrem pojemnościowym i rezystorem .....	41
2.3. Ocena wyników analizy zjawisk w szeregowych falownikach rezonansowych z odbiornikiem szeregowym .....	42
2.3.1. Porównanie wybranych parametrów i charakterystyk .....	42
2.3.2. Częstotliwości charakterystyczne falowników z odbiornikiem szeregowym .....	44
3. ANALIZA ZJAWISK W UKŁADACH SZEREGOWYCH FALOWNIKÓW REZONANSOWYCH Z ODBIORNIKIEM RÓWNOLEGLYM .....	48
3.1. Analiza w przedziałach czasowych, w których topologia układu pozostaje stała .....	48
3.1.1. Układ z odbiornikiem rezystancyjnym .....	48
3.1.2. Układ z odbiornikiem w postaci prostownika z filtrem indukcyjnym i rezystorem .....	50
3.2. Analiza w stanie ustalonym dla podstawowej harmonicznej .....	54
3.2.1. Układ z odbiornikiem rezystancyjnym .....	54
3.2.2. Układ z odbiornikiem w postaci prostownika z filtrem indukcyjnym i rezystorem .....	57
3.3. Ocena wyników analizy zjawisk w szeregowych falownikach rezonansowych z odbiornikiem równoległym .....	58
3.3.1. Porównanie wybranych parametrów i charakterystyk .....	58
3.3.2. Częstotliwości charakterystyczne falowników z odbiornikiem równoległym .....	60

4.	METODY OGRANICZENIA USTĘPLIWOŚCI CHARAKTERYSTYK WYJŚCIOWYCH REZONANSOWYCH FALOWNIKÓW SZEREGOWYCH ...	63
4.1.	Podstawy teoretyczne .....	63
4.1.1.	Falownik rezonansowy z obwodem pośredniczącym w postaci czwórnika kąтового .....	63
4.1.2.	Falownik rezonansowy z obwodem pośredniczącym w postaci czwórnika typu T .....	65
4.1.3.	Falownik rezonansowy z obwodem pośredniczącym w postaci kaskadowego połączenia czwórników .....	66
4.2.	Napięcia i prądy elementów falownika .....	68
4.2.1.	Minimalizacja prądu wyjściowego falownika dla układu stabilizującego prąd odbiornika .....	70
4.2.2.	Minimalizacja prądu wyjściowego falownika dla układu stabilizującego napięcie odbiornika .....	72
4.3.	Badania symulacyjne .....	74
4.4.	Podsumowanie rozdziału .....	79
5.	SZEREGOWY FALOWNIK REZONANSOWY Z NIELINIOWYM OGRANICZNIKIEM NAPIĘCIA W OBWODZIE WYJŚCIOWYM .....	82
5.1.	Podstawy teoretyczne .....	82
5.1.1.	Moc odbiornika nieliniowego .....	85
5.2.	Metody sterowania falownikiem rezonansowym zastosowanym w aktywatorze tworzyw sztucznych .....	86
5.2.1.	Metody i układy regulacji mocy .....	87
5.2.2.	Nowe metody regulacji mocy wykorzystujące modulacje PDM-PFM z impulsową, okresową zmianą częstotliwości .....	92
5.3.	Badania symulacyjne .....	96
5.4.	Podsumowanie rozdziału .....	99
6.	METODY STEROWANIA SZEREGOWEGO FALOWNIKA REZONANSOWEGO SPEŁNIAJĄCE KRYTERIA PRZEŁĄCZANIA ZVS I ZCS .....	100
6.1.	Rodzaje komutacji .....	103
6.2.	Metody sterowania szeregowego falownika rezonansowego zapewniające jednoczesną komutację ZVS i quasi-ZCS .....	106
6.3.	Charakterystyki szeregowych falowników rezonansowych przy różnych sposobach sterowania .....	111
6.3.1.	Regulacja mocy za pomocą zmiany częstotliwości przełączania tranzystorów .....	113
6.3.2.	Regulacja mocy za pomocą zmiany przesunięcia fazowego między sygnałami sterującymi tranzystory .....	115
6.3.3.	Regulacja mocy za pomocą modulacji szerokości impulsów oraz modulacji częstotliwości .....	118
6.3.4.	Porównanie wybranych charakterystyk szeregowych falowników rezonansowych z odbiornikiem szeregowym .....	121
6.3.5.	Porównanie wybranych charakterystyk szeregowych falowników rezonansowych z odbiornikiem równoległym .....	123
6.4.	Podsumowanie rozdziału .....	124



7. BADANIA EKSPERYMENTALNE .....	126
7.1. Szeregowy falownik rezonansowy z łącznikami ZVS i quasi-ZCS w układzie przekształtnika DC/DC .....	126
7.2. Szeregowy falownik rezonansowy z nieliniowym ogranicznikiem napięcia w obwodzie wyjściowym .....	151
7.3. Szeregowy falownik rezonansowy z układem powielacza napięcia .....	159
7.4. Generator SCA do regulacji obciążenia systemu elektroenergetycznego .....	166
8. PODSUMOWANIE .....	169
ZAŁĄCZNIKI .....	175
Załącznik 1: Podstawowe, uproszczone zależności matematyczne .....	175
Załącznik 2: Przebiegi prądu i napięcia łączników w przekształtnikach z obciążeniem rezonansowym .....	176
Załącznik 3: Możliwość pracy tranzystorów jako łączników miękko przełączających przy różnych metodach sterowania .....	180
Załącznik 4: Sposób doboru elementów filtrów dla układu do bezstykowego transferu energii o sinusoidalnym prądzie wejściowym .....	186
Załącznik 5: Układy sterowania łączników ZVS i ZCS .....	188
LITERATURA .....	192
Karty katalogowe, dokumentacje techniczne, strony internetowe .....	202
STRESZCZENIA .....	203

## WYKAZ WAŻNIEJSZYCH OZNACZEŃ I SKRÓTÓW

### Symbole, wielkości, parametry

$\lceil, \rceil, T$	– typ czwórnika,
$\rightarrow, \updownarrow$	– określenie sposobu komutacji: komutacja między elementami połączonymi (odwrotnie) równoległe, komutacja pomiędzy elementami połączonymi szeregowo,
$C_d, L_d$	– kondensator i cewka (elementy filtra) w obwodzie zasilania prądem stałym, wartość pojemności i indukcyjności kondensatora oraz cewki obwodu zasilania prądem stałym,
$C_f, L_f$	– kondensator i cewka (elementy filtra) w obwodzie wyjściowym prostownika, wartość pojemności i indukcyjności kondensatora oraz cewki tego obwodu,
$C_r, L_r$	– kondensator i cewka obwodu rezonansowego, wartość pojemności i indukcyjności kondensatora oraz cewki obwodu rezonansowego,
$f_0, \omega_0$	– częstotliwość (pulsacja) rezonansowa nietłumionego dwójnika $L_r C_r$ ,
$f_{0k}, \omega_{0k}$	– częstotliwość (pulsacja) rezonansowa nietłumionego dwójnika $L_r C_r$ w k-tym przedziale czasowym,
$f_{gr}, \omega_{gr}$	– częstotliwość (pulsacja) określająca granicę, np. między ciągłym i impulsowym prądem obwodu rezonansowego,
$f_r, \omega_r$	– częstotliwość (pulsacja) rezonansowa obwodu $R_{ac} L_r C_r$ ,
$f_s, \omega_s$	– częstotliwość (pulsacja) przełączeń tranzystorów, częstotliwość (pulsacja) napięcia pobudzającego obwód rezonansowy,
$f_{syn}, \omega_{syn}$	– częstotliwość (pulsacja), przy której występuje synchronizacja napięcia pobudzającego obwód rezonansowy i prądu tego obwodu (napięcia i prądu wyjściowego falownika), będąca jednocześnie granicą między warunkami umożliwiającymi pracę tranzystorów jako łączników ZCS a ZVS,
$f_{wl}, \omega_{wl}$	– częstotliwość (pulsacja) drgań własnych obwodu $R_{ac} L_r C_r$ ,
$f_{pmax}$	– częstotliwość, przy której do obciążenia dostarczana jest energia z maksymalną mocą,
$I_{kom}, I_{max}$	– komutowany oraz maksymalny prąd łącznika,
$I_B, P_B$	– wartości bazowe (odniesienia) dla prądu i mocy,
$U_{CE(T0)}$	– napięcie progowe przy aproksymacji charakterystyki przewodzenia tranzystora,
$u_{Fal}, i_{Fal}$	– napięcie i prąd wyjściowy falownika,
$u_{ac}, i_{ac}, U_{ac}, I_{ac}$	– napięcie i prąd w odwodzie prądu przemiennego, wartości chwilowe oraz skuteczne,
$u_{Cr}, u_{Lr}, i_{Cr}, i_{Lr}$	– napięcie i prąd cewki oraz kondensatora obwodu rezonansowego,

$U_{C0}, I_{L0}$	– wartość początkowa napięcia na kondensatorze oraz prądu cewki obwodu rezonansowego,
$U_d, I_d$	– wartość średnia napięcia i prądu stałego zasilającego falownik,
$U_{dc}, I_{dc}$	– wartość średnia napięcia i prądu w odwodzie prądu stałego odbiornika,
$U_{km}, I_{km}, Z_k$	– amplituda k-tej harmonicznej napięcia oraz prądu, impedancja dla k-tej harmonicznej,
$U_o, I_o$	– napięcie oraz prąd odbiornika,
$u_Q, i_Q$	– napięcie oraz prąd łącznika, wartości chwilowe,
$u_T, i_T$	– napięcie oraz prąd tranzystora, wartości chwilowe,
$U_p$	– napięcie progowe dla wyładowania snopiącego,
$P_d$	– moc w obwodzie prądu stałego zasilającego falownik,
$P_{obc}, P_o$	– moc w obwodzie obciążenia, moc odbiornika,
Q	– łącznik (tranzystor + dioda),
T, D	– tranzystor, dioda
$Q_{ac}, Q_{dc}$	– dobroć obwodu rezonansowego przy rezystorze włączonym w obwód prądu przemiennego AC, zastępcza dobroć obwodu rezonansowego przy rezystorze włączonym za prostownikiem z filtrem (w obwodzie prądu stałego DC),
$R_{ac}, R_{dc}, R_{obc}$	– rezystor (lub wartość rezystancji) w obwodzie prądu przemiennego, w obwodzie prądu stałego, w obwodzie obciążenia,
$Z_0$	– impedancja falowa obwodu rezonansowego,
$Z_{0k}$	– impedancja falowa obwodu rezonansowego w k-tym przedziale czasowym,
$\alpha$	– współczynnik tłumienia,
$\varphi$	– kąt fazowy obciążenia,
$\varphi_{ui}, \varphi_{ui \Delta t}$	– kąt przesunięcia fazowego między falą napięcia a falą prądu wyjściowego falownika, kąt przesunięcia fazowego między opóźnioną o $\Delta t_1$ falą napięcia a opóźnioną o $\Delta t_2$ falą prądu wyjściowego falownika,
$\varphi_{st}$	– kąt przesunięcia fazowego sygnałów sterujących tranzystory falownika,
$\Delta\varphi_{st}$	– graniczny kąt przesunięcia fazowego sygnałów sterujących tranzystory falownika, poniżej którego dla wszystkich tranzystorów tego falownika istnieją warunki do przełączania ZVS,
$\lambda$	– częstotliwość względna,

### Wskaźniki

ac	– elementy lub wielkości w obwodzie prądu przemiennego,
B	– wartości odniesienia (bazowe),

d	– elementy lub wielkości w obwodzie prądu stałego, zasilającego falownik,
dc	– elementy lub wielkości w obwodzie prądu stałego odbiornika,
f	– elementy filtra wyjściowego,
Fal	– falownik, wielkości na wyjściu falownika,
gr	– wartości graniczne,
kom	– w chwili komutacji,
max	– wartości maksymalne,
min	– wartości minimalne,
obc	– elementy lub wielkości w obwodzie obciążenia,
ogr	– ograniczenie, wartości ograniczone,
s	– wielkości związane z przełączaniem,
0, wł, r, syn	– wielkości związane z drganiami nietłumionymi, własnymi, rezonansowymi, synchronicznymi,
wej, wyj	– wielkości związane z wejściem, wyjściem,
wył, zał	– wielkości związane z wyłączeniem, załączeniem,
*	– wartości lub sygnały zadane.

### Skróty

ADC, A-PWM	– (ang. Asymmetrical Duty-Cycle, Asymmetrical PWM) modulacja polegająca na asymetrycznych zmianach współczynnika wypełnienia,
AVC	– (ang. Asymmetrical Voltage Cancellation) modulacja polegająca na asymetrycznym „zerowaniu” napięcia wyjściowego falownika,
CS, CSI	– (ang. Current Source, Current Source Inverter) źródło prądu, falownik zasilany ze źródła prądu,
CB-ZCS	– (ang. Current Bidirectional ZCS) łącznik ZCS przewodzący prąd dwukierunkowo (CB),
CB-ZVS	– (ang. Current Bidirectional ZVS) łącznik ZVS przewodzący prąd dwukierunkowo (CB),
CS-PRC, PRC	– (ang. Current Source Parallel Resonant Converter) przekształtnik (falownik) rezonansowy, równoległy zasilany ze źródła prądu,
ccm	– (ang. continuous current mode) stan pracy układu z prądem ciągłym,
dcm	– (ang. discontinuous current mode) stan pracy układu z prądem impulsowym (przedziałami różnym zeru),
E, SUB E	– (ang. Class E Converter, Subclass E Converter) przekształtnik klasy E oraz podklasy E,
HL-SRC, HLR	– (ang. Hybrid Loaded Series Resonant Converter) hybrydowo obciążony szeregowy przekształtnik (falownik) rezonansowy, falownik hybrydowy,

LA-PFM	– (ang. Load-Adaptive PFM) modulacja częstotliwości zależna od obciążenia,
MSKS	– metoda sekwencyjna kolejnych stanów, metoda analizy polegająca na: określeniu chwil zmian stanu (komutacji), sekwencji stanów, opisie układem równań różniczkowych dla poszczególnych stanów i rozwiązaniu tych równań,
PAM	– (ang. Pulse Amplitude Modulation) modulacja amplitudy impulsów,
PDM	– (ang. Pulse Density Modulation) modulacja gęstości impulsów,
PFM	– (ang. Pulse Frequency Modulation) modulacja częstotliwości impulsów,
PL-SRI, PL-SRC, PLR	– (ang. Parallel Loaded Series Resonant Inverter/Converter) szeregowy falownik rezonansowy z odbiornikiem dołączonym równolegle do kondensatora obwodu rezonansowego (bezpośrednio lub przez prostownik z filtrem),
PWM	– (ang. Pulse Width Modulation) modulacja szerokości impulsów,
PS-PWM, CMC, SVC	– (ang. Phase-Shift PWM, Clamped-Mode Control, Symmetrical Voltage Cancellation) modulacja szerokości impulsów za pomocą przesunięcia fazowego sygnałów sterujących poszczególne gałęzie mostka,
QRC	– (ang. Resonant Switch Converter, Quasi-Resonant Converter) przekształtnik z łącznikami rezonansowymi,
quasi-ZCS	– (ang. Quasi Zero Current Switch, Quasi Zero Current Switching) łącznik wyłączający przy prawie zerowym prądzie, wyłączanie przy prądzie bliskim zeru,
RACL	– (ang. Resonant AC Link Converter, High Frequency Link Integral Half Cycle Converter) przekształtnik z rezonansowym obwodem pośredniczącym AC,
RDCL	– (ang. Resonant DC Link Converter) przekształtnik z rezonansowym obwodem pośredniczącym DC,
SL-SRI, SL-SRC, SLR	– (ang. Series Loaded Series Resonant Inverter/Converter) - szeregowy falownik rezonansowy z odbiornikiem dołączonym szeregowo do kondensatora obwodu rezonansowego (bezpośrednio lub przez prostownik z filtrem),
SL, PL	– (ang. Series Loaded, Parallel Loaded) obciążony szeregowo, równolegle,
SR, PR	– (ang. Series Resonant, Parallel Resonant) szeregowy, równoległy rezonansowy... (obwód, układ itp.),
VB-ZCS	– (ang. Voltage Bidirectional ZCS) łącznik ZCS blokujący napięcie dwukierunkowo (VB),
VB-ZVS	– (ang. Voltage Bidirectional ZVS) łącznik ZVS blokujący napięcie dwukierunkowo (VB),
VS, VSI	– (ang. Voltage Source, Voltage Source Inverter) źródło napięcia, falownik zasilany ze źródła napięcia,

- VS-SRI ,SRI – (ang. Voltage Source Series Resonant Inverter) szeregowy falownik rezonansowy zasilany ze źródła napięcia, z odbiornikiem w obwodzie prądu przemiennego,
- VS-SRC, SRC – (ang. Voltage Source Series Resonant Converter) szeregowy przekształtnik (falownik) rezonansowy zasilany ze źródła napięcia, z prostownikiem na wyjściu,
- ZCS – (ang. Zero Current Switch, Zero Current Switching) łącznik wyłączający przy zerowym prądzie, wyłączanie przy zerowym prądzie,
- ZC-QSW – (ang. Zero Current Quasi-Square Wave Resonant Converter) przekształtnik o prawie prostokątnej fali prądu z łącznikami ZCS,
- ZVS – (ang. Zero Voltage Switch, Zero Voltage Switching) łącznik załączający przy zerowym napięciu, załączanie przy zerowym napięciu,
- ZVS-CV – (ang. ZVS – Clamped Voltage,) przekształtnik z łącznikami ZVS i ograniczeniem napięcia łączników zwany również przekształtnikiem pseudorezonansowym,
- ZV-MRC, MRC – (ang. (Zero Voltage) Multiresonant Converter) przekształtnik wielorezonansowy,
- ZV-QSW – (ang. Zero Voltage Quasi-Square Wave Resonant Converter) przekształtnik o prawie prostokątnej fali napięcia z łącznikami ZVS.

## 1. WSTĘP

Od początku lat 80. ubiegłego wieku do chwili obecnej zauważyć można bardzo duże zainteresowanie układami przekształtnikowymi, wykorzystującymi zjawiska rezonansowe do poprawy efektywności przekształcania energii elektrycznej. Obwody rezonansowe przekształtników kształtują prąd lub napięcie sinusoidalne (przedziałami sinusoidalne) i wspomagają procesy przełączania łączników półprzewodnikowych, zmniejszając komutacyjne straty energii. Umożliwiają zastosowanie łączników miękko przełączających, wyłączających się przy zerowej lub względnie małej wartości prądu (ZCS, quasi-ZCS) lub załączających się przy zerowej wartości napięcia łącznika (ZVS). Zmniejszają także stromości prądów i napięć, redukując w ten sposób poziom generowanych zaburzeń radioelektrycznych. Dzięki redukcji komutacyjnych strat mocy umożliwiają wzrost częstotliwości przełączeń i zmniejszenie gabarytów elementów gromadzących energię elektryczną. Podwyższone częstotliwości przełączeń pozwalają też na poprawę jakości przekształcania energii i własności dynamicznych urządzeń.

Właściwości przekształtników rezonansowych zostały już dość szczegółowo opisane. Do klasyki zaliczyć można artykuły [3] (Bhat), [20] (Divan, Skibiński), [47] (Kang, Upadhyay), [62] (Maksimovic, Ćuk), [127] (Redl, Molnar, Sokal), [138] (Steigerwald), [150] (Vorperian, Ćuk). Pozycje książkowe, w których wiele uwagi poświęcono przekształtnikom rezonansowym, to m.in.: [14] (Citko), [16] (Citko, Tunia), [21] (Dmowski), [26] (Erickson), [63] (Matysik), [73] (Mohan), [124] (Nowak, Barlik), [126] (Rashid), [130] (Schröder), [134] (Skvarenina).

Prace badawcze dotyczące przekształtników rezonansowych prowadzone są także w kilku krajowych ośrodkach naukowych, w tym m.in. na Politechnikach: Warszawskiej, Białostockiej, Śląskiej, Radomskiej oraz w Instytucie Elektrotechniki w Międzyzlesiu.

Obwody rezonansowe występujące w przekształtnikach pozwalają sklasyfikować te układy energoelektroniczne jako przekształtniki [26, 73, 80, 157]: z obciążeniem rezonansowym, łącznikami rezonansowymi, rezonansowym obwodem pośredniczącym napięcia stałego oraz z rezonansowym obwodem pośredniczącym napięcia przemiennego.

W przekształtnikach z obciążeniem rezonansowym wielkością wyjściową jest oscylujące napięcie lub prąd obwodu rezonansowego. W układach tych obciążenie dołączone jest bezpośrednio do obwodu rezonansowego (ang. Load Resonant Inverters) albo za pośrednictwem prostownika z filtrem pojemnościowym lub indukcyjnym (ang. Load Resonant Converters). Podział przekształtników z obciążeniem rezonansowym przedstawiony został poniżej.

1. Szeregowe falowniki (przekształtniki) rezonansowe zasilane ze źródła napięcia [138] (ang. Voltage Source Series Resonant Inverters/Converters – VS-SRI, VS-SRC, SRI, SRC):
  - falowniki (przekształtniki) rezonansowe z szeregowym obciążeniem (ang. Series Loaded Series Resonant Inverters/Converters – SL-SRI, SL-SRC, SLR),
  - falowniki (przekształtniki) rezonansowe z równoległym obciążeniem (ang. Parallel Loaded Series Resonant Inverters/Converters – PL-SRI, PL-SRC, PLR),
  - falowniki (przekształtniki) hybrydowe (ang. Hybrid Loaded Series Resonant Inverters/Converters – HL-SRI, HL-SRC, HLR),
  - falowniki (przekształtniki) o prawie prostokątnym napięciu wyjściowym (ang. Square Wave Output Resonant Inverters/Converters) [3].

2. Równoległe falowniki (przekształtniki) rezonansowe zasilane ze źródła prądu (ang. Current Source Parallel Resonant Inverters/Converters – CS-PRI, CS-PRC, PRI, PRC) [47].
3. Przekształtniki klasy E oraz podklasy E (ang. Class E Inverters /Converters, Subclass E Inverters /Converters) [39, 46, 72, 127].

Przekształtniki z łącznikami rezonansowymi (ang. Resonant Switch Converters, Quasi-Resonant Converters – QRC) powstały w oparciu o układy o komutacji twardej, pracujące z modulacją szerokości impulsów [17, 26, 62, 126, 130, 141-143]. W jednym cyklu pracy przekształtnika wyróżnić można przedziały czasowe w których występują zjawiska rezonansowe oraz przedziały, w których te zjawiska nie zachodzą. Obwód rezonansowy wykorzystywany jest w tym przypadku do sprowadzenia napięcia lub prądu łącznika do wartości zerowej, co umożliwi jego pracę jako łącznika ZVS lub ZCS. Przekształtniki te dzieli się na:

- przekształtniki DC/DC z łącznikami rezonansowymi typu ZVS lub ZCS (ang. ZVS Converters, ZCS Converters),
- przekształtniki o prawie prostokątnej fali napięcia lub prądu: z łącznikami ZVS lub ZCS (ang. Zero Voltage Quasi-Square Wave Resonant Converters – ZV-QSW, Zero Current Quasi-Square Wave Resonant Converters – ZC-QSW),
- przekształtniki wielorezonansowe (ang. Zero Voltage Multiresonant Converters – ZV-MRC, MRC),
- przekształtniki z łącznikami ZVS i ograniczeniem napięcia łącznika (ang. Clamped Voltage – ZVS-CV), zwane również konwerterami pseudorezonansowymi.

Przekształtniki z rezonansowym obwodem pośredniczącym DC (ang. Resonant DC Link Converters – RDCL) [20] mogą być zasilane ze źródła napięcia lub ze źródła prądu. W klasycznym falowniku napięcie obwodu pośredniczącego ma stałą (dobrze odfiltrowaną) wartość  $U_d$ . Natomiast w przekształtniku rezonansowym napięcie to ma wartość chwilową  $u_d$ , oscylującą wokół wartości średniej  $U_d$ , dzięki elementom  $L_r$ ,  $C_r$ . Napięcie  $u_d$  przyjmuje wartość zero w pewnych przedziałach czasowych. W przedziałach zerowego napięcia  $u_d$  mogą następować przełączenia, co powoduje, że łączniki przekształtnika pracują jako łączniki ZVS.

Przekształtniki z rezonansowym obwodem pośredniczącym AC (ang. High Frequency Link Integral Half Cycle Converters, Resonant AC Link Converters – RACL) [20] zasilane są napięciem (lub prądem) przemiennym wysokiej częstotliwości. Na wejściu przekształtnika znajduje się szeregowy lub równoległy obwód rezonansowy. Łączniki dwukierunkowo blokujące napięcie i dwukierunkowo przewodzące prąd (odpowiednio typu ZCS lub ZVS) mogą przełączać tylko w chwilach, gdy prąd lub napięcie wejściowe osiąga wartość zerową. Przebieg prądu lub napięcia wyjściowego składa się z całkowitej liczby półfal prądu lub napięcia wejściowego.

**Szeregowe falowniki rezonansowe**, stanowiące jedną z klas przekształtników rezonansowych, z odbiornikiem w obwodzie prądu przemiennego (SRI) oraz w obwodzie prądu stałego (SRC), za prostownikiem z filtrem, są ciągle aktualnym przedmiotem badań. Układy te stosowane są w:

- zasilaczach DC/DC [3, 4, 6, 9, 21, 40, 49, 52-54, 56-58, 68, 123, 129, 135, 137, 140, 150], a także tych do bezkontaktowego transferu energii [24, 76, 147],
- układach nagrzewania indukcyjnego [10, 18, 19, 23, 27-29, 33, 37, 41, 45, 51, 55, 61, 69, 70, 122, 125, 144, 148, 149, 154, 155] stosowanych w przemyśle do na-



grzewania lub topienia metali oraz w gospodarstwach domowych jako kuchenki indukcyjne,

- przekształtnikach zasilających lampy wyładowcze i świetlówki kompaktowe [11, 12, 74, 75] oraz aparaty rentgenowskie [43],
- urządzeniach do powierzchniowej obróbki tworzyw [1, 8, 34-36, 59, 60, 128, 145],
- urządzeniach do ładowania kondensatorów wysokiego napięcia w generatorach wyładowań [136] oraz w tzw. wyrzutniach (działach) elektromagnetycznych [153],
- urządzeniach do generowania ultradźwięków [30, 31] i innych.

Analizując aktualny stan wiedzy z zakresu przekształtników rezonansowych, a w szczególności szeregowych falowników rezonansowych należy też dostrzec publikacje autora niniejszej rozprawy. Dotyczą one teorii i zastosowań falowników rezonansowych m.in. do: powierzchniowej obróbki tworzyw sztucznych za pomocą wyładowania niepełnego (snopiącego) [83-87, 90-92, 103-106, 109, 118, 119, 166], zasilania prądem stałym za pomocą przekształtników DC/DC z transformatorem o nieruchomej [6, 79, 109, 112, 117] lub ruchomej [107, 108, 109] części wtórnej, elektrostatycznego nanoszenia proszków oraz elektrostatycznego oddzielania tworzyw [101, 109].

Wymienione powyżej prace autora, wnoszące wkład w teorię i zastosowania falowników rezonansowych, dotyczą takich zagadnień szczegółowych, jak:

- analiza możliwości zastosowania różnego typu łączników miękko przełączających w zależności od topologii przekształtnika i wybranej zmiennej sterującej [88, 89, 95, 96],
- analiza i porównanie różnych metod sterowania szeregowym falownikiem rezonansowym ze względu na wartość komutowanego i szczytowego prądu tranzystorów oraz możliwość jednoczesnej pracy tranzystorów jako łączników ZVS i quasi-ZCS [95, 96, 102, 108, 110, 112, 117],
- określenie warunków, w których mogą być stosowane uproszczone metody analizy procesów w szeregowych falownikach napięcia, w tym celu porównano przebiegi i charakterystyki uzyskane dla różnych rodzajów wymuszeń i obciążeń dla:
  - klasycznej analizy stanów nieustalonych w przedziałach czasowych, w których topologia układu nie zmienia się (analiza stanów nieustalonych z wykorzystaniem metody sekwencyjnej kolejnych stanów – analiza MSKS [139]),
  - analizy stanu ustalonego dla podstawowej harmonicznej (nazywanej dalej analizą AC),
  - symulacji [93, 94, 97-99],
- badanie i opracowanie metod i układów sterowania falowników rezonansowych [83, 84, 86, 87, 91, 92, 103-106],
- analiza możliwości zmniejszenia ustępliwości charakterystyk wyjściowych (prądowo-napięciowych) szeregowych falowników rezonansowych [100, 102, 114, 116, 118],
- dualizm w przekształtnikach rezonansowych [113],
- wykorzystanie zjawisk rezonansowych i miękkiego przełączania jako sposobu zmniejszenia oddziaływania przekształtników na sieć zasilającą [77, 78, 82, 112],
- możliwości tworzenia nowych struktur przekształtników rezonansowych (z łącznikami miękko przełączającymi) dzięki wprowadzeniu elementów rezonansowych w różne miejsca struktury przekształtnika z łącznikami twardo przełączającymi [113, 115],

- analiza, modelowanie i symulacja zjawisk w szeregowych falownikach rezonansowych z obciążeniem w postaci elektrod (komory wyładowczej), między którymi występują wyładowania niezupełne [83-87, 90, 91, 103].

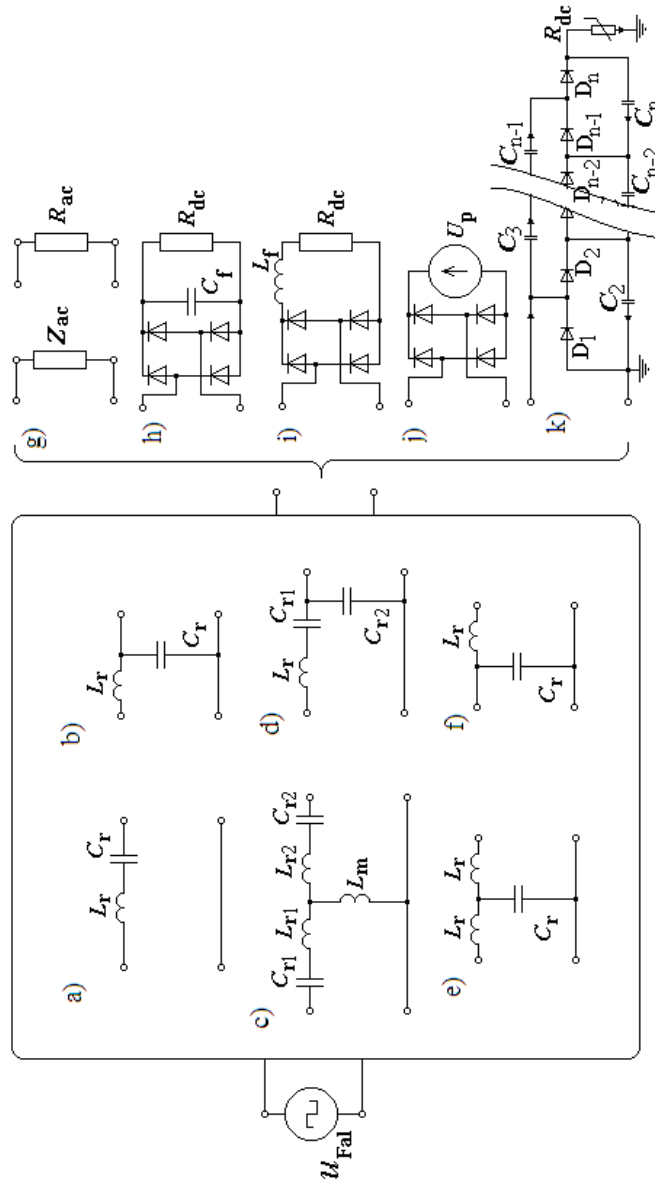
## 1.1. Przedmiot rozprawy

Niniejszą rozprawę poświęcono analizie, projektowaniu obwodów głównych i sterujących oraz zastosowaniu szerokiej grupy przekształtników z tzw. obciążeniem rezonansowym (o schematach przedstawionych na rysunku 1.1), które umożliwią pracę łączników w pełni sterowanych z komutacją miękką (ZVS, ZCS, a w szczególności ZVS i jednocześnie quasi-ZCS).

Analizowane będą układy z obwodami rezonansowymi przedstawionymi na rysunku 1.1a–f lub z kaskadowym połączeniem tych obwodów. Odbiornik (rys. 1.1g–k) może być włączony szeregowo lub równoległe do kondensatora obwodu rezonansowego. Może on być liniowy (rys. 1.1g) lub nieliniowy (rys. 1.1h–k). Nie wszystkie kombinacje przedstawionych obwodów rezonansowych i odbiorników są dopuszczalne. Zabronione jest np. dołączenie struktury z rysunku 1.1f bezpośrednio do wyjścia falownika lub szeregowo połączenie odbiornika o schemacie z rysunku 1.1i z kondensatorem obwodu rezonansowego.

Falowniki oznaczone na rysunku 1.1 symbolem źródła o prostokątnym kształcie fali napięcia ( $u_{Fal}$ ) są strukturami mostkowymi lub półmostkowymi, w których zastosowane mogą być 4 podstawowe typy łączników miętko przełączających: o sterowanym załączaniu – wyłączające się przy zerowym prądzie (ZCS), i o sterowanym wyłączaniu – załączające się przy zerowym napięciu (ZVS), przewodzące prąd dwukierunkowo (ang. Current Bi-directional – CB) lub dwukierunkowo blokujące napięcie (ang. Voltage Bi-directional – VB). Łącznik wyłączający się przy względnie małej (lecz nie zerowej) wartości prądu nazwano łącznikiem quasi-ZCS.

Układy przedstawione na rysunku 1.1 znajdują (lub mogą znaleźć) wiele zastosowań. Układy z odbiornikiem włączonym w obwód prądu przemiennego mogą być stosowane do nagrzewania indukcyjnego (np. rys. 1.1, struktury a+g, c+g). Przekształtniki DC/DC wyposażone są w prostownik wyjściowy lub powielacz (rys. 1.1h–k). Układy ze schematem zastępczym, jak na rysunku 1.1j, służą do powierzchniowej obróbki tworzyw sztucznych wykorzystując wyładowania niezupełne. Topologia przedstawiona na rysunku 1.1j może być wykorzystana także w urządzeniach do ładowania akumulatorów. Falowniki napięcia z transformatorem wysokiego napięcia i powielaczem (rys. 1.1k) mogą być generatorami wysokiego napięcia stałego, które stosowane są np. w urządzeniach do elektrostatycznego nanoszenia proszków lub elektrostatycznego rozdzielania substancji. Układy z pośrednim obwodem w postaci czwórnika  $LC$ ,  $CL$ ,  $LCL$  lub połączonych kaskadowo takich czwórników (rys. 1.1b, e, f) są źródłami napięcia lub prądu o stałej wartości skutecznej, w których kształtowana jest sinusoidalna fala wyjściowego prądu lub napięcia. Indukcyjności rozproszenia transformatora mogą być wykorzystane do tworzenia szeregowych obwodów rezonansowych. Na rysunku 1.1c przedstawiono obwód, w którym oprócz indukcyjności rozproszenia uwzględniono i wykorzystano także indukcyjność główną  $L_m$ .



Rys. 1.1. Tranzystorowe fálowniki napięcia z szeregowymi obwodami rezonansowymi: a)–f) schematy analizowanych obwodów rezonansowych, g)–k) schematy różnych wariantów odbiorników; a), b), d) struktury umożliwiające połączenie odbiornika szeregowo, równoległe lub szeregowo-równoległe z kondensatorem  $C_r$ , c) transformator jako część obwodu rezonansowego, b), e), f) czwórniki wykorzystywane do stabilizacji wartości napięcia lub prądu odbiornika, g) odbiornik liniowy, h), i) odbiornik w postaci prostownika z filtrem pojemnościowym lub indukcyjnym, j) odbiornik w postaci prostownika z baterią akumulatorów lub zespół elektrod podczas wyładowania niezupełnego, k) powielacz napięcia

## 1.2 Cel i zakres pracy

Celem pracy jest przeprowadzenie analizy, wyznaczenie zależności syntezujących (projektowych) oraz opracowanie nowych rozwiązań technicznych wybranej klasy falowników (wraz z obwodami wyjściowymi), w których wykorzystano zjawiska rezonansu szeregowego do: zwiększenia sprawności energetycznej, zmniejszenia ustępliwości charakterystyk wyjściowych prądowo-napięciowych, zmniejszenia gabarytów i masy, zmniejszenia negatywnego oddziaływania na sieć zasilającą i środowisko elektromagnetyczne oraz do poprawy jakości procesu technologicznego, realizowanego za pomocą tych falowników.

Do istotnych zagadnień wymagających, zdaniem autora, pogłębienia analizy oraz poszerzenia i uzupełnienia wiedzy dotyczącej przekształtników rezonansowych należą:

- a) przeprowadzenie analizy możliwości zastosowania poszczególnych typów łączników miękko przełączających w tranzystorowych falownikach napięcia z szeregowymi obwodami rezonansowymi,
- b) przeprowadzenie analizy porównawczej wybranych charakterystyk i przebiegów wartości chwilowych prądów i napięć w falownikach z szeregowymi obwodami rezonansowymi na wyjściu, uzyskanych przy zastosowaniu symulacji komputerowej oraz różnych metod analitycznych, określenie warunków, w których mogą być zastosowane uproszczenia oraz błędów spowodowanych tymi uproszczeniami (rozdz. 2, 3),
- c) porównanie częstotliwości charakterystycznych i wyznaczenie relacji między tymi częstotliwościami dla poszczególnych analizowanych struktur (rozdz. 2 i 3),
- d) opracowanie metod ograniczenia ustępliwości charakterystyk wyjściowych, prądowo-napięciowych, dla szeregowych falowników rezonansowych (rozdz. 4),
- e) opracowanie metod minimalizacji prądu łączników szeregowych falowników rezonansowych (rozdz. 4),
- f) opracowanie metod sterowania szeregowych falowników rezonansowych spełniających kryteria miękkiego przełączania, a w szczególności jednoczesnego przełączania ZVS i quasi-ZCS, przeprowadzenie analizy porównawczej przebiegów prądów i napięć łączników oraz wybranych charakterystyk falowników (struktury z rys. 1.1 a, b + g, h, i), uzyskanych przy różnych sposobach sterowania (rozdz. 6),
- g) określenie właściwości szeregowych falowników rezonansowych o obciążeniu nieliniowym w postaci obwodu wyładowania snopiącego (rozdz. 5).

Znaczne partie materiału zawarte w niniejszej rozprawie zostały opracowane przy wykorzystaniu wcześniejszych prac autora. Podane zagadnienia zostały wytypowane na podstawie szczegółowej analizy aktualnego stanu wiedzy. Poniżej podano uzasadnienia podjęcia prac lub zamieszczenia w niniejszej monografii rozwiązań opracowanych wcześniej przez autora. Odniesienie do poszczególnych problemów przedstawiono w punktach od a) do g).

### Ad. a

W stosunkowo obszernej literaturze przedmiotu istnieje luka dotycząca analizy możliwości zastosowania każdego spośród czterech typów łączników miękko przełączających (CB-ZVS, VB-ZVS, CB-ZCS, VB-ZCS, rys. 1.2 w podrozdz. 1.3) w przekształtnikach rezonansowych. Zazwyczaj ograniczano się do analizy układów z jednym lub

maksymalnie dwoma rodzajami łączników. W pracach [88, 89] autor dokonał analizy możliwości zastosowania każdego spośród 4 typów łączników dla wszystkich sklasyfikowanych wcześniej przekształtników rezonansowych (nie tylko szeregowych falowników rezonansowych), co stanowiło o oryginalności rozważań. W podrozdziale 1.3 niniejszej rozprawy przedstawione zostały w sposób syntetyczny wyniki tej analizy dotyczące jedynie szeregowych falowników rezonansowych. Natomiast w załączniku 2 przedstawiono przebiegi prądów i napięć w tych przekształtnikach uzyskane w wyniku symulacji (przy różnych częstotliwościach przełączeń  $f_s$ ), na podstawie których dokonano oceny możliwości zastosowania poszczególnych typów łączników oraz znaleziono przekształtniki dualne.

Wykazano, że praca falowników z szeregowym obwodem rezonansowym i z określonym typem łącznika nie jest możliwa w pewnych zakresach zmiennej sterującej  $f_s$  z uwagi na niebezpieczeństwo uszkodzenia elementów półprzewodnikowych, związane z silnymi przepięciami. Przepięcia te wynikają z działania łączników typu VB, przerywających przepływ prądu w obwodzie z cewką (zał. 2).

Na podstawie wybranych wniosków z artykułów [88, 89], przedstawionych w podrozdziale 1.3, zrezygnowano z łączników VB-ZVS i VB-ZCS przy badaniach falowników z szeregowymi obwodami rezonansowymi. Dalszą analizę prowadzono dla falowników z łącznikami CB-ZVS lub CB-ZCS dla następujących zmiennych sterujących: częstotliwości przełączania łączników  $f_s$ , przesunięcia fazowego  $\varphi_{st}$  między sygnałami sterowania poszczególnych grup łączników oraz dla współczynnika wypełnienia  $D$  (rozd. 2, 3 i podrozdz. 6.3).

#### Ad. b

W wielu opracowaniach naukowych wykorzystana jest uproszczona metoda analizy (analiza AC), uwzględniająca jedynie pierwsze harmoniczne prądów i napięć w falownikach rezonansowych. Zakłada się przy tej analizie, że częstotliwość przełączeń powinna być zbliżona do częstotliwości rezonansowej. Metoda ta w określonych warunkach (np. mała dobroć obwodu rezonansowego, impulsowy, przerywany prąd obciążenia, częstotliwość przełączeń znacznie różniąca się od rezonansowej) powoduje powstanie istotnych błędów dyskwalifikujących tę metodę. W szczególności błędy te dotyczą:

- współczynnika transformacji (będącego ilorzem napięcia wyjściowego do wejściowego) oraz względnej mocy wyjściowej, szczególnie w warunkach, w których występuje impulsowy prąd obciążenia,
- wartości zastępczej rezystancji  $R_{ac}$ , utworzonej z prostownika z filtrem i rezystora  $R_{dc}$  w obwodzie prądu stałego (iloraz  $R_{ac}/R_{dc}$  przyjmowany jest w literaturze jako stały, równy  $8/\pi^2$  w przypadku filtra pojemnościowego lub  $\pi^2/8$  dla filtra indukcyjnego) [14, 26, 58, 76, 94, 157],
- częstotliwości będącej granicą między zachowaniem warunków do przełączania ZCS a ZVS, która w literaturze przyjmowana jest jako częstotliwość rezonansowa, stała dla obciążenia włączonego szeregowo lub zmienna (będąca funkcją wartości obciążenia [14, 16, 157]) dla obciążenia włączonego równoległe z kondensatorem obwodu rezonansowego.

W niniejszej pracy dokonano szczegółowej analizy porównawczej wyników uzyskanych przy zastosowaniu metody analizy zjawisk w stanie ustalonym dla pierwszej

harmonicznej z wynikami symulacji komputerowej (rozdz. 2 i 3). Do wyjaśnienia zjawisk oraz określenia charakterystycznych właściwości wykorzystano także metodę analizy stanów nieustalonych, zachodzących w kolejnych przedziałach czasowych, w których topologia układu nie zmienia się (analiza MSKS). Rozważano struktury a+g, a+h, b+g, b+i z rysunku 1.1 zasilane z falownika napięcia. W celu porównania przedstawione zostały także przebiegi i charakterystyki obwodu *RLC* pobudzanego napięciem sinusoidalnym (rys. 1.1 struktury a+g, b+g).

Podstawy analizy szeregowych falowników rezonansowych przedstawione zostały w artykule [150] (Vorperian, Čuk). W pracy tej zwrócono uwagę na fakt, że w pewnych granicach zmian częstotliwości przełączeń i obciążeń (w postaci prostowników z filtrem pojemnościowym z odbiornikiem rezystancyjnym) prąd obwodu rezonansowego ma charakter impulsowy, a wyprostowane napięcie pozostaje stałe. Dla tych warunków pojawiają się znaczne rozbieżności między charakterystykami zewnętrznymi  $U_o(I_o)$  i  $U_o(f_s)$ , wyznaczonymi różnymi metodami. W publikacjach [26, 157] (Erickson) porównano co prawda charakterystyki wyjściowe struktur z odbiornikiem połączonym szeregowo z kondensatorem, jak na rysunku 1.1: struktur a+h zasilanych z falownika ze strukturami a+g zasilanymi ze źródła o sinusoidalnej fali napięcia. Brak jest jednak porównania z charakterystykami układu o strukturach a+g i zasilaniu z falownika napięcia. Porównanie to jest istotne, zdaniem autora, ze względu na błędy spowodowane sprowadzeniem wartości rezystancji  $R_{dc}$  do wartości  $R_{ac}$  oraz ze względu na różne częstotliwości synchronizacji fali napięcia i prądu wyjściowego falownika (granica ZCS – ZVS). W literaturze autor nie spotkał też porównania charakterystyk wyjściowych dla struktur b+g (z odbiornikiem włączonym równolegle do kondensatora obwodu rezonansowego) dla zasilania napięciem prostokątnym oraz sinusoidalnym.

Stąd też, zdaniem autora, porównanie charakterystyk oraz wybranych wskaźników przekształcania energii (jak np. współczynników transformacji, ilorazów  $R_{ac}/R_{dc}$ ) należy uznać za celowe. Materiał przedstawiony w rozdziale 2 i 3 powstał przy wykorzystaniu wcześniejszych prac autora [93, 94, 97, 98, 99].

#### Ad. c

W rozprawie przyjęto następujące określenia odnoszące się do częstotliwości charakterystycznych:

- $f_0$  – częstotliwość rezonansowa nietłumionego dwójnika  $L_r C_r$ ,
- $f_r$  – częstotliwość rezonansowa obwodu  $R_{ac} L_r C_r$ ,
- $f_{wl}$  – częstotliwość drgań własnych obwodu  $R_{ac} L_r C_r$ ,
- $f_{syn}$  – częstotliwość synchronizacji prądu i napięcia pobudzającego obwód rezonansowy (prądu i napięcia wyjściowego falownika), będąca jednocześnie granicą między możliwością pracy tranzystorów jako łączników ZCS a ZVS,
- $f_s$  – częstotliwość przełączeń tranzystorów (częstotliwość napięcia pobudzającego obwód rezonansowy),
- $f_{Pmax}$  – częstotliwość, przy której do obciążenia przekazywana jest energia przy maksymalnej mocy,
- $f_{gr}$  – częstotliwość określająca granicę między ciągłym a nieciągłym prądem obwodu rezonansowego.

Wielu autorów upraszczając swoje rozważania przyjmuje, że synchronizacja napięcia wyjściowego falownika z prądem zasilającym obwód rezonansowy (granica ZCS – ZVS) występuje przy częstotliwości rezonansowej  $f_r$ . Założenie to jednak nie zawsze jest dopuszczalne i może prowadzić do daleko idących błędów w określeniu warunków pracy elementów półprzewodnikowych.

Podobne założenia czynione są podczas analizy pracy falownika z maksymalną mocą. W przypadku synchronizacji diody zwrotne łączników nie przewodzą i nie występują stany, w których energia zwracana jest do źródła. Jednak, co zostało wykazane w rozdziałach 2 i 3, synchronizacja napięcia falownika z prądem obwodu rezonansowego nie oznacza pracy z maksymalną mocą. Zjawiska te są szczególnie widoczne dla małych (od ułamka do kilku) wartości dobroci obwodu rezonansowego. W związku z powyższym, autor uważa za celowe poszerzenie wiedzy dotyczącej częstotliwości charakterystycznych dla różnych struktur szeregowych falowników rezonansowych. Rozważania przedstawione w rozprawie powstały na bazie wcześniejszych prac autora [97-99].

#### Ad. d–e

W rozdziale 4 przedstawiono oryginalne rozwiązania topologiczne oraz sposoby sterowania falownikiem. Umożliwiają one taką pracę falownika wraz z pośredniczącym obwodem AC, składającym się z czwórników  $LC$ ,  $LCL$ ,  $CL$  (rys. 1.1 struktury b, e, f) lub kaskadowego połączenia tych czwórników, że układ ma mało ustepliwe (sztywne) charakterystyki wyjściowe, prądowo-napięciowe, napięcie i/lub prąd obciążenia ma kształt sinusoidalny, a tranzystory falownika przełączają się w optymalnych warunkach ZVS i quasi-ZCS. Jednocześnie właściwy dobór struktury i parametrów obwodu pośredniczącego AC zapewnia minimalną wartość skuteczną prądu tranzystorów dla danego obciążenia. W rozprawie przedstawiono najważniejsze wyniki dotyczące tych zagadnień, opublikowanych wcześniej przez autora w pracach [100, 102, 114, 116, 118].

Metoda zmniejszenia ustepliwości charakterystyki wyjściowej (pół)mostkowego przekształtnika DC/DC, umożliwiająca jednoczesną pracę tranzystorów jako łączników ZVS i quasi-ZCS została zaprezentowana przez autora w opracowaniu wewnętrznym dla Institut für Stromrichtertechnik und Elektrische Antriebe RWTH Aachen [164] i publikacjach [79, 107, 112, 117]. Metoda ta polega na wprowadzeniu dodatkowych elementów rezonansowych (rys. 1.1 c+h) w strukturę mostka tak, aby indukcyjności rozproszenia transformatora pełniły funkcję indukcyjności szeregowego obwodu rezonansowego, a indukcyjność główna mogła wspomagać procesy komutacyjne. W podrozdziale 7.1 przedstawiony został szczegółowy opis matematyczny oraz wyniki badań układów eksperymentalnych.

#### Ad. f

Przełączanie tranzystorów z częstotliwością, przy której następuje synchronizacja fali prądu i napięcia wyjściowego falownika (tzw. krytyczne ZCS), często wymieniane jest w literaturze jako optymalne ze względu na minimalizację komutacyjnych strat mocy. W rzeczywistych układach odstęp czasowy między załączaniem a wyłączeniem tranzystorów (nazywany „czasem martwym”) uniemożliwia występowanie komutacji miękkiej zarówno ZCS, jak i ZVS. W pobliżu chwil odpowiadających zerowym wartościom prądu obciążenia następuje wielokrotna komutacja między elementami półprzewodnikowymi (np. tranzystor – dioda, dioda – dioda, dioda – tranzystor). Takie warunki

pracy łączników przekształtnika należy uznać za niekorzystne, gdyż zwiększają komutacyjne straty mocy. Autorzy większości publikacji godzą się z taką sytuacją, nie analizując popełnianych błędów przy określeniu efektywności przekształcania energii [45, 50].

Rozwiązanie przedstawione w publikacji [65] może być zastosowane do zapobiegania niekorzystnej, wielokrotnej komutacji. Jednak w pracy tej (w badaniach symulacyjnych) założono zerowy „czas martwy” i nie analizowano procesów komutacyjnych, tylko działanie i budowę układu sterowania, zapewniającego utrzymywanie stałego przesunięcia fazowego między prądem a napięciem wyjściowym falownika przy tzw. sterowaniu integracyjnym. Ponadto, w przypadku gdy elementem obwodu rezonansowego jest transformator, ten sposób sterowania może doprowadzić do nasycenia obwodu magnetycznego. Wówczas powinna być jednak zastosowana metoda sterowania przedstawiona przez autora niniejszej rozprawy w artykule [91], na którą powoływano się w pracy [65].

W publikacji [66] dokonano analizy wpływu wartości i położenia czasu martwego na proces komutacji, ograniczając się jednak do przypadków, w których załączenie i wyłączenie tranzystorów odbywa się nie później niż w chwili „przejścia przez zero” fali prądu wyjściowego falownika. Zaproponowano taką metodę sterowania, bazującą na pomiarze amplitudy prądu oraz częstotliwości obwodu rezonansowego, że tranzystory zostają załączone przy zerowym napięciu (ZVS) i wyłączone przy minimalnej wartości prądu (quasi-ZCS). Takie przełączanie jest możliwe, gdy: moc nie jest regulowana; moc jest regulowana przez zmianę napięcia zasilania (PAM) lub modulację PDM (wraz z jej odmianami nazwanymi sterowaniem integracyjnym [63, 65]). Ponadto musi być spełniony dodatkowy warunek: amplituda prądu obwodu rezonansowego musi być większa od pewnej minimalnej wartości, co wyklucza pracę układu w stanie jałowym. W pracy [66] nie podano także sposobu analitycznego wyznaczenia tego prądu.

W związku z powyższym, autor niniejszej rozprawy przeprowadził analizę możliwości tzw. „pracy optymalnej tranzystorów” w stanie jałowym oraz przy regulacji mocy różnymi metodami, analitycznie wyznaczył warunki dla tej pracy (wyznaczenie amplitudy prądu obwodu rezonansowego) dla kilku struktur obwodu silnoprądowego oraz zbadał wpływ wartości czasu martwego i jego występowania (w stosunku do fali prądu) na proces komutacji (rozdz. 6).

W artykułach [121, 122] (Nagai S. i inni) pokazane zostały przebiegi, dla których dwa tranzystory pracują jako łączniki ZVS, a pozostałe dwa jako łączniki ZVS i quasi-ZCS (przy modulacji PS-PWM i jednocześnie LA-PFM). Nie uwzględniono natomiast wpływu czasów martwych na pracę tych łączników i nie wyznaczono czasów wyprzedzenia wyłączenia tranzystorów w stosunku do chwil odpowiadających zerowym wartościom prądu wyjściowego falownika. Celowa, zdaniem autora, jest więc bardziej szczegółowa analiza zjawisk komutacyjnych przy tej modulacji, uwzględniająca czasy martwe.

Analizując obecny stan wiedzy autor wybrał następujące układy i metody sterowania, które poddał bardziej szczegółowej analizie pod kątem możliwości zapewnienia równoczesnej pracy tranzystorów jako łączników ZVS i quasi-ZCS: układy z obciążeniem bezpośrednim, układy z prostownikami wyjściowymi, układy z transformatorami; praca falownika bez modulacji, z modulacją PAM lub PDM albo z jednoczesną modulacją PS-PWM i LA-PFM. W kilku rozdziałach niniejszej rozprawy wiele uwagi poświęcono możliwości równoczesnej pracy tranzystorów jako łączników ZVS i quasi-ZCS. Natomiast w rozdziale 6 zawarto matematyczne zależności definiujące warunki, jakie muszą być



spełnione w celu zapewnienia takiej pracy tranzystorów. Wcześniejsze wyniki badań autora dotyczące tych zagadnień zawarte są m.in. w publikacjach [110, 111].

#### Ad. g

Układy o schemacie zastępczym z rysunku 1.1 d+j, gdzie odbiornikiem jest ogranicznik napięcia (na schemacie zastępczym reprezentowany przez prostownik i źródło napięcia), mogą pełnić funkcję np. ładowarek akumulatorów lub układów do powierzchniowej obróbki tworzyw sztucznych metodą wyładowań niezupełnych. Podstawowa różnica między tymi dwoma zastosowaniami wynika z innych przekładni transformatora, reprezentowanego na rysunku 1.1d jedynie przez indukcyjności rozproszeń o łącznej wartości  $L_r$ . Głębsze rozważania poświęcone będą układom do powierzchniowej obróbki tworzyw – tzw. aktywatorom tworzyw (rozdz. 5 i podrozdz. 7.2).

Opis procesów zachodzących w układzie, przy zasilaniu napięciem sinusoidalnym, bez uwzględnienia indukcyjności  $L_r$ , a więc bez udziału zjawisk rezonansowych zawarł Rosenthal w publikacji [128]. Natomiast zasilanie urządzenia wyładowczego (aktywatora) poprzez falownik i transformator wymagało rozwiązania nowych problemów oraz nowego opisu matematycznego. W roku 1989 Akagi i inni [1] przedstawił ideę obwodu mocy i układu sterowania falownika aktywatora. W schemacie zastępczym wyróżniono elementy obwodu rezonansowego, pokazano oscylogramy typowe dla falownika z wyjściowym obwodem rezonansowym, lecz nie przedstawiono charakterystyk układu i nie zawarto opisu matematycznego. Regulacja mocy układu odbywała się w przedstawionym układzie za pomocą zmiany napięcia zasilającego (PAM).

W latach 1997, 1998 i 1999 Fujita, Ogasawara i Akagi opublikowali trzy prace [34-36] o praktycznie identycznej treści, w których oprócz omówienia podręcznikowych, ogólnie znanych podstaw działania szeregowego falownika rezonansowego zaprezentowali uproszczony schemat blokowy układu sterowania tego falownika, wykorzystujący modulację PDM. Zamieścili też oscylogramy prądu wyjściowego falownika oraz przykładowe charakterystyki eksperymentalne (napięcie na elektrodach i średnia częstotliwość przełączeń w funkcji mocy na wejściu falownika), uzyskane w bliżej niesprecyzowanych warunkach. W artykułach tych brak było jakiegokolwiek opisu matematycznego zjawisk, a kształt jednej z charakterystyk (maksymalne napięcie na elektrodach w funkcji mocy przy modulacji PDM) był nieprawidłowy. W 2005 r. Liu Y. oraz He X. [59, 60] opisali metodę sterowania falownika aktywatora, polegającą na połączeniu dwóch rodzajów modulacji: PDM i PFM. Autorzy przedstawili schemat blokowy układu sterowania, przebiegi prądu i napięcia wyjściowego falownika oraz wybrane charakterystyki (regulacyjną oraz maksymalnego napięcia wyjściowego w funkcji mocy) dla tego sposobu sterowania. W 2008 r. Burany, Huber i Pejović w pracy [8] podjęli próbę opisu matematycznego zjawisk w układzie szeregowego falownika rezonansowego zastosowanego do powierzchniowej obróbki tworzyw. Autorzy ci popełnili jednak zasadniczy błąd – zastąpili nieliniowe obciążenie (jakim jest zespół elektrod wyładowczych o schemacie zastępczym jak z rysunku 1.1j) liniową rezystancją. Ponadto nie określili, w jaki sposób ma być ta zastępcza rezystancja obliczana. W tym przypadku nie mogą być stosowane znane zależności [152], sprowadzające rezystancję za prostownikiem na stronę prądu przemiennego, gdyż odbiornikiem jest źródło (o stałej w przybliżeniu wartości napięcia), a nie rezystor. Autorzy ci nie porównali też wartości

wyników uzyskanych analitycznie z wynikami uzyskanymi eksperymentalnie, lecz jedynie kształty przebiegów.

Autor niniejszej rozprawy poświęcił wiele swoich opracowań układom do powierzchniowej obróbki tworzyw sztucznych za pomocą wyładowań niepełnych. Czas, w którym wydawane były jego publikacje, świadczy również o nowatorstwie proponowanych rozwiązań. W 1993 r. autor przedstawił [119] obwód silnoprądowy oraz oryginalny schemat blokowy układu sterowania falownika rezonansowego zastosowanego w aktywatorze, który opracował i wykonał w ramach projektu badawczego dla Instytutu Przetwórstwa Tworzyw Sztucznych „Metalchem” w Toruniu. Regulacja mocy tego falownika odbywała się za pomocą modulacji PWM.

Problemy z generowanymi zaburzeniami radioelektrycznymi, stratami mocy spowodowanymi twardym przełączaniem tranzystorów oraz z zabezpieczeniem przed przejściem wyładowania niepełnego w łukowe były inspiracją do podjęcia dalszych prac badawczych. W 1999 r., w publikacji [118], autor przedstawił sposoby kształtowania charakterystyk wyjściowych falownika rezonansowego pracującego w układzie aktywatora folii. Jedną z zaproponowanych metod, stabilizująca prąd obciążenia (podrozdz. 4.1), gwarantująca jednocześnie miękkie przełączanie tranzystorów (ZVS) była dla tego zastosowania bardzo korzystna. Wpłynęła ona zasadniczo na zmniejszenie strat komutacyjnych i zapewniła, że przeskoki nie przekształcały się w wyładowania łukowe. W artykule tym przedstawiono opis matematyczny, na podstawie którego można było dobrać taką częstotliwość przełączeń tranzystorów i taki obwód rezonansowy ( $LC$ ,  $CL$ ,  $LCL$  lub kaskadowe połączenie tych obwodów), znajdujący się między falownikiem a odbiornikiem, aby charakterystyki wyjściowe układu były mało ustępliwe. Opis matematyczny nie uwzględniał jednak nieliniowości obciążenia. W pracy tej przedstawiono przebiegi prądów i napięć, będące wynikami badań symulacyjnych oraz eksperymentalnych, co potwierdziło małą ustępliwość charakterystyk i miękkie przełączanie tranzystorów. Kształty przebiegów uzyskanych eksperymentalnie i symulacyjnych były zbliżone. Nie porównano jednak przebiegów pod względem ilościowym.

Porównanie przebiegów uzyskanych symulacyjnie i eksperymentalnie zarówno pod względem kształtu, jak i ilościowym autor zamieścił w 2000 r. w publikacji [83]. W pracy tej uwzględniony został nieliniowy model wyładowania snopiącego, przedstawionego w [128], przy czym w odróżnieniu od [128] wymuszeniem była prostokątna fala napięcia. Ponadto w rozważaniach uwzględniono obwód wielorezonansowy utworzony z indukcyjności rozproszenia transformatora i pojemności elektrod. W szczególności porównane zostały charakterystyki (uzyskane symulacyjnie i eksperymentalnie) przedstawiające moc, wartość skuteczną napięcia i prądu elektrod oraz częstotliwości synchronizacji fali prądu i napięcia wyjściowego falownika w funkcji napięcia zasilającego falownik.

W latach 2000-2002 autor był głównym wykonawcą projektu celowego KBN nr 8T10142 2000 C/4915 „Typoszereg tranzystorowych generatorów wraz z transformatorami WN” do aktywacji folii polietylenowej dla IPTS „Metalchem” w Toruniu. Zakres pracy obejmował wybór koncepcji rozwiązania konstrukcyjnego, opracowanie dokumentacji konstrukcyjnej typoszeregu generatorów [84] oraz próby i badania układu prototypowego [85]. W ramach prac badawczych przeprowadzono analizę oraz badania oryginalnych, zaprojektowanych układów sterowania aktywatorem, wykorzystujących modulację: PWM, PAM, PFM, LA-PFM, PDM (rozdz. 5). Jako wykonania przemysłowe opracowane zostały układy o mocach do 10 kW z wejściowym, trójfazowym pro-

stawnikiem diodowym, przerywaczem tranzystorowym, falownikiem napięcia i transformatorem. Wybrano niezależne sterowanie przerywaczem (PWM) i falownikiem (PAM i LA-PFM). Sterowanie falownikiem zapewniało minimalizację strat komutacyjnych (przełączanie ZVS i jednocześnie quasi-ZCS, rozdz. 6). Zaprojektowano i zbudowano także układ eksperymentalny, wykorzystujący modulację PDM. Wybrane wyniki badań prowadzonych w ramach ww. projektu opublikowane zostały w latach 2001-2002 w pracach [86] i [87].

W 2005 r. autor opublikował prace [90-92], w których przedstawił szczegółową analizę i opis matematyczny układu, z uwzględnieniem prostokątnego napięcia wymuszającego, nieliniowego modelu komory wyładowczej i zjawisk rezonansowych. Opis matematyczny umożliwił określenie takich charakterystycznych wielkości jak graniczne częstotliwości pracy, między którymi może nastąpić synchronizacja napięcia i prądu wyjściowego falownika a także zakres częstotliwości, w którym pojawia się wyładowanie snopiące. Wyniki symulacji komputerowej przeprowadzonej dla wartości parametrów jak w modelu rzeczywistym, porównano z wynikami uzyskanymi eksperymentalnie i analitycznie, co pozwoliło stwierdzić, że zarówno modele przyjęte do symulacji, jak i matematyczne zależności opisujące układ są poprawne. Na podstawie symulacji wyznaczono rodziny charakterystyk mocy, prądów i napięć w układzie w funkcji napięcia zasilającego falownik oraz częstotliwości pracy falownika. Oprócz charakterystyk porównano także przebiegi wartości chwilowych napięć, prądów i ładunków uzyskanych eksperymentalnie i symulacyjnie. Stwierdzono duże podobieństwo charakterystyk i przebiegów. Materiał zawarty w publikacjach [90-92] jest, zdaniem autora, oryginalny i stanowił istotny wkład w uzupełnienie teorii i rozwój tej dziedziny zastosowań falowników rezonansowych.

Możliwość jednoczesnego sterowania falownikiem rezonansowym metodą PDM i LA-PFM do celów aktywacji tworzyw zasygnalizowana została przez autora w 2005 r. w pracy [91]. Opracowany przez autora prototyp falownika z takim sterowaniem przeszedł pomyślnie testy eksploatacyjne pracując niezawodnie w warunkach przemysłowych. W tym samym czasie Liu Y. oraz He X. [59, 60] opisali podobną metodę sterowania. W odpowiedzi na te publikacje autor zgłosił zastrzeżenie patentowe [106] dotyczące jednoczesnego sterowania falownika oryginalną metodą PDM i LA-PFM, inną niż podaną przez Liu i He. W 2008 r. w publikacjach [103-105] autor przedstawił nowy, zastrzeżony wcześniej sposób sterowania. Obecnie produkowane przez Instytut Inżynierii Materiałów Polimerowych i Barwników (wcześniej IPTS) „Metalchem” aktywatory tworzyw wyposażone są w falowniki rezonansowe sterowane zgodnie z zastrzeżoną przez autora metodą PDM i LA-PFM.

W 2009 r. Tsai M. i Chu C. opublikowali artykuł [145], dokonując przeglądu metod sterowania falownikami rezonansowymi do urządzeń wytwarzających plazmę, w którym powołali się na pracę [103] autora niniejszej rozprawy.

Przytoczone fakty upoważniają do stwierdzenia, że prace autora wniosły znaczny wkład do teorii i zastosowania falowników rezonansowych przeznaczonych do powierzchniowej obróbki tworzyw. Wybrane zagadnienia dotyczące tej dziedziny przedstawione są w rozdziale 5 i podrozdziale 7.2.

Rozprawa w zasadniczej części podsumowuje prace badawcze autora w obszarze teorii i projektowania falowników rezonansowych, których wyniki zostały opublikowane wcześniej. Istotne partie materiału dotyczą zagadnień, które są przedmiotem aktualnie przez niego prowadzonych badań. Autor jest przekonany, że postęp w zakresie rozwoju

elementów półprzewodnikowych mocy (np. tranzystory Cool-MOS, elementy z węgla krzemu), a także w zakresie nowych materiałów magnetycznych (np. materiały nanokryształiczne) stwarza nowe możliwości w dalszym rozwoju tej klasy układów energoelektronicznych.

### 1.3. Typy łączników stosowanych w przekształtnikach rezonansowych

Przedstawiona w rozprawie definicja łączników ZVS oraz ZCS (także przełączania ZVS i ZCS) jest ogólna [130, 167]. Określa ona wartość napięcia (równą lub bliską zeru) łącznika ZVS w chwili jego załączenia (bez informacji na temat napięcia łącznika po jego wyłączeniu). Podobnie, definicja ta określa wartość prądu (równą lub bliską zeru) łącznika ZCS w chwili jego wyłączenia (bez informacji na temat prądu łącznika po jego załączeniu).

W zależności od szybkości zmian napięcia lub prądu podczas przełączania się zwaru półprzewodnikowego wyróżnić można różne rodzaje przełączania. Przy przełączaniu twardym stromości zmian napięcia i prądu osiągają duże wartości (rzędu kilku kV/ $\mu$ s, od kilkudziesięciu A/ $\mu$ s do kilku kA/ $\mu$ s). Chwilowe straty mocy są znaczne z uwagi na jednoczesne występowanie dużych wartości prądu i napięcia łącznika. Natomiast podczas przełączania miękkiego stromości napięć i prądów są ograniczone, a straty łączeniowe zminimalizowane. W literaturze spotyka się także bardziej szczegółowo sklasyfikowane procesy łączeniowe. Według publikacji [46], jeśli stromość zmian napięcia albo prądu jest ograniczona, jest to tzw. przełączanie „półmiękkie”. W pracach [26, 157] (rozdz. 19) nie wyszczególnia się przełączania półmiękkiego. Według Ericksona [157] przełączanie miękkie wystąpi także w przypadku ograniczenia szybkości zmian napięcia albo prądu łącznika w taki sposób, że komutacyjne straty mocy będą zredukowane. Szczególnymi przypadkami procesów łączeniowych mogą być procesy zachodzące w warunkach zerowej wartości pochodnej napięcia (ZdVS) lub prądu (ZdCS) łącznika [46] oraz w warunkach zbliżonych jednocześnie do ZVS i ZCS.

Łącznik ZVS łączy się w sposób miękki. Natomiast wyłączenie tego łącznika może odbywać się w sposób twardy lub miękki (w zależności od pochodnej oraz wartości napięcia na tym łączniku). Podobnie, łącznik ZCS wyłącza się miękko, a łączy się może w sposób twardy lub miękki (w zależności od pochodnej i wartości prądu łącznika). Miękkie wyłączenie się łącznika ZVS oraz miękkie załączanie się łącznika ZCS może być zapewnione przez wprowadzenie w ich obwody kondensatorów (rys. 1.2b, d) oraz cewek (rys. 1.2a, c), jako tzw. bezstratnych elementów odciążających zawory półprzewodnikowe podczas procesów komutacyjnych.

Łączniki miękko przełączające się, w porównaniu z twardo przełączającymi się, mają szereg zalet. Do najważniejszych z nich należy zaliczyć zredukowanie łączeniowych strat mocy, możliwość pracy z wyższą częstotliwością, zmniejszenie stromości narastania i opadania napięć i prądów, zmniejszenie poziomu zaburzeń o częstotliwościach radiowych, możliwość wykorzystania własnych pojemności i indukcyjności pasywnych jako elementów składowych obwodu rezonansowego, zredukowanie „stresu prądowego” dla łączników ZVS (spowodowanego prądem wstecznym diod zwrotnych) oraz naturalne zabezpieczenie przeciwzwarciowe.

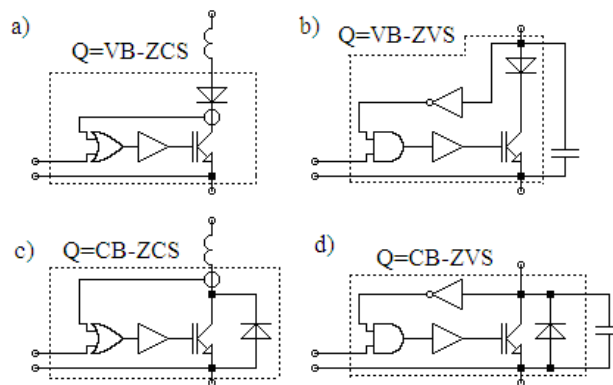
Rezygnacja z wymuszonego załączenia lub wyłączenia łączników ZVS i ZCS (z funkcją kontroli prądu lub napięcia) jest również wadą, ponieważ przełączanie obwodu możliwe jest tylko w określonych chwilach, zależnych od zjawisk rezonansowych.

Inną istotną wadą wielu przekształtników rezonansowych jest brak możliwości pracy z łącznikami miękko przełączającymi się w całym zakresie obciążeń.

Przekształtniki z łącznikami o komutacji miękkiej są układami z łącznikami pracującymi wyłącznie z miękką komutacją lub układami z łącznikami pracującymi (w zależności od warunków) z komutacją miękką lub twardą. W pierwszym przypadku nie spełnienie określonych warunków spowoduje zatrzymanie pracy przekształtnika. W drugim przypadku przekształtnik, ze sterownikami tranzystorów umożliwiającymi komutację twardą [160, 163], pracować będzie dalej, lecz w gorszych (z punktu widzenia komutacyjnych strat mocy i generowanych zaburzeń) warunkach.

Do budowy przekształtników o dużej częstotliwości przełączeń, zasilanych ze źródła napięcia lub prądu stałego, możliwe jest zastosowanie łączników miękko przełączających typu VB-ZVS, CB-ZVS, CB-ZCS, VB-ZCS, których schematy ilustrujące zasadę działania przedstawiono na rysunku 1.2. Między łącznikami ZCS i ZVS zachodzi dualizm, przy czym dla łączników VB-ZCS dualnymi są łączniki CB-ZVS, a dla CB-ZCS łączniki VB-ZVS. Dualizm działania, polegający na wzajemnym zastąpieniu prądu i napięcia, zachodzi nie tylko między łącznikami ZVS a ZCS, ale także między przekształtnikami wyposażonymi w te łączniki [113, 115, 130].

W układach przekształtników, w których kontrolowany jest przepływ prądu łącznika w obu kierunkach (np. w przekształtnikach matrycowych oraz przekształtnikach z pośredniczącym obwodem napięcia lub prądu zmiennego) stosuje się łączniki utworzone przez połączenie szeregowo lub równoległe struktur przedstawionych na rysunku 1.2. Łączniki te przewodzą prąd dwukierunkowo oraz dwukierunkowo blokują napięcie (CBVB). Jako miękko przełączające się mogą być wykonane w wersji CBVB-ZCS lub CBVB-ZVS.



Rys. 1.2. Schematy ilustrujące zasadę działania łączników miękko przełączających się; łącznik: a) ZCS blokujący napięcie dwukierunkowo, b) ZVS blokujący napięcie dwukierunkowo, c) ZCS przewodzący prąd dwukierunkowo, d) ZVS przewodzący prąd dwukierunkowo

Autor nie spotkał w literaturze analizy możliwości zastosowania każdego z czterech rodzajów łączników miękko przełączających się (CB-ZVS, VB-ZVS, CB-ZCS, VB-ZCS) w poszczególnych strukturach przekształtników rezonansowych. Zazwyczaj ograniczono się do analizy układów z jednym lub maksymalnie dwoma typami łączników. W związku z powyższym autor analizował możliwości zastosowania każdego

spośród 4 typów łączników dla wszystkich sklasyfikowanych wcześniej przekształtników rezonansowych (nie tylko szeregowych falowników rezonansowych) [88, 89], co stanowiło o oryginalności rozważań. Na podstawie podobieństwa przebiegów autor wykazał dualizm prądów i napięć w różnych typach przekształtników rezonansowych [88, 89, 113, 115]. Określił także, które łączniki miękko przełączające się mogą być zastosowane w poszczególnych, sklasyfikowanych wcześniej typach przekształtników rezonansowych, w zależności od częstotliwości przełączania.

Przykładowo, łącznik VB-ZVS nie może być zastosowany w szeregowym falowniku rezonansowym pracującym z częstotliwością  $f_s > f_{syn}$  ( $f_{syn}$  – częstotliwość synchronizacji fali prądu i napięcia wyjściowego falownika) [80, 88, 89], gdyż wymuszone wyłączenie prądu w tym układzie, bez diod zwrotnych, spowodowałoby powstanie przepięcia i zniszczenie elementów półprzewodnikowych (tab. 1.1, zał. 2, rys. Z2.1d, Z2.2d). Podobnie, łącznik CB-ZCS nie może być stosowany w równoległym falowniku rezonansowym pracującym z częstotliwością  $f_s > f_{syn}$  [88], gdyż wymuszone załączenie łącznika spowodowałoby impulsowe rozładowanie kondensatora  $C_r$  w obwodzie: załączany łącznik – dioda zwrotna innego łącznika.

Analizując kształt przebiegów prądów i napięć w szeregowych falownikach rezonansowych zrezygnowano z łączników VB dla tych falowników, ze względu na możliwość wystąpienia przepięć przy wymuszonym wyłączaniu łączników i braku diod zwrotnych (tab. 1.1). Ponadto układy z łącznikami VB-ZCS, których rolę pełnić mogą tyrystory SCR, są bardzo dokładnie opisane w literaturze. Dalsze rozważania w niniejszej rozprawie prowadzone więc będą dla szeregowych falowników z łącznikami CB-ZVS lub CB-ZCS.

Tabela 1.1. Zestawienie wybranych przekształtników rezonansowych oraz możliwych do zastosowania w nich łączników miękko przełączających

Rys. nr (wyniki symulacji)	Typ przekształtnika	Typ łącznika, częstotliwość $f_s$	Układ dualny	Rys. nr (wyniki symulacji)	Typ przekształtnika	Typ łącznika, częstotliwość $f_s$
Z2.1a	SL-SR SL-SRI, SL-SRC	CB-ZCS, $f_s < f_{syn}$	↔	Z2.4b	PL-PR PL-PRI, PL-PRC	VB-ZVS, $f_s < f_{syn}$
Z2.1b		VB-ZCS, $f_s < f_{syn}$		Z2.4a		CB-ZVS, $f_s < f_{syn}$
Z2.1c		CB-ZVS, $f_s > f_{syn}$		Z2.4d		VB-ZCS, $f_s > f_{syn}$
Z2.1d		<del>VB-ZVS, <math>f_s &gt; f_{syn}</math></del> praca niemożliwa		Z2.4c		<del>CB-ZCS, <math>f_s &gt; f_{syn}</math></del> praca niemożliwa
Z2.2a	PL-SR PL-SRI, PL-SRC	CB-ZCS, $f_s < f_{syn}$	↔	Z2.3b	SL-PR SL-PRI, SL-PRC	VB-ZVS, $f_s < f_0$
Z2.2b		VB-ZCS, $f_s < f_{syn}$		Z2.3a		CB-ZVS, $f_s < f_{syn}$
Z2.2c		CB-ZVS, $f_s > f_{syn}$		Z2.3d		VB-ZCS, $f_s > f_{syn}$
Z2.2d		<del>VB-ZVS, <math>f_s &gt; f_{syn}</math></del> praca niemożliwa		Z2.3c		<del>CB-ZCS, <math>f_s &gt; f_{syn}</math></del> praca niemożliwa

Przyjęte oznaczenia: SRI, (PRI) – szeregowy (równoległy) falownik rezonansowy, SRC (PRC) – szeregowy (równoległy) przekształtnik rezonansowy; SL (PL) – obciążony szeregowo (równoległy); SR (PR) – z obwodem rezonansowym szeregowym (równoległym), Z2... – w załączniku 2; symulacje przeprowadzono przy  $f_{syn} \approx f_0$  dla  $Q \gg 1$

W przekształtniku o danej topologii stosowane są zazwyczaj łączniki tego samego rodzaju. Spotkać jednak można układy, w których występują dwa typy łączników. Ciekawym przykładem falownika szeregowego, zawierającego dwa typy łączników (CB-ZVS i CB-ZCS), jest układ przedstawiony w pracach [13, 120]. Umożliwia on płynną regulację napięcia wyjściowego, przy stałej częstotliwości przełączania (modulacja PS-PWM), dla obciążeń zmieniających się w szerokich granicach. Innym ciekawym przykładem jest zastosowanie struktur zbliżonych do obwodów komutacyjnych układów tyrystorowych w celu zminimalizowania strat przełączania tranzystorów mocy [15, 131-133]. W tym przypadku w przekształtniku występuje 6 łączników typu CB-ZVS oraz 1 łącznik VB-ZCS.

W wielu przypadkach przekształtniki rezonansowe są wyposażone w transformatory, których indukcyjności są częścią obwodów rezonansowych. Wykorzystanie zarówno indukcyjności rozproszenia, jak i indukcyjności głównej umożliwia budowę układów wielorezonansowych, w których łączniki mają jednocześnie cechy łączników CB-ZVS i CB-ZCS (podrozdz. 6.2, 7.1). Na temat przekształtników, w których wykorzystano indukcyjności rozproszenia oraz indukcyjność główną transformatora do wspomaganie zarówno procesów wyłączenia, jak i załączania tranzystorów, autor rozprawy pisał w pracach [6, 77-79, 82, 107-112, 117, 164].

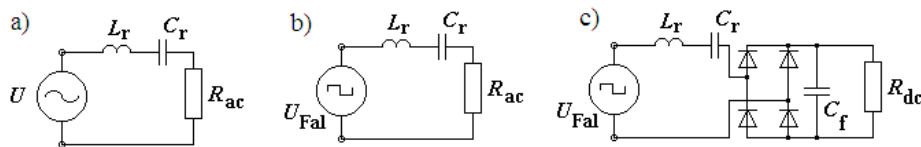
## 2. ANALIZA ZJAWISK W UKŁADACH SZEREGOWYCH FALOWNIKÓW REZONANSOWYCH Z ODBIORNIKIEM SZEREGOWYM

Poniżej przedstawiono wyniki analizy zjawisk w falownikach z szeregowym obwodem rezonansowym i odbiornikiem włączonym szeregowo z kondensatorem obwodu rezonansowego, uzyskane przy wykorzystaniu symulacji komputerowej i dwóch metod analizy. Do zastosowanych metod analizy należą:

- analiza stanów nieustalonych w przedziałach czasowych, w których topologia układu nie zmienia się (MSKS),
- analiza zjawisk w stanie ustalonym dla podstawowej harmonicznej (analiza AC).

Porównano wybrane przebiegi czasowe oraz charakterystyki układu przy:

- zasilaniu napięciem sinusoidalnym i odbiorniku rezystancyjnym (rys. 2.1a),
- zasilaniu napięciem prostokątnym i odbiorniku rezystancyjnym (rys. 2.1b),
- zasilaniu napięciem prostokątnym i odbiorniku w postaci prostownika z filtrem pojemnościowym i rezystorem (rys. 2.1c).



Rys. 2.1. Szeregowy obwód rezonansowy z odbiornikiem szeregowym, przy: a) zasilaniu napięciem sinusoidalnym i odbiorniku rezystancyjnym, b) zasilaniu napięciem prostokątnym i odbiorniku rezystancyjnym, c) zasilaniu napięciem prostokątnym i odbiorniku w postaci prostownika z filtrem pojemnościowym i rezystorem

Głównym założeniem w analizie dla podstawowej harmonicznej są sinusoidalne kształty prądów i napięć w układzie, co jest równoważne ze stwierdzeniem, że częstotliwość przełączeń  $f_s$  jest w przybliżeniu równa częstotliwości rezonansowej oraz dobroć obwodu rezonansowego jest dostatecznie duża. Podobnie, przy wyznaczaniu zastępczej rezystancji  $R_{ac}$  dla prostownika z filtrem i rezystorem  $R_{dc}$  korzysta się z założenia, że  $f_s \approx f_0 \approx f_r$ . Jednak przy sterowaniu częstotliwościowym (PFM), częstotliwość  $f_s$  może znacznie różnić się od  $f_0$ . Nasuwają się więc pytania, jakie błędy powstają przy analizie AC (w szczególności dla małych dobroci obwodu rezonansowego) i czy nie zatracona została istota niektórych zjawisk. Będzie to wymagało pogłębienia analizy celem pokazania istotnych różnic w pracy układu w zależności od rodzaju wymuszenia i sposobu włączenia obciążenia.

W rozdziale tym przyjęto założenia, że regulacja mocy odbywa się za pomocą zmiany częstotliwości przełączania tranzystorów falownika, przy sterowaniu tranzystorów w wypełnieniu 50%. Ograniczono także analizę do przedziału częstotliwości z zakresu  $1/2 < f_s / f_0 < 2$ .

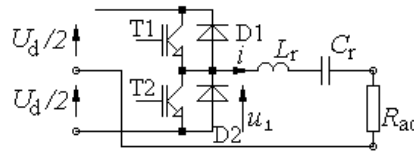


## 2.1. Analiza w przedziałach czasowych, w których topologia układu pozostaje stała

W analizie prowadzonej w tym podrozdziale czas początku każdego etapu pracy falownika, w którym topologia układu nie ulega zmianie, jest równy zeru.

### 2.1.1. Układ z odbiornikiem rezystancyjnym

Na rysunku 2.2 przedstawiono schemat falownika półmostkowego z odbiornikiem rezystancyjnym włączonym szeregowo z kondensatorem  $C_r$  oraz dławikiem  $L_r$ . Napięcie wyjściowe falownika  $u_1$  równe jest, w czasie każdego półokresu cyklu pracy, napięciu obwodu pośredniczącego:  $U_1 = \pm U_d / 2$  dla układu półmostkowego (rys. 2.2) lub  $\pm U_d$  dla układu mostkowego.



Rys. 2.2. Schemat ideowy szeregowego falownika rezonansowego (układ półmostkowy) z szeregowym odbiornikiem rezystancyjnym

Napięcie i prąd obwodu wyjściowego falownika opisać można zależnościami:

$$\begin{aligned} i(t) = i_{L_r}(t) &= e^{-\alpha t} \left[ \frac{U_1 - U_{C_0}}{\omega_{wl} L_r} \sin \omega_{wl} t + I_{L_0} \left( \cos \omega_{wl} t - \frac{\alpha}{\omega_{wl}} \sin \omega_{wl} t \right) \right] = \\ &= e^{-\alpha t} \left[ \frac{U_1 - U_{C_0}}{\omega_{wl} L_r} \sin \omega_{wl} t + I_{L_0} \cos(\omega_{wl} t + \varphi_1) \right] \end{aligned} \quad (2.1)$$

$$\begin{aligned} u_{C_r}(t) &= U_1 + e^{-\alpha t} \left[ \frac{I_{L_0}}{\omega_{wl} C_r} \sin \omega_{wl} t - (U_1 - U_{C_0}) \left( \cos \omega_{wl} t + \frac{\alpha}{\omega_{wl}} \sin \omega_{wl} t \right) \right] = \\ &= U_1 + e^{-\alpha t} \left[ \frac{I_{L_0}}{\omega_{wl} C_r} \sin \omega_{wl} t - (U_1 - U_{C_0}) \cos(\omega_{wl} t - \varphi_1) \right] \end{aligned} \quad (2.2)$$

przy założeniu, że  $\alpha < \omega_0$ , gdzie:

$$\alpha = \frac{R_{ac}}{2L_r}, \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}, \quad \omega_{wl} = \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2} = 2\pi f_{wl}, \quad \varphi_1 = \arctg \frac{\alpha}{\omega_{wl}} \quad (2.3a-2.3d)$$

Obwód z rysunku 2.2 charakteryzuje impedancja falowa  $Z_0$  oraz dobroć  $Q_{ac}$ . W celu zaznaczenia obecności odbiornika  $R_{ac}$  w obwodzie prądu przemiennego, dobroć tę oznaczono dodatkowo indeksem „ac”:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} = \omega_0 L_r = \frac{1}{\omega_0 C_r}, \quad Q_{ac} = \frac{Z_0}{R_{ac}} \quad (2.4a), (2.4b)$$

W szczególnym przypadku, gdy współczynnik tłumienia  $\alpha$  dąży do zera, równania (2.1) i (2.2) przybierają prostszą postać (analogiczną do zamieszczonych w [146]):

$$i_{Lr}(t) = \frac{U_1 - U_{C0}}{Z_0} \sin(\omega_0 t) + I_{L0} \cos(\omega_0 t) \quad (2.5a)$$

$$u_{Cr}(t) = U_1 - (U_1 - U_{C0}) \cos(\omega_0 t) + I_{L0} Z_0 \sin(\omega_0 t) \quad (2.5b)$$

Przy  $\alpha \approx 0$  oraz, jeśli zamiast łączników tranzystorowo-diodowych zastosowane będą tyrystory SCR, a częstotliwość przełączeń  $f_s$  będzie mniejsza lub równa częstotliwości synchronizacji  $f_{syn}$  (równej w tym przypadku częstotliwości drgań własnych  $f_{wł}$ ), to:

$$i(0) = I_{L0} = 0 \quad \text{oraz} \quad i_{Lr}(t) = \frac{U_1 - U_{C0}}{Z_0} \sin(\omega_0 t) \quad (2.6a)$$

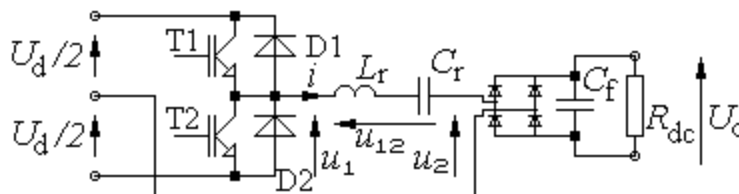
$$u_{Cr}(t) = U_1 - (U_1 - U_{C0}) \cos(\omega_0 t) \quad (2.6b)$$

Dla  $\alpha \neq 0$  i  $I_{L0} = 0$  zakładając, że  $-u_{Cr}(0) = u_{Cr}(T_s/2)$  łatwo można z równania (2.1) wyznaczyć:

$$U_{C0} = U_1 \frac{1 + e^{-\alpha \frac{T_s}{2}}}{-1 + e^{-\alpha \frac{T_s}{2}}} \quad (2.6c)$$

### 2.1.2. Układ z odbiornikiem w postaci prostownika z filtrem pojemnościowym i rezystorem

Na rysunku 2.3 przedstawiono schemat szeregowego falownika rezonansowego z odbiornikiem nieliniowym składającym się z prostownika z filtrem pojemnościowym i rezystorem. Na schemacie tym nie uwzględniono rezystora  $R_{ac}$  w obwodzie prądu przemiennego. Obwód rezonansowy (o pomijalnym tłumieniu) włączony jest między źródła napięcia o wartościach  $\pm U_d/2$  i  $\pm U_o$ . Można założyć, że dla tego przypadku współczynnik  $\alpha = R_{ac}/2L_r$  w równaniach (2.1)–(2.3) jest równy zero. Układ opisują więc zależności (2.5a) i (2.5b), przy czym zamiast napięcia  $U_1$  będzie napięcie  $U_{12}$ . Napięcie  $U_{12}$  jest sumą lub różnicą napięć: napięcia wyjściowego falownika oraz napięcia na odbiorniku. Napięcie to jest stałe w przedziałach odpowiadających poszczególnym stanom pracy układu.



Rys. 2.3. Szeregowy falownik rezonansowy z odbiornikiem szeregowym w postaci prostownika z filtrem pojemnościowym i rezystorem

W tabeli 2.1 przedstawiono wartości napięcia  $U_{12}$  w zależności od kierunku prądu w obwodzie rezonansowym oraz stanu łączników falownika (półmostkowego) [80]. Kolejność występowania stanów przedstawionych w tabeli 2.1 zależy od częstotliwości przełączeń  $f_s$  tranzystorów w stosunku do częstotliwości  $f_{syn}$  synchronizacji fali napięcia i prądu (równej w tym przypadku częstotliwości rezonansowej  $f_0$  nietłumionego dwójnika  $L_r C_r$ ). Ponadto, nie wszystkie z wymienionych stanów mogą wystąpić podczas pracy. Zależy to także od częstotliwości przełączeń oraz rezystancji  $R_{dc}$ .

Tabela 2.1. Stany pracy falownika

Stan	$i$	Łącznik	$U_{Fal} = U_1 =$	$U_2 =$	$U_{12} =$	Nr zależności
1	$> 0$	T1	$U_d / 2$	$U_0$	$U_d / 2 - U_0$	(2.7a)
2	$< 0$	D1	$U_d / 2$	$- U_0$	$U_d / 2 + U_0$	(2.7b)
3	$< 0$	T2	$- U_d / 2$	$- U_0$	$- U_d / 2 + U_0$	(2.7c)
4	$> 0$	D2	$- U_d / 2$	$U_0$	$- U_d / 2 - U_0$	(2.7d)
5	$= 0$	-	-	-	$U_{C0}$	(2.7e)

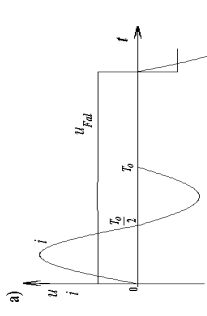
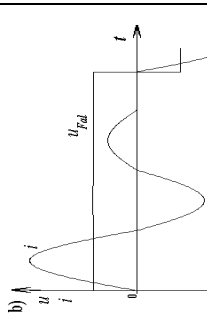
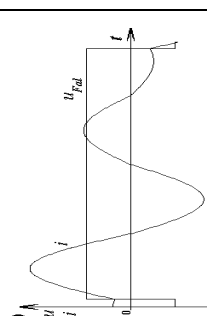
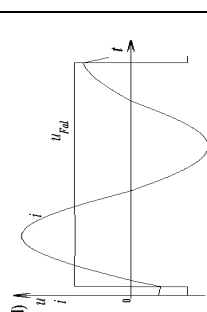
#### Analiza zjawisk przy przełączaniu tranzystorów z częstotliwością $f_s \leq f_0$

Rozważania prowadzono dla układu przedstawionego na rysunku 2.3 przy założeniu, że częstotliwość przełączeń tranzystorów  $f_s = 1/T_s$  jest mniejsza lub równa częstotliwości rezonansowej  $f_0 = 1/T_0$  nietłumionego dwójnika  $L_r C_r$ . Wprowadzone zostanie pojęcie dobroci  $Q_{dc}$  obwodu rezonansowego przy szeregowym włączeniu w jego obwód odbiornika składającego się z prostownika z filtrem pojemnościowym i rezystorem. Dla zaznaczenia obecności rezystora w obwodzie prądu stałego (za prostownikiem) dobroć tę oznaczono dodatkowo indeksem „dc”:

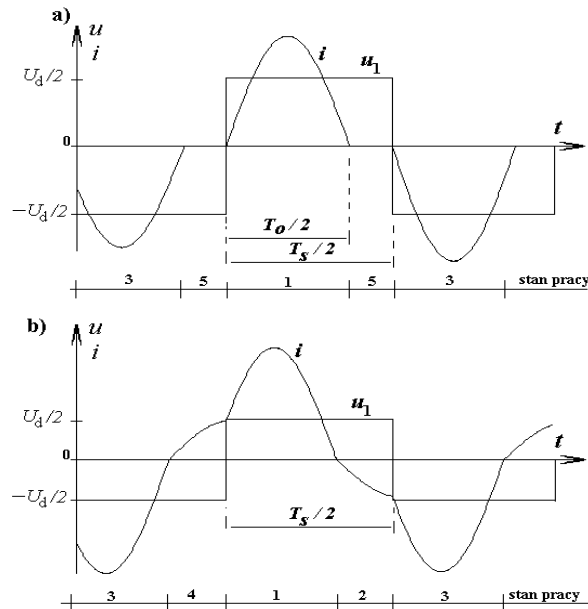
$$Q_{dc} = \frac{Z_0}{R_{dc}} \quad (2.8)$$

W zależności od stosunku częstotliwości  $f_s/f_0$  oraz od dobroci  $Q_{dc}$  (tab. 2.2, rys. 2.4) przekształtnik pracować może [150]: z impulsowym (ang. dcm) albo z ciągłym prądem obwodu rezonansowego (ang. ccm), z parzystą (ang. even) lub nieparzystą (ang. odd) liczbą półfal prądu w obwodzie rezonansowym w czasie trwania półokresu pracy falownika, zwrot prądu po przełączeniu może być zgodny (+) lub przeciwny (-) do zwrotu napięcia.

Tabela 2.2. Rodzaje pracy szeregowego falownika rezonansowego z odbiornikiem szeregowym, składającym się z prostownika z filtrem pojemnościowym i rezystorem (na podstawie [150])

Prąd obwodu rezonansowego	impulsowy		ciągły	
Liczba półfal prądu	$n$ parzysta	$n$ nieparzysta	$n$ parzysta	$n$ parzysta
Zwrot prądu i napięcia po przełączeniu	(+) zgodny	(+) zgodny	(+) zgodny	(-) przeciwny
	<p>a)</p>  <p>dcm even +</p>	<p>b)</p>  <p>dcm odd +</p>	<p>c)</p>  <p>ccm even +</p>	<p>d)</p>  <p>ccm even -</p>

Rys. 2.4. Rodzaje pracy szeregowego falownika rezonansowego



Rys. 2.5. Przebiegi prądu i napięcia wyjściowego falownika dla  $1/2 < f_s/f_0 < 1$ : a) impulsowy prąd wyjściowy i nieparzysta liczba półfal prądu w czasie trwania półokresu pracy falownika, b) ciągły prąd wyjściowy i parzysta liczba (niepełnych) półfal prądu w czasie trwania półokresu pracy falownika

W analizowanym przedziale częstotliwości  $1/2 < f_s/f_0 < 1$  mogą zachodzić przypadki:

- prąd impulsowy, 1 półfala prądu, kierunek prądu i napięcia zgodny (1 dcm odd +, rys. 2.5a), albo
- prąd ciągły, 2 półfale prądu (niepełne), kierunek prądu i napięcia po przełączeniu zgodny (2 ccm even +, rys. 2.5b).

Dla przypadku z rysunku 2.5a współczynnik transformacji (dla układu półmostkowego) wynosi [150]:

$$U_o/(U_d/2) = M = 1 \quad (2.9)$$

czyli  $U_o = U_d/2$ . Wartości współczynników transformacji dla prądu ciągłego (rys. 2.5b) wyrażają natomiast skomplikowane zależności  $M = f(Q_{dc}, f_s/f_0)$  [150], które zostaną przedstawione w sposób uproszczony w rozdziale dotyczącym analizy zjawisk dla podstawowej harmonicznej.

Warunkiem granicznym przejścia z przewodzenia impulsowego w ciągłe jest równość maksymalnego napięcia  $u_{C_{max}}$  na kondensatorze obwodu rezonansowego oraz sumy napięcia wejściowego ( $U_d/2$ ) i wyjściowego ( $U_o$ ) falownika. Po uwzględnieniu kierunku napięć pobudzających obwód rezonansowy w chwili załączenia tranzystora i warunku (2.9), amplituda prądu obwodu rezonansowego wynosić będzie  $I_m = U_{C0}/Z_0$ .

Średni ładunek dostarczony do kondensatora  $C_f$  filtra (przy ustalonych warunkach pracy) liczony za okres lub półokres cyklu pracy falownika równy jest zeru. Słuszna jest więc zależność:

$$\int_0^{T_0/2} I_m \sin(\omega_0 t) dt = \int_0^{T_s/2} \frac{U_o}{R_{dc}} dt \quad (2.10)$$

stąd:

$$2 \frac{I_m}{\omega_0} = 2 \frac{U_{C0}}{\omega_0 Z_0} = \frac{U_o}{R_{dc}} \frac{T_s}{2} \quad (2.11)$$

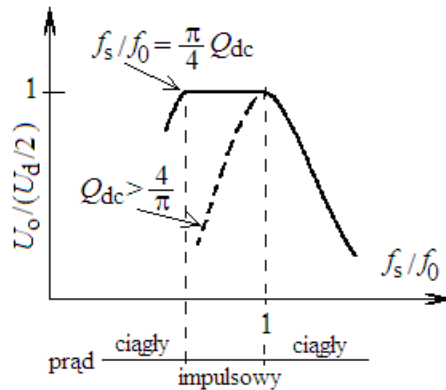
Granicę między przewodzeniem ciągłym a impulsowym, po uwzględnieniu, że  $U_{C0} = 2U_o$  oraz  $U_d/2 = U_o$  (przy założeniu braku strat mocy w układzie), można wyznaczyć z zależności:

$$R_{dc} = \frac{1}{8C_r f_s} \quad \text{lub} \quad Q_{dc} = \frac{4}{\pi} \frac{f_s}{f_0} \quad (2.12a), (2.12b)$$

Impulsowy prąd w obwodzie rezonansowym (przy  $n=1$ , jedna półfala prądu w półokresie cyklu pracy) wystąpi więc dla warunków:

$$R_{dc} > \frac{1}{8C_r f_s} \quad \text{lub} \quad Q_{dc} < \frac{4}{\pi} \frac{f_s}{f_0} \quad (2.13a), (2.13b)$$

Na rysunku 2.6 przedstawiono przebieg charakterystyki napięcia wyjściowego  $U_o$  w funkcji częstotliwości, z zaznaczeniem obszaru prądu ciągłego oraz impulsowego. Podstawiając do wzoru (2.12b)  $f_s/f_0 = 1$  znaleźć można taką wartość dobroci  $Q_{dc} = 4/\pi$ , powyżej której wystąpi przewodzenie ciągłe w całym analizowanym zakresie częstotliwości (rys. 2.6).



Rys. 2.6. Charakterystyki napięcia wyjściowego w funkcji częstotliwości z zaznaczeniem obszaru prądu ciągłego oraz impulsowego (nieciągłego)

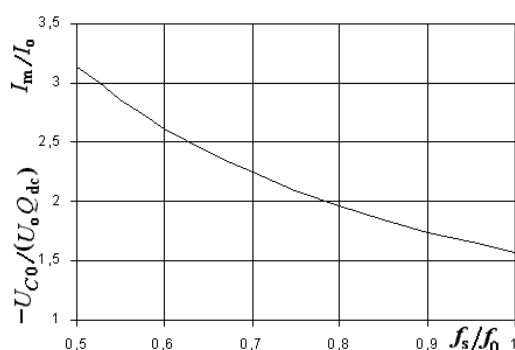
Przy założeniu braku strat w obwodzie prądu przemiennego, prąd  $i_{Lr}(t)$  i napięcie  $u_{Cr}(t)$  opisać można zależnościami (2.5a, b), przy czym zamiast  $U_1$  we wzorach tych jest  $U_{12}$  (zgodnie z rysunkiem 2.3 i tabelą 2.1).

Dla impulsowego prądu obwodu rezonansowego  $I_{L0} = 0$ ,  $U_d/2 = U_o$ , oraz  $U_{12} = 0$ .

Stąd:

$$i_{Lr}(t) = \frac{-U_{C0}}{Z_0} \sin(\omega_0 t) \quad , \quad u_{Cr}(t) = U_{C0} \cos(\omega_0 t) \quad (2.14a), (2.14b)$$

Wartość amplitudy  $I_m$  prądu tranzystora oraz wartość napięcia początkowego  $U_{C0}$  kondensatora (rys. 2.7, równania (2.15a, b)) wyznaczyć można dla impulsowego prądu obwodu rezonansowego ( $0,5 < f_s/f_0 < 1$ ;  $R_{dc} > 1/(8C_r f_s)$ ;  $U_{12} = 0$ ) z zależności (2.10). Znajomość tych wartości jest istotna zarówno dla prawidłowego doboru elementów podczas projektowania układu, jak również wyznaczenia warunków dla optymalnej komutacji tranzystorów (podrozdz. 6.2) – wyłączenie przy minimalnej wartości prądu (quasi-ZCS) jednak na tyle dużej, by gwarantować załączenie ZVS.



Rys. 2.7. Względna wartość amplitudy prądu tranzystora oraz napięcia początkowego kondensatora w funkcji częstotliwości przełączeń dla impulsowego prądu w obwodzie rezonansowym

$$I_m = \frac{\pi U_o}{2 R_{dc}} \frac{1}{f_s / f_0} = \frac{\pi I_o}{2} \frac{1}{f_s / f_0} = \frac{\pi U_d}{4 R_{dc}} \frac{1}{f_s / f_0} \quad (2.15a)$$

$$U_{C0} = -\frac{\pi U_o}{2 R_{dc}} \frac{Z_0}{f_s / f_0} = -\frac{\pi U_o \cdot Q_{dc}}{2 f_s / f_0} = -\frac{\pi U_d \cdot Q_{dc}}{4 f_s / f_0} = -\frac{U_o}{R_{dc}} \frac{1}{4 C_r f_s} \quad (2.15b)$$

Wartości graniczne prądu obciążenia  $I_o$ , amplitudy prądu tranzystora  $I_m$ , mocy obciążenia  $P_o$  występujące na granicy przewodzenia impulsowego i ciągłego ( $0,5 < f_s/f_0 < 1$ ;  $U_{12} = 0$ ; (2.13a), (2.15a) ) wynoszą:

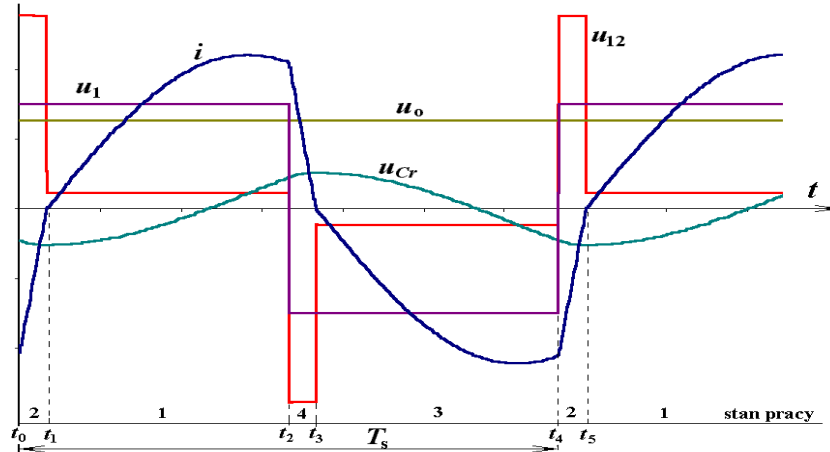
$$I_o = \frac{U_o}{R_{dc}} = 8U_o C_r f_s = 4U_d C_r f_s \quad (2.16a)$$

$$I_m = \frac{\pi}{2} I_o \frac{1}{f_s / f_0} = 2\pi U_d C_r f_0 \quad (2.16b)$$

$$P_o = \frac{U_o^2}{R_{dc}} = 2U_d^2 C_r f_s \quad (2.16c)$$

### Analiza zjawisk przy przełączaniu tranzystorów z częstotliwością $f_s > f_0$

Przebiegi prądów i napięć w układzie falownika przy pracy z częstotliwością  $f_s > f_0$  przedstawione są na rysunku 2.8. Zaznaczono na nim przedziały o stałej topologii układu, scharakteryzowane wcześniej w tabeli 2.1 jako stany pracy. W tabeli tej zawarte są również zależności opisujące wartości napięcia wyjściowego falownika  $u_1$ , napięcia na wejściu prostownika  $u_2$  oraz napięcia przyłożonego do szeregowego obwodu rezonansowego  $u_{12}$ . Ze względu na symetryczny kształt przebiegów, analizę ograniczyć można do połowy okresu  $T_s$  cyklu pracy falownika.



Rys. 2.8. Przebiegi czasowe napięć i prądów w układzie falownika przy pracy z częstotliwością  $f_s > f_0$

Dla przedziału czasu oznaczonego stan 1, warunek początkowy  $I_{L0}$  dla prądu cewki  $L_r$  równy jest zero, natomiast napięcie początkowe na kondensatorze  $C_r$  wyznaczyć można z zależności:

$$u_{Cr}(t_3) - u_{Cr}(t_1) = 2U_{Cr \max} = \frac{\int_{t_1}^{t_3} i(t) dt}{C_r} = \frac{I_o T_s}{C_r 2} \quad (2.17)$$

Licząc od zera czas wewnątrz przedziału stan 1 otrzymano:

$$I_{L0} = i(0) = 0 \quad (2.18)$$

$$U_{C0} = u_{Cr}(0) = -U_{Cr \max} = -\frac{I_o}{4C_r f_s} = -\frac{U_o}{R_{dc}} \frac{1}{4C_r f_s} = -\frac{\pi U_o \cdot Q_{dc}}{2 f_s / f_0} \quad (2.19)$$

Przy uwzględnieniu warunków opisanych zależnościami (2.7a) oraz (2.18) i (2.19), prąd cewki oraz napięcie kondensatora  $C_r$  wyznaczyć można ze wzorów (2.5a) i (2.5b):

$$i_{Lr}(t) = \frac{U_d / 2 - U_o - U_{C0}}{Z_0} \sin(\omega_0 t) \quad (2.20a)$$

$$u_{Cr}(t) = (U_d / 2 - U_o) - (U_d / 2 - U_o - U_{C0}) \cos(\omega_0 t) \quad (2.20b)$$



W końcu przedziału stan 1 prąd cewki i napięcie kondensatora przyjmują wartości będące wartościami początkowymi dla przedziału stan 4 (rys. 2.8).

Podstawiając do wzorów (2.5a, b)  $U_{12}$  w miejsce  $U_1$ , ze wzoru (2.7d), otrzymano dla stanu 4:

$$i_{Lr}(t) = \frac{-U_d/2 - U_o - U_{C0}}{Z_0} \sin(\omega_0 t) + I_{L0} \cos(\omega_0 t) \quad (2.21a)$$

$$u_{Cr}(t) = -U_d/2 - U_o - (-U_d/2 - U_o - U_{C0}) \cos(\omega_0 t) + I_{L0} Z_0 \sin(\omega_0 t) \quad (2.21b)$$

Koniec przedziału stan 4 nastąpi w chwili, gdy  $i_{Lr}(t) = 0$ , wówczas napięcie na kondensatorze  $C_r$  osiągnie wartość  $U_{Cr \max}$ . Należy zauważyć, że suma czasu trwania stanu 1 i 4 (także stanu 3 i 2) wynosi  $T_s/2$ .

Napięcie  $U_o$  na obciążeniu, przy pominięciu strat, wyznaczyć można porównując moc na wyjściu falownika z mocą obciążenia. Dla półokresu obejmującego stan 2 i stan 1 moc ta wynosi:

$$P = \frac{1}{T_s/2} \int_{t_0}^{t_2} \frac{U_d}{2} i(t) dt = \frac{1}{T_s/2} \int_{t_0}^{t_2} U_o |i(t)| dt \quad (2.22)$$

Wyznaczenie  $U_o$  z powyższego wzoru prowadzi jednak do skomplikowanych zależności nieprzydatnych do obliczeń praktycznych. Napięcie na obciążeniu może być wyznaczone w stosunkowo prosty sposób przy użyciu metod komputerowych lub analizy dla podstawowej harmonicznej.

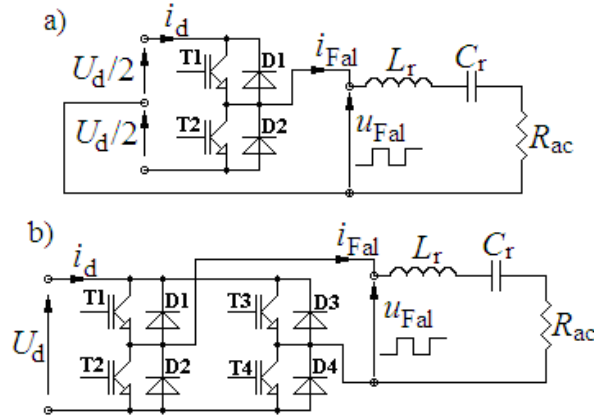
## 2.2. Analiza w stanie ustalonym dla podstawowej harmonicznej

Poniżej przeprowadzono analizę zjawisk w układzie falownika dla stanu ustalonego, przy założeniu dostatecznie dużej dobroci obwodu rezonansowego. Zastosowano metodę podstawowej harmonicznej o częstotliwości równej częstotliwości przełączania tranzystorów [16, 26, 134, 157].

### 2.2.1. Układ z odbiornikiem rezystancyjnym

Na rysunku 2.9 przedstawiono schemat obwodu mocy falownika szeregowego z szeregowo włączonym odbiornikiem rezystancyjnym  $R_{ac} = R_o + \Delta R$ .  $R_o$  reprezentuje rzeczywiste obciążenie falownika, natomiast  $\Delta R$  oznacza pozostałe straty w falowniku proporcjonalne do kwadratu wartości skutecznej prądu wyjściowego falownika (rezystancja dynamiczna łączników, rezystancja uzwojenia dławika itp.).

Jeśli łącznikami są tranzystory polowe, to można przyjąć, że reprezentowane są one w stanie przewodzenia przez rezystancję  $R_{DS(on)}$ . Natomiast, gdy łącznikami są tranzystory IGBT, to reprezentowane mogą być one w stanie przewodzenia przez rezystancję dynamiczną  $R_{CE(on)}$  i napięcie progowe  $U_{CE(TO)}$  wynikające z aproksymacji charakterystyki przewodzenia. W tym przypadku rezystancja  $R_{CE(on)}$  jest częścią rezystancji  $\Delta R$ . Napięcie pobudzające obwód rezonansowy ( $u_{Fal}(t) = \pm U_d/2$  w układzie półmostkowym lub  $\pm U_d$  w mostkowym) należy przy analizie pomniejszyć o wartość napięcia progowego  $U_{CE(TO)}$  dla falownika półmostkowego lub o  $2U_{CE(TO)}$  dla falownika mostkowego.



Rys. 2.9. Szeregowy falownik rezonansowy z obciążeniem włączonym szeregowo: a) układ półmostkowy, b) układ mostkowy

Napięcie wyjściowe falownika  $u_{Fal}(t)$  ma charakter fali prostokątnej i zawiera harmoniczne nieparzyste o amplitudach podanych zależnościami (2.23a) dla układu półmostkowego oraz zależnościami (2.23b) dla układu mostkowego:

$$U_{km} = \frac{2U_d}{\pi} \cdot \frac{1}{k}, \quad U_{km} = \frac{4U_d}{\pi} \cdot \frac{1}{k} \quad (2.23a), (2.23b)$$

Jeśli założyć, że  $\omega_s \approx \omega_0$ , to już przy dobroci  $Q_{ac} = 1$  z zależności (2.23a)–(2.27) otrzymuje się amplitudy 3, 5, 7, 9... harmonicznej prądu równe około 12%, 4%, 2%, 1% ... wartości amplitudy pierwszej harmonicznej. Obwód rezonansowy ma właściwości filtra i można w przybliżonej analizie przyjąć jako wymuszenie podstawową harmoniczną napięcia wyjściowego falownika  $u_{1Fal}$ , a przebieg wartości chwilowych prądu jako sinusoidalny.

Poniżej przedstawiona będzie analiza [16] dla stanu ustalonego przy założeniu sinusoidalnego zasilania (dla  $k = 1$ ) dla układu półmostkowego ( $u_{Fal}(t) = \pm U_d/2$ ). W celu zapewnienia większej czytelności wzorów indeks „1” charakteryzujący pierwsze harmoniczne będzie pominięty. Założono przy tym, że łączniki oraz elementy obwodu rezonansowego są idealne, a dobroć obwodu rezonansowego jest dostatecznie duża. Jeśli uwzględnione mają być straty związane z przewodzeniem, to należy wprowadzić szeregowo z odbiornikiem dodatkową rezystancję  $\Delta R$ . Straty związane z przełączaniem są w poniższych rozważaniach pominięte.

Amplituda pierwszej harmonicznej dla układu półmostkowego wynosi:

$$U_m = \frac{2U_d}{\pi} \quad (2.24)$$

Impedancja obwodu rezonansowego (wraz z odbiornikiem) równa jest:

$$\underline{Z} = R_{ac} + j(\omega_s L_r - \frac{1}{\omega_s C_r}) = R_{ac} (1 + jQ_{ac}\delta) = Z e^{j\varphi} \quad (2.25)$$

gdzie:

$$Z = R_{ac} \sqrt{1 + (Q_{ac}\delta)^2} \quad (2.26a)$$

$$\delta = \frac{\omega_s}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_s} \quad (2.26b)$$

Prąd wyjściowy falownika wyrażony jest zależnością:

$$i_{\text{Fal}} = I_m \sin(\omega_s t - \varphi) \quad (2.27)$$

przy czym:

$$I_m = \frac{U_m}{Z}, \quad \varphi = \arctg(Q_{\text{ac}}\delta) \quad \text{lub} \quad \varphi = \arccos\left(\frac{1}{\sqrt{1+(Q_{\text{ac}}\delta)^2}}\right) \quad (2.28), (2.29)$$

Amplituda prądu falownika wynosi:

$$I_m = \frac{U_m}{Z} = \frac{2U_d}{\pi R_{\text{ac}} \sqrt{1+(Q_{\text{ac}}\delta)^2}} \quad (2.30)$$

Wartość średnia prądu źródła jest równa:

$$\begin{aligned} I_d &= \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi I_m \sin(\omega_s t - \varphi) d\omega t = \frac{1}{\pi} I_m \cos \varphi = \\ &= \frac{1}{\pi} \cdot \frac{I_m}{\sqrt{1+(Q_{\text{ac}}\delta)^2}} = \frac{2U_d}{\pi^2 R_{\text{ac}} (1+(Q_{\text{ac}}\delta)^2)} \end{aligned} \quad (2.31)$$

Moc pobrana ze źródła wynosi:

$$P_d = 2 \left( \frac{U_d}{2} \right) I_d = \frac{2U_d^2}{\pi^2 R_{\text{ac}} [1+(Q_{\text{ac}}\delta)^2]} \quad (2.32)$$

Moc ta osiąga maksimum przy  $\delta = 0$  ( $f_s = f_0$ ) i dla układu półmostkowego wynosi:

$$P_{\text{dm}} = \frac{2U_d^2}{\pi^2 R_{\text{ac}}} \quad (2.33)$$

Moc odbiornika  $P_o$  jest równa:

$$P_o = \frac{I_m^2}{2} R_o = P_d \frac{R_o}{R_{\text{ac}}} \quad (2.34)$$

co przy uwzględnieniu zależności (2.30) wynosi:

$$P_o = \frac{2U_d^2}{\pi^2 R_{\text{ac}} (1+(Q_{\text{ac}}\delta)^2)} \frac{R_o}{R_{\text{ac}}} \quad (2.35)$$

Maksymalna moc odbiornika (dla  $f_s = f_0$ ) wynosi więc odpowiednio:

$$P_{\text{om}} = \frac{2U_d^2}{\pi^2} \frac{R_o}{R_{\text{ac}}^2} \quad (2.36)$$

Z zależności (2.32)–(2.36) wynika, że moc pobrana ze źródła proporcjonalna jest do kwadratu napięcia zasilającego falownik, a więc dla układu mostkowego jest czterokrotnie większa niż dla układu półmostkowego przy tych samych warunkach.

Sprawność układu, przy uwzględnieniu tylko strat przewodzenia proporcjonalnych do kwadratu prądu, wynosi:

$$\eta = \frac{P_o}{P_d} = \frac{R_o}{R_o + \Delta R} = \frac{R_o}{R_{ac}} \quad (2.37)$$

Rozważania prowadzone w pracy [16], dotyczące sprawności (2.37), są słuszne, jeśli elementami wykonawczymi są tranzystory polowe (MOSFET), w których nie występuje napięcie progowe na charakterystyce przewodzenia, straty przełączania są dużo mniejsze od strat przewodzenia (miękkie przełączanie), a czasy przewodzenia diod są dużo mniejsze od czasów przewodzenia tranzystorów.

Przypadki, w których zastosowane są tranzystory IGBT, wymagają pogłębionej analizy. Ich charakterystyki w stanie przewodzenia [159, 162, 167] aproksymować można za pomocą rezystancji i szeregowo dołączonego źródła:  $u_{CE} = U_{CE(TO)} + R_{CE(on)} i_C$ . Wówczas, przy tych samych założeniach, sprawność układu wynosi:

$$\eta = \frac{P_o}{P_o + \Delta P_{\Delta R} + \Delta P_{T0}} \quad (2.38)$$

przy czym:  $\Delta P_{\Delta R}$  – straty spowodowane rezystancjami pasożytniczymi (proporcjonalne do kwadratu wartości skutecznej prądu),  $\Delta P_{T0}$  – straty związane z napięciem progowym (proporcjonalne do wartości średniej prądu elementu).

Przy uwzględnieniu napięcia progowego  $U_{CE(TO)}$ , moc w odbiorniku  $P_o$ , moc strat w rezystancjach pasożytniczych  $\Delta P_{\Delta R}$ , moc strat proporcjonalnych do wartości średniej prądu łączników  $\Delta P_{T0}$  oraz sprawność  $\eta$  dla układu półmostkowego wynoszą:

$$P_o = \frac{2(U_d - U_{CE(TO)})^2}{\pi^2 R_{ac} (1 + (Q_{ac} \delta)^2)} \frac{R_o}{R_{ac}} \quad (2.39)$$

$$\Delta P_{\Delta R} = \frac{2(U_d - U_{CE(TO)})^2}{\pi^2 R_{ac} (1 + (Q_{ac} \delta)^2)} \frac{\Delta R}{R_{ac}} \quad (2.40)$$

$$\Delta P_{T0} = 2U_{CE(TO)} I_d = U_{CE(TO)} \frac{4(U_d - U_{CE(TO)})}{\pi^2 R_{ac} [1 + (Q_{ac} \delta)^2]} \quad (2.41)$$

$$\eta = \frac{U_d - U_{CE(TO)}}{U_d + U_{CE(TO)}} \frac{R_o}{R_{ac}} \quad (2.42)$$

Natomiast w układzie pełnego mostka moce te oraz sprawność są równe:

$$P_o = \frac{8(U_d - 2U_{CE(TO)})^2}{\pi^2 R_{ac} (1 + (Q_{ac} \delta)^2)} \frac{R_o}{R_{ac}} \quad (2.43)$$

$$\Delta P_{\Delta R} = \frac{8(U_d - 2U_{CE(T0)})^2 \Delta R}{\pi^2 R_{ac} (1 + (Q_{ac} \delta)^2) R_{ac}} \quad (2.44)$$

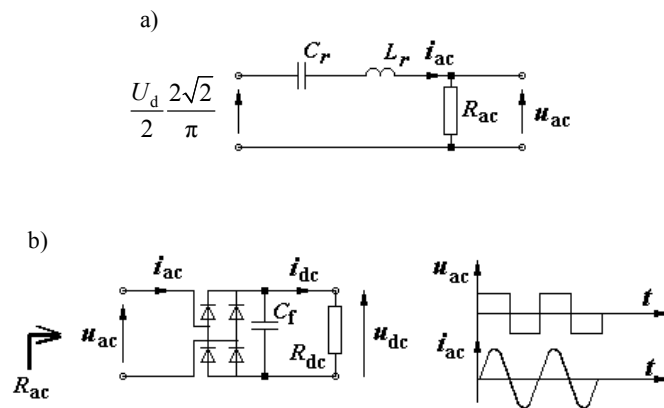
$$\Delta P_{T0} = 2U_{CE(T0)} \frac{I_d}{2} = U_{CE(T0)} \frac{16(U_d - 2U_{CE(T0)})}{\pi^2 R_{ac} [1 + (Q_{ac} \delta)^2]} \quad (2.45)$$

$$\eta = \frac{U_d - 2U_{CE(T0)}}{U_d} \frac{R_o}{R_{ac}} \quad (2.46)$$

### 2.2.2. Układ z odbiornikiem w postaci prostownika z filtrem pojemnościowym i rezystorem

W przypadku, gdy rezystor znajduje się za prostownikiem z filtrem, prostownik ten działa wówczas jak „transformator rezystancji” [26, 76, 80, 94, 98, 157]. Dla prostownika mostkowego z filtrem pojemnościowym ( $C_f \gg C_r$ , rys. 2.1c, 2.10b) prąd wejściowy ma kształt fali sinusoidalnej, a napięcie wejściowe – fali prostokątnej. Zależności między wartościami skutecznymi wielkości wejściowych (dla pierwszej harmonicznej) a wartościami średnimi wielkości wyjściowych są określone równaniami (2.47) i (2.48). Na rysunku 2.10a przedstawiono schemat zastępczy szeregowego obwodu rezonansowego z odbiornikiem szeregowym, w którym prostownik z filtrem i rezystorem  $R_{dc}$  zastąpiono rezystorem  $R_{ac}$ . Wartość skuteczna podstawowej harmonicznej ( $U_d/2$ )( $2\sqrt{2}/\pi$ ) napięcia pobudzającego obwód rezonansowy odpowiada napięciu wyjściowemu falownika półmostkowego zasilanego napięciem  $U_d$ . Zależności (2.47) i (2.48) dotyczą natomiast prostownika mostkowego:

$$U_{ac} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_{dc}, \quad I_{dc} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_{ac} \quad (2.47), (2.48)$$



Rys. 2.10. Sposób wyznaczania rezystancji zastępczej  $R_{ac}$  dla odbiornika składającego się z prostownika, filtra pojemnościowego i rezystora  $R_{dc}$ : a) schemat zastępczy układu z rezystorem  $R_{ac}$ , b) schemat odbiornika oraz przebiegi prądu i napięcia na jego wejściu

Dzieląc wartości skuteczne podstawowej harmonicznej napięcia i prądu na wejściu prostownika, wyznaczyć można rezystancję zastępczą  $R_{ac}$  tego prostownika z filtrem pojemnościowym i rezystorem  $R_{dc}$  (2.49):

$$R_{ac} = \frac{U_{ac}}{I_{ac}} = \frac{8}{\pi^2} R_{dc} = 0,811 R_{dc} \quad (2.49)$$

Dalsza analiza układu przebiega zgodnie z opisaną w podrozdziale 2.2.1, przy czym w miejsce prostownika z filtrem pojemnościowym wprowadzono zastępczy rezystor  $R_{ac}$ .

## 2.3. Ocena wyników analizy zjawisk w szeregowych falownikach rezonansowych z odbiornikiem szeregowym

### 2.3.1. Porównanie wybranych parametrów i charakterystyk

Wyniki uzyskane dzięki analizie dla harmonicznej podstawowej porównano z wynikami analizy stanów nieustalonych MSKS oraz uzyskanymi symulacyjnie. Określono błędy wynikające z przyjętych założeń upraszczających przy różnych: wartościach dobroci obwodu rezonansowego, częstotliwościach przełączeń i sposobie włączenia obciążenia.

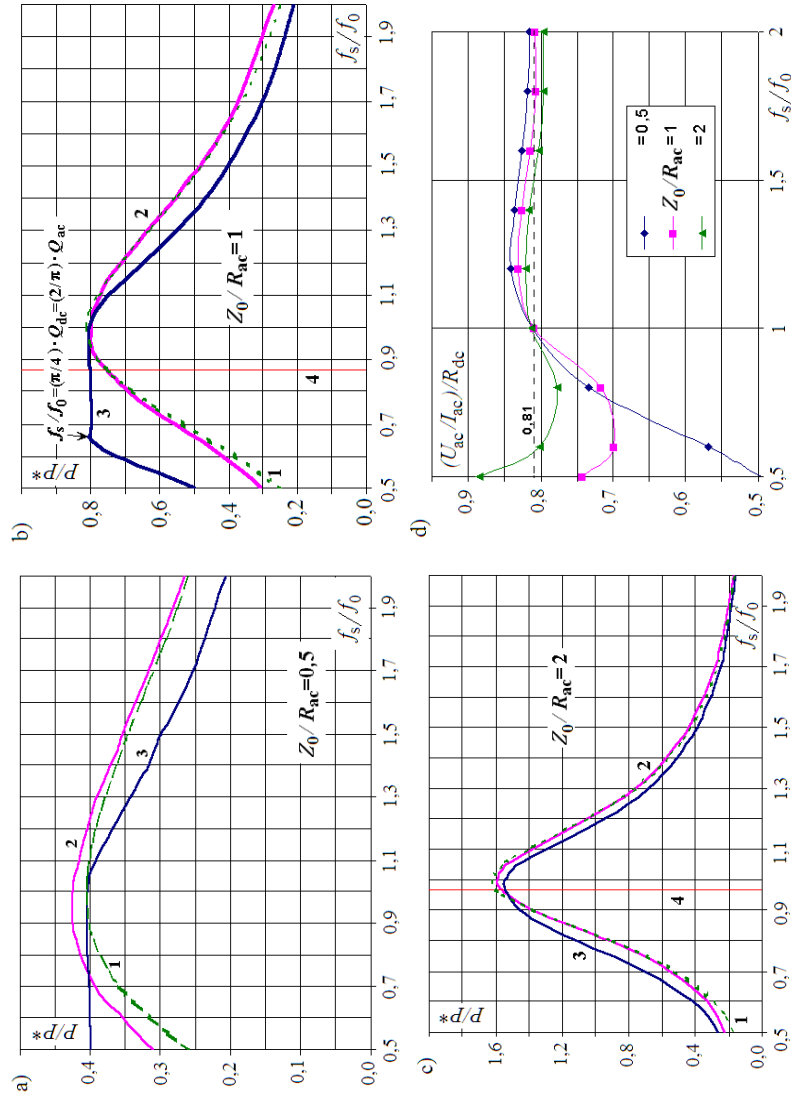
Na rysunkach 2.11a, b, c przedstawiono charakterystyki względnej mocy obciążenia uzyskane analitycznie (dla pełnego mostka, wyniki z zależności (2.32) pomnożono przez 4), przy założeniu: braku strat w układzie, sinusoidalnego wymuszenia (jak na rys. 2.1a) i odbiorniku rezystancyjnym  $R_{ac}$  (krzywa 1).

Na tych rysunkach przedstawiono także charakterystyki względnej mocy obciążenia, uzyskane w wyniku symulacji komputerowej, przy zasilaniu obwodu rezonansowego z falownika (jak na rys. 2.1b i 2.1c) o takiej samej wartości skutecznej podstawowej harmonicznej napięcia wyjściowego: przy odbiorniku rezystancyjnym  $R_{ac}$  (krzywa 2) oraz odbiorniku będącym prostownikiem z filtrem pojemnościowym i rezystorem  $R_{dc}$  (krzywa 3).

Rezystancję zastępczą dla prostownika z filtrem i rezystorem  $R_{dc}$  wyznaczono z zależności (2.49) tak, aby jej sprowadzona wartość równa była wartościom jak dla przypadków, które ilustrują krzywe 1 i 2. Granicę obszaru ciągłego i impulsowego prądu obwodu rezonansowego (rys. 2.11b) wyznaczono z zależności (2.12b) i porównano z granicą wyznaczoną symulacyjnie.

Na rysunku 2.11d przedstawiono przebieg ilorazu wartości skutecznych napięcia i prądu na wejściu prostownika, odniesionego do wartości rezystancji na wyjściu prostownika. Przy założeniu idealnych właściwości filtrujących szeregowego obwodu rezonansowego, zgodnie z zależnością (2.49), iloraz ten powinien wynosić  $8/\pi^2 \approx 0,811$ .

Symulację i obliczenia przeprowadzono dla danych: pełny mostek 1-fazowy, łączniki idealne,  $U_d = 300$  V,  $C_r = 1$   $\mu$ F,  $L_r = 63,39$   $\mu$ H,  $C_f = 470$   $\mu$ F,  $Q_{ac} = 0,5, 1, 2$ ;  $R_{dc} = (1/0,811)R_{ac}$ ,  $Q_{dc} = 0,811Q_{ac}$ ,  $P_B = U_d^2/Z_0 = 121,3$  kW.



Rys. 2.11. Charakterystyki względnej mocy i względnej rezystancji zastępczej w funkcji częstotliwości przełączania tranzystorów: a), b), c) względna moc obciążenia wyznaczona: 1 – analitycznie dla wymuszenia napięciowego, sinusoidalnego i odbiornika rezystancyjnego, 2 – symulacyjnie przy wymuszeniu napięciowym, prostokątnym i odbiorniku rezystancyjnym, 3 – symulacyjnie przy wymuszeniu napięciowym, prostokątnym i odbiorniku składającym się z prostownika i rezystorem, 4 – częstotliwość drgań własnych dla wymuszenia sinusoidalnego i odbiornika rezystancyjnego; d) względna, sprowadzona do obwodu AC, wartość rezystancji  $R_{dc}$

Z przebiegu charakterystyk przedstawionych na rysunku 2.11 wynika, że:

- dla częstotliwości  $f_s \geq f_0$  charakterystyki względnej mocy dla struktur z rysunków 2.1a, b, c mają zbliżony kształt, przy czym już dla dobroci  $Q_{ac} \geq 1$  krzywe 1 i 2 są praktycznie identyczne, a krzywa 3 (odbiornik z prostownikiem) przebiega poniżej krzywych 1 i 2. Różni się ona (krzywa 3) od tych pozostałych nie więcej niż ok.: 15%, 10%, 5% dla  $Q_{ac} = 0,5, 1, 2$  w stosunku do mocy maksymalnych dla danych dobroci. Błędy te maleją ze wzrostem dobroci;
- dla częstotliwości  $f_s < f_0$  charakterystyki względnej mocy dla odbiornika rezystancyjnego i zasilania napięciem sinusoidalnym (krzywa 1) jak również napięciem prostokątnym (krzywa 2) mają zbliżony kształt, przy czym już dla dobroci  $Q_{ac} \geq 1$  krzywe 1 i 2 są praktycznie identyczne;
- dla częstotliwości  $f_s < f_0$  charakterystyki podane krzywymi 3 (odbiornik z prostownikiem) różnią się znacznie od charakterystyk 1 i 2 w przypadku występowania impulsowego prądu obwodu rezonansowego;
- impulsowy prąd obwodu rezonansowego występuje wtedy, gdy spełniony jest warunek (2.50a). Granice występowania prądu impulsowego wyraźnie widać na rysunku 2.11b. Względne częstotliwości graniczne to:  $f_s/f_0 = 1$  oraz częstotliwość wyznaczona z równania (2.50b). Zależności te wynikają ze wzoru (2.13b) przy założeniu  $f_s/f_0 = 1$  oraz wzoru (2.12b). Dla  $Q_{ac} = 1$  ( $Q_{dc} \approx 0,81 < 4/\pi \approx 1,27$ ) prąd impulsowy pojawia się przy  $f_s/f_0 = 1$  i przechodzi w prąd ciągły przy częstotliwości  $f_s/f_0 = (\pi/4)Q_{dc} \approx 0,64$ , co zgodne jest z charakterystyką 3 przedstawioną na rysunku 2.11b.

$$Q_{dc} = \frac{8}{\pi^2} Q_{ac} < \frac{4}{\pi} \quad (2.50a)$$

$$\frac{f_s}{f_0} = \frac{\pi}{4} Q_{dc} = \frac{2}{\pi} Q_{ac} \quad (2.50b)$$

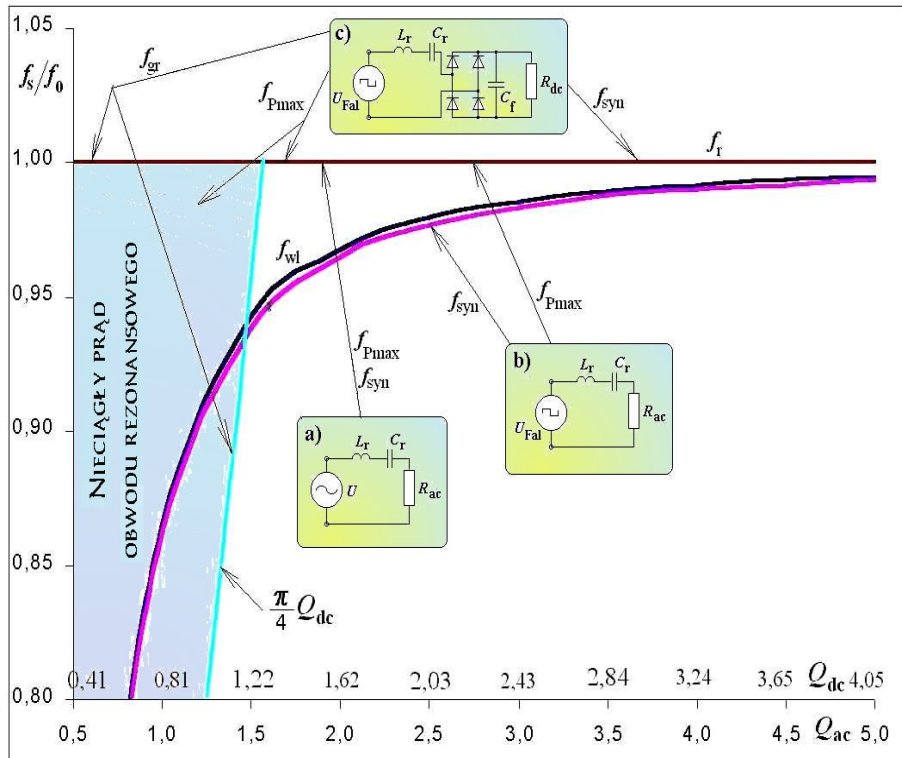
- iloraz wartości skutecznych napięcia i prądu na wejściu prostownika odniesiony do wartości rezystancji na wyjściu prostownika, przy założeniu idealnych właściwości filtrujących szeregowego obwodu rezonansowego, powinien wynosić 0,8106:
  - dla  $1 \leq f_s/f_0 < 2$  popełniony błąd wynosi odpowiednio ok.: 4%, 3%, 1,5% dla dobroci  $Q_{ac} = 0,5, 1, 2$ ,
  - dla  $0,5 \leq f_s/f_0 < 1$  popełniony błąd wynosi odpowiednio ok.: 40%, 14%, 9%; zarówno dla dobroci  $Q_{ac} = 0,5$  oraz 1 występuje impulsowy prąd obwodu rezonansowego i związane z tym znaczne błędy.

Metoda zastępowania prostownika z filtrem pojemnościowym i rezystorem  $R_{dc}$  zastępczym rezystorem  $R_{ac}$  może być stosowana jedynie przy ciągłym prądzie obwodu rezonansowego. Błąd spowodowany tą metodą maleje wraz ze wzrostem dobroci obwodu rezonansowego.

### 2.3.2. Częstotliwości charakterystyczne falowników z odbiornikiem szeregowym

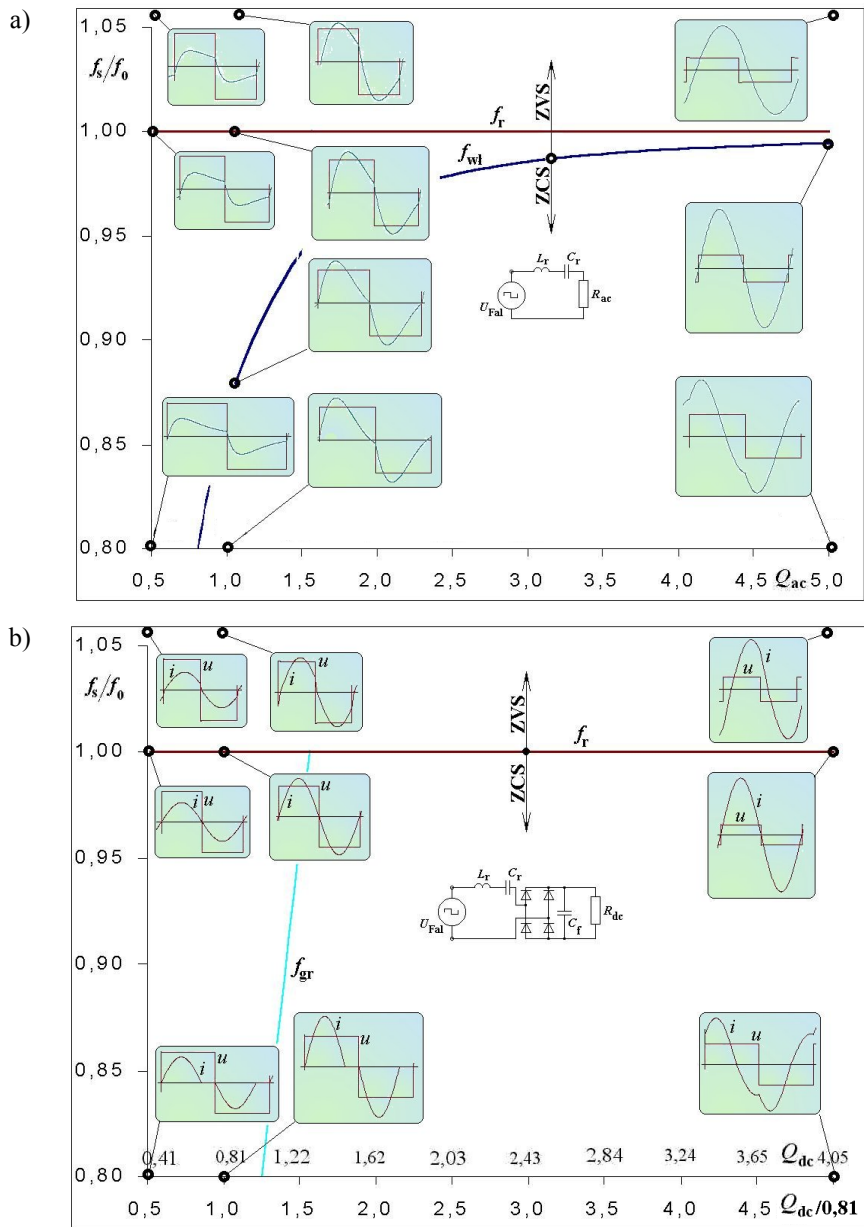
Na rysunku 2.12 przedstawiono przebiegi funkcji będących częstotliwościami charakterystycznymi dla układów z rysunku 2.1a, b, c.





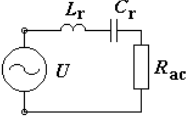
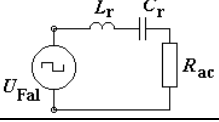
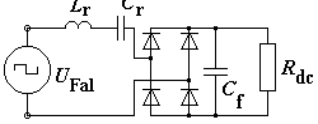
Rys. 2.12. Przebiegi funkcji będących częstotliwościami charakterystycznymi dla układów z szeregowym obwodem rezonansowym i odbiornikiem szeregowym;  $f_0$  – częstotliwość rezonansowa nietłumionego dwójnika  $LC$ ,  $f_r$  – częstotliwość rezonansowa obwodu  $RLC$ ,  $f_{wl}$  – częstotliwość drgań własnych obwodu  $RLC$ ,  $f_{syn}$  – częstotliwość synchronizacji napięcia i prądu zasilającego obwód rezonansowy (granica ZCS-ZVS),  $f_s$  – częstotliwość przełączeń tranzystorów (częstotliwość napięcia pobudzającego obwód rezonansowy),  $f_{Pmax}$  – częstotliwość, przy której do obciążenia dociera energia z maksymalną mocą,  $f_{gr}$  – częstotliwość, przy której prąd obwodu rezonansowego staje się impulsowy

Na rysunku 2.13 pokazano natomiast przebiegi czasowe prądu i napięcia wyjściowego falownika, w zależności od częstotliwości przełączeń tranzystorów oraz dobroci obwodu rezonansowego. Z powyższych rysunków wynikają wnioski dotyczące wartości częstotliwości charakterystycznych dla poszczególnych struktur. Wartości częstotliwości charakterystycznych zestawiono w tabeli 2.3, przy czym częstotliwość  $f_0$  i  $f_{wl}$  wyznaczyć można z zależności (2.3). Wartości częstotliwości synchronizacji oraz częstotliwości odpowiadającej mocy maksymalnej dla układów z falownikiem wyznaczono symulacyjnie.



Rys. 2.13. Przebiegi wartości chwilowych prądu i napięcia wyjściowego falownika, w zależności od częstotliwości przełączeń tranzystorów oraz dobroci obwodu rezonansowego, dla: a) odbiornika rezystancyjnego, b) odbiornika w postaci prostownika z filtrem pojemnościowym i rezystorem

Tabela 2.3. Wartości częstotliwości charakterystycznych dla układów z szeregowo włączonym odbiornikiem

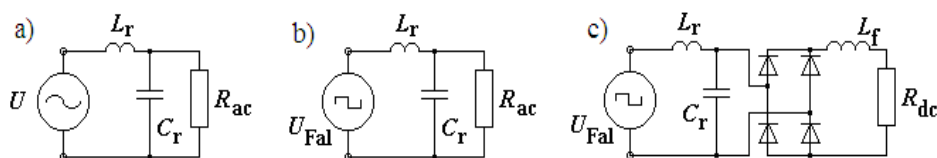
Typ układu	Częstotliwość synchronizacji	Częstotliwość $f_{P_{max}}$ , przy której do obciążenia dociera energia z maksymalną mocą	Możliwość pracy łączników jako	
			ZVS	ZCS
	$f_{syn} = f_r = f_0$	$f_{P_{max}} = f_r = f_0$	$f_s > f_r = f_0$	$f_s < f_r = f_0$
	$f_{syn} = f_{wl}$	$f_{P_{max}} = f_0$	$f_s > f_{wl}$	$f_s < f_{wl}$
	$f_{syn} = f_0$	dla $Q_{dc} \geq 4/\pi \Rightarrow f_{P_{max}} = f_0$ dla $Q_{dc} < 4/\pi \Rightarrow f_0 \geq f_{P_{max}} \geq (\pi/4)Q_{dc}f_0$	$f_s > f_0$	$f_s < f_0$

### 3. ANALIZA ZJAWISK W UKŁADACH SZEREGOWYCH FALOWNIKÓW REZONANSOWYCH Z ODBIORNIKIEM RÓWNOLEGLYM

Poniżej przedstawiono wyniki analizy zjawisk w falownikach z szeregowym obwodem rezonansowym i odbiornikiem włączonym równolegle do kondensatora obwodu rezonansowego. Do tego celu wykorzystano (podobnie jak w rozdz. 2) symulację komputerową i dwie metody analizy: metodę sekwenyjną kolejnych stanów (MSKS) oraz analizę w stanie ustalonym dla podstawowej harmonicznej.

Porównano wybrane przebiegi czasowe oraz charakterystyki układu przy:

- zasilaniu napięciem sinusoidalnym i odbiorniku rezystancyjnym (rys. 3.1a),
- zasilaniu napięciem prostokątnym i odbiorniku rezystancyjnym (rys. 3.1b),
- zasilaniu napięciem prostokątnym i odbiorniku w postaci prostownika z filtrem indukcyjnym i rezystorem (rys. 3.1c).



Rys. 3.1. Szeregowy obwód rezonansowy z odbiornikiem równoległym przy: a) zasilaniu napięciem sinusoidalnym i odbiorniku rezystancyjnym, b) zasilaniu napięciem prostokątnym i odbiorniku rezystancyjnym, c) zasilaniu napięciem prostokątnym i odbiorniku w postaci prostownika z filtrem indukcyjnym i rezystorem

W rozdziale tym przyjęto założenia, że regulacja mocy odbywa się za pomocą zmiany częstotliwości przełączania tranzystorów falownika przy sterowaniu tranzystorów z wypełnieniem 50%.

Spotykane w literaturze założenia dotyczące analizy AC falowników rezonansowych z równolegle dołączonym odbiornikiem są identyczne z podanymi w rozdziale 2. Nasuwa się więc pytanie, jakie powstają błędy przy analizie AC i sterowaniu częstotliwościowym oraz czy nie została zatracona istota niektórych zjawisk. Będzie to wymagało pogłębienia analizy celem pokazania istotnych różnic w pracy układu, w zależności od rodzaju wymuszenia i sposobu włączenia obciążenia.

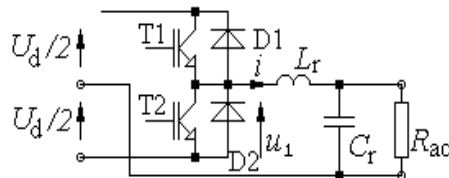
#### 3.1. Analiza w przedziałach czasowych, w których topologia układu pozostaje stała

W analizie MSKS, prowadzonej w tym podrozdziale, czas początku każdego etapu (stanu) pracy falownika przyjmowany jest jako równy zero.

##### 3.1.1. Układ z odbiornikiem rezystancyjnym

Na rysunku 3.2 przedstawiono schemat falownika z szeregowym obwodem rezonansowym i odbiornikiem rezystancyjnym włączonym równolegle do kondensatora.

Napięcie wyjściowe falownika  $u_1$  równe jest, w czasie każdego półokresu pracy, napięciu  $U_1 = \pm U_d/2$  dla układu półmostkowego (rys. 3.2) lub  $\pm U_d$  dla układu mostkowego.



Rys. 3.2. Schemat ideowy szeregowego falownika rezonansowego (układ półmostkowy) z rezystancyjnym odbiornikiem równoległym

Jeśli współczynnik tłumienia  $\alpha$  jest mniejszy od pulsacji  $\omega_0$  ((3.3) i (3.4)), to prąd cewki i napięcie na kondensatorze obwodu rezonansowego (rys. 3.2) można opisać wzorami:

$$i_{Lr}(t) = \frac{U_1}{R_{ac}} + e^{-\alpha t} \left\{ \frac{1}{\omega_{wl}} \left[ \frac{U_1 - U_{C0}}{L_r} + 2\alpha I_{L0} - \alpha \left( \frac{U_1}{R_{ac}} + I_{L0} \right) \right] \sin \omega_{wl} t + \left( I_{L0} - \frac{U_1}{R_{ac}} \right) \cos \omega_{wl} t \right\} \quad (3.1)$$

$$u_{Cr}(t) = U_1 + e^{-\alpha t} \left\{ \frac{1}{\omega_{wl}} \left[ -(U_1 + U_{C0})\alpha + I_{L0} L_r \omega_0^2 \right] \sin \omega_{wl} t + (-U_1 + U_{C0}) \cos \omega_{wl} t \right\} \quad (3.2)$$

gdzie:  $U_{C0}, I_{L0}$  – warunki początkowe w analizowanym przedziale czasu,

$$\alpha = \frac{1}{2R_{ac}C_r}, \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad (3.3), (3.4)$$

$$\omega_{wl} = \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2} = 2\pi f_{wl} \quad (3.5)$$

Obwód ten charakteryzuje impedancja falowa  $Z_0$  oraz dobroć  $Q_{ac}$ . Dla zaznaczenia obecności odbiornika rezystancyjnego w obwodzie prądu przemiennego dobroć tę oznaczono dodatkowo indeksem „ac”.

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} = \omega_0 L_r = \frac{1}{\omega_0 C_r}, \quad Q_{ac} = \frac{R_{ac}}{Z_0} \quad (3.6), (3.7)$$

W szczególnym przypadku, gdy  $R_{ac}$  dąży do nieskończoności, współczynnik tłumienia  $\alpha$  dąży do zera i równania (3.1) i (3.2) przybierają postać (analogiczną do zamieszczonych w [146]):

$$i_{Lr}(t) = \frac{U_1 - U_{C0}}{Z_0} \sin(\omega_0 t) + I_{L0} \cos(\omega_0 t) \quad (3.8)$$

$$u_{Cr}(t) = U_1 - (U_1 - U_{C0}) \cos(\omega_0 t) + I_{L0} Z_0 \sin(\omega_0 t) \quad (3.9)$$

Przy  $\alpha \rightarrow 0$ , jeśli zamiast łączników tranzystorowo-diodowych zastosowane będą tyristory SCR, a częstotliwość przełączeń  $f_s$  będzie mniejsza lub równa częstotliwości synchronizacji  $f_{syn}$ , to  $i(0) = I_{L0} = 0$  oraz:

$$i_{Lr}(t) = \frac{U_1 - U_{C0}}{Z_0} \sin(\omega_0 t) \quad (3.10)$$

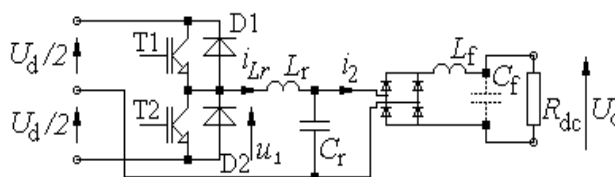
$$u_{Cr}(t) = U_1 - (U_1 - U_{C0}) \cos(\omega_0 t) \quad (3.11)$$

Przy  $\alpha \neq 0, f_s < f_{syn}$  oraz tyrystorach SCR, zakładając, że  $-u_{Cr}(0) = u_{Cr}(T_s/2)$ , łatwo można z równania (3.1) wyznaczyć:

$$U_{C0} = U_1 \frac{1 + e^{(-\alpha \frac{T_s}{2})}}{-1 + e^{(-\alpha \frac{T_s}{2})}} \quad (3.12)$$

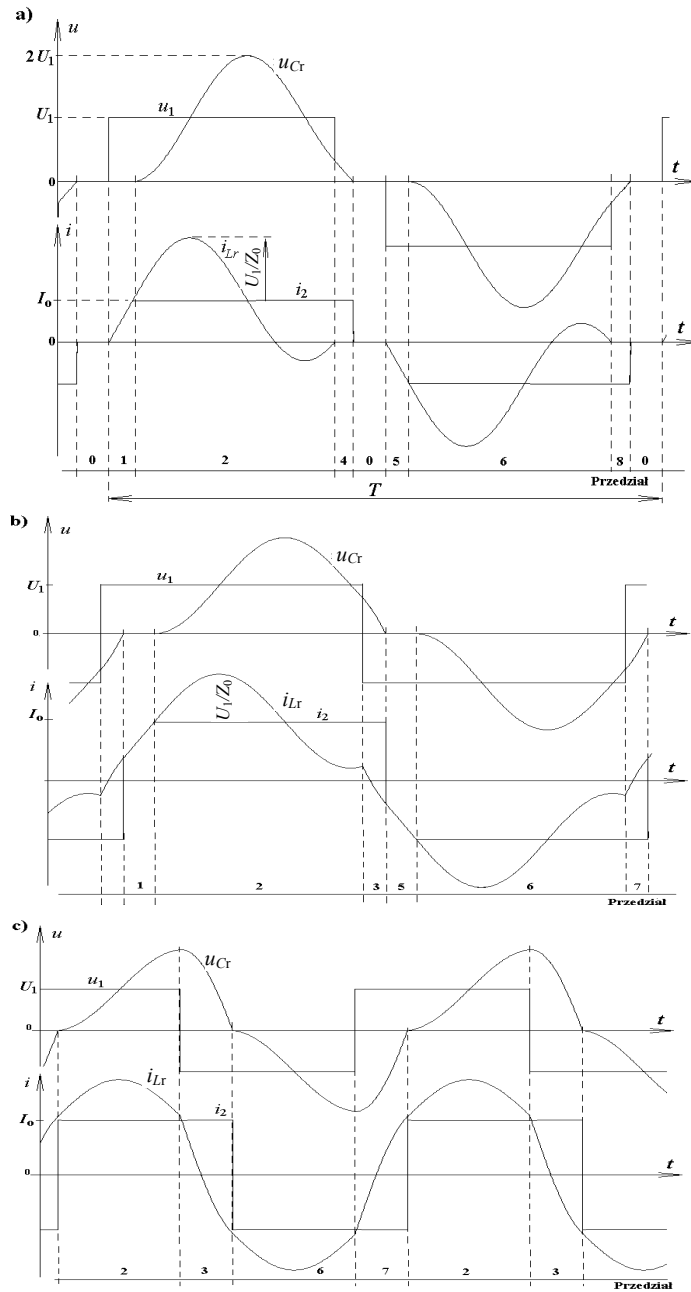
### 3.1.2. Układ z odbiornikiem w postaci prostownika z filtrem indukcyjnym i rezystorem

Przy założeniu, że elementy są idealne, w obwodzie prądu przemiennego nie występuje rezystancja (rys. 3.3). W tym przypadku współczynnik tłumienia  $\alpha$  we wzorach (3.1)–(3.5) jest równy zero. Dla dostatecznie dużej indukcyjności dławika  $L_f$  można założyć, że prąd tego dławika ma stałą wartość chwilową, która nie zmienia się w czasie trwania cyklu pracy falownika. Nie ma przy tym znaczenia, czy filtr składa się tylko z dławika  $L_f$  czy z dławika  $L_f$  i kondensatora  $C_f$ . W związku z powyższym, prąd  $i_2$  przyjmuje przedziałami stałą wartość  $I_2 = \pm I_o = \pm U_o/R_{dc}$ .



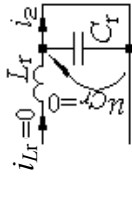
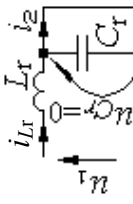
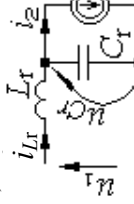
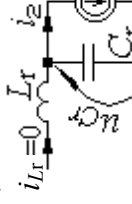
Rys. 3.3. Szeregowy falownik rezonansowy z odbiornikiem równoległym w postaci prostownika z filtrem indukcyjnym i rezystorem

Na rysunku 3.4 przedstawiono przebiegi wartości chwilowych prądów i napięć w układzie dla różnych częstotliwości przełączeń i różnych obciążań. Możliwych jest 8 przedziałów czasowych w okresie jednego cyklu pracy falownika (tab. 3.1), przy czym nie wszystkie przedziały czasowe mogą wystąpić w określonych warunkach. W szczególności przedział „0” (rys. 3.4a i 3.5a) wystąpić może tylko dla falownika z łącznikami ZCS załączanymi krótkimi impulsami wyzwalającymi. Na schematach zastępczych falownika (tab. 3.1, rys. 3.5a – 3.5d) zwarcie kondensatora  $C_r$  spowodowane jest przewodzeniem wszystkich diod mostka prostowniczego w przedziałach czasowych „0”, „1” i „5”. Natomiast w pozostałych przedziałach czasowych zastąpiono dławik  $L_f$  źródłem prądowym  $\pm I_o$ . Opis matematyczny układu w poszczególnych przedziałach czasowych przedstawiony jest za pomocą zależności (3.13)–(3.18) oraz (3.19) i (3.20).



Rys. 3.4. Przebiegi prądów i napięć w układzie z rysunku 3.3 przy: a) przedziałami zerowym (impulsowym) prądzie  $i_{Lr}$  i przedziałami zerowym napięciu  $u_{Cr}$ , b) przedziałami zerowym napięciu  $u_{Cr}$  i ciągłym prądzie  $i_{Lr}$ , c) ciągłym napięciu  $u_{Cr}$  i ciągłym prądzie  $i_{Lr}$

Tabela 3.1. Schematy zastępcze i opis matematyczny dla 1 cyklu pracy falownika

Przedział	$u_1$	$i_2$	Schemat zastępczy (rys. 3.5)	Warunki początkowe	Równania
0	0	0	a) 	$i_{Lr}(0) = 0$ $u_{Cr}(0) = 0$	$i_{Lr}(t) = 0$ (3.13) $u_{Cr}(t) = 0$ (3.14)
1	$U_d/2$	$i_{Lr} = i_2$ (rośnie do $I_o$ )	b) 	$i_{Lr}(0) \begin{cases} = 0 \text{ dla dcm} \\ \neq 0 \text{ dla ecm} \end{cases}$ $u_{Cr}(0) = 0$	$i_{Lr}(t) = \frac{U}{L_r} t + i_{Lr}(0)$ (3.15) $u_{Cr}(t) = 0$ (3.16)
5	$-U_d/2$	$i_{Lr} = i_2$ (maleje do $-I_o$ )	c) 	w przedziale 2 i 6 $i_{Lr}(0) = i_2 = \pm I_o$ $u_{Cr}(0) = 0$	(3.19) – (3.20) (wzory te zamieszczono pod tabelą)
2	$U_d/2$	$I_o$	d) 		
3	$-U_d/2$	$I_o$			
6	$-U_d/2$	$-I_o$			
7	$U_d/2$	$-I_o$			
4	$u_1 = u_{Cr}$ (maleje do 0)	$I_o$			$i_{Lr}(t) = 0$ (3.17)
8	$u_1 = u_{Cr}$ (rośnie do 0)	$-I_o$		$i_{Lr}(0) = 0$ $u_{Cr}(0) \neq 0$	$u_{Cr}(t) = -\frac{1}{C_r} i_2 t + u_{Cr}(0)$ (3.18)



Dla przedziałów czasowych 2, 3, 6 i 7 prąd cewki  $L_r$  oraz napięcie na kondensatorze  $C_r$  opisują zależności:

$$i_{Lr}(t) = \frac{U_1 - U_{C0}}{Z_0} \sin \omega_0 t + (I_{L0} - I_2) \cos \omega_0 t + I_2 \quad (3.19)$$

$$u_{Cr}(t) = U_1 + (-U_1 + U_{C0}) \cos \omega_0 t + (I_{L0} - I_2) Z_0 \sin \omega_0 t \quad (3.20)$$

Dla przedziałów 2 i 6 obowiązują dodatkowo warunki:  $i_{Lr}(0) = i_2 = \pm I_0$  oraz  $u_{Cr}(0) = 0$ . W związku z powyższym, dla tych przedziałów równania (3.19) i (3.20) przyjmują postać:

$$i_{Lr}(t) = \frac{U_1 - U_{C0}}{Z_0} \sin \omega_0 t + I_2 \quad (3.21)$$

$$u_{Cr}(t) = U_1 (1 - \cos \omega_0 t) \quad (3.22)$$

W przedziałach 2 i 6 osiągnięte są przez prąd  $i_{Lr}$  i napięcie  $u_{Cr}$  wartości ekstremalne. Jeśli przedziały 2 oraz 6 trwają dostatecznie długo (rys. 3.4a, b), to wartości te wynoszą:  $|i_{Lr}|_{\max} = U_1/Z_0 + U_0/R_{dc}$ ,  $|u_{Cr}|_{\max} = 2U_1$ . Przy pracy ustalonej można ograniczyć analizę do jednego półokresu. Wartości maksymalne prądu  $i_{Lr}$  są wartościami maksymalnymi prądu tranzystorów.

Poniżej wprowadzone zostanie pojęcie dobroci  $Q_{dc}$  obwodu rezonansowego przy równoległym włączeniu do kondensatora  $C_r$  odbiornika składającego się z prostownika z filtrem indukcyjnym i rezystorem. W celu zaznaczenia obecności rezystora w obwodzie prądu stałego, dobroć tę oznaczono dodatkowo indeksem „dc”.

$$Q_{dc} = \frac{R_{dc}}{Z_0} \quad (3.23)$$

W zależności od stosunku częstotliwości  $f_s/f_0$  oraz dobroci  $Q_{dc}$  (jak również sposobu sterowania zastosowanych łączników) przekształtnik pracować może [16, 98, 99, 137] (rys. 3.4): z przedziałami zerowym (impulsowym) prądem obwodu rezonansowego (ang. dcm – discontinuous current mode), z ciągłym prądem obwodu rezonansowego (ang. ccm – continuous current mode), z przedziałami zerowym napięciem kondensatora obwodu rezonansowego oraz z ciągłym napięciem kondensatora obwodu rezonansowego.

Jeśli w pracy układu występują przedziały „0” (co ma miejsce dla falownika z łącznikami ZCS, przy częstotliwości przełączeń  $f_s$  mniejszej niż ok.  $0,5f_0$ ), wówczas przekształtnik staje się źródłem napięcia [16], które nie zależy od obciążenia:

$$U_o \approx 2U_1 \frac{f_s}{f_0} \eta \quad (3.24)$$

gdzie:  $\eta$  – sprawność układu.

W przypadku granicznym (w którym przedział „0” przestaje występować, dla  $f_s \approx 0,5f_0$ ) i pominięciu strat mocy, wartość napięcia, prądu i mocy odbiornika dla układu półmostkowego wynosi:

$$U_o \approx U_d/2, \quad I_o \approx U_d/(2R_{dc}), \quad P_o \approx U_d^2/(4R_{dc}) \quad (3.25)... (3.27)$$

Dla układu mostkowego napięcie i prąd odbiornika mają dwukrotnie większą wartość, a moc obciążenia czterokrotnie większą wartość w stosunku do układu półmostkowego.

Wyznaczenie  $U_o$  dla innych warunków (niż  $f_s \leq 0,5f_0$ ) prowadzi do skomplikowanych zależności mało przydatnych do obliczeń praktycznych. Napięcie na obciążeniu może być wyznaczone w stosunkowo prosty sposób przy użyciu metod komputerowych lub analizy dla podstawowej harmonicznej, co będzie przedmiotem rozdziału 3.2.

### 3.2. Analiza zjawisk w stanie ustalonym dla podstawowej harmonicznej

Poniżej przeprowadzono analizę dla stanu ustalonego przy założeniu dostatecznie dużej dobroci obwodu rezonansowego. Zastosowano metodę podstawowej harmonicznej, o częstotliwości równej częstotliwości przełączania tranzystorów [16, 26, 134, 157].

#### 3.2.1. Układ z odbiornikiem rezystancyjnym

Założono, że łączniki oraz elementy obwodu rezonansowego są idealne, dobroć obwodu rezonansowego jest dostatecznie duża, a prąd tego obwodu jest sinusoidalny.

Napięcie wyjściowe falownika  $u_{Fal}(t)$  ma charakter fali prostokątnej i zawiera harmoniczną podstawową o amplitudzie podanej zależnością (3.28) dla układu półmostkowego oraz wzorem (3.29) dla układu mostkowego:

$$\sqrt{2}U_1 = U_m = \frac{2U_d}{\pi} \quad (3.28)$$

$$\sqrt{2}U_1 = U_m = \frac{4U_d}{\pi} \quad (3.29)$$

Prąd wyjściowy falownika (i cewki  $L_r$ ) wyrażony jest zależnością:

$$i_{Fal} = i_{L_r} = I_m \sin(\omega_s t - \varphi) \quad (3.30)$$

przy czym:

$$I_m = \frac{U_m}{Z} \quad (3.31)$$

$$Z = \frac{Z_0}{A} \sqrt{Q_{ac}^2 + \left(\frac{\omega_s}{\omega_0}\right)^2 (A - Q_{ac}^2)^2} \quad (3.32)$$

$$\varphi = \arctg \left[ \left(\frac{\omega_s}{\omega_0}\right) \left(\frac{A}{Q_{ac}} - Q_{ac}\right) \right] \quad (3.33)$$

$$A = 1 + Q_{ac}^2 \left(\frac{\omega_s}{\omega_0}\right)^2 \quad (3.34)$$

Transmitancja napięciowa obwodu (przy pominięciu strat w elementach) [16] wynosi:

$$\frac{U_o}{U_1} = \frac{1}{\sqrt{\left[1 - \left(\frac{\omega_s}{\omega_0}\right)^2\right]^2 + \left[\left(\frac{\omega_s}{\omega_0}\right) \frac{1}{Q_{ac}}\right]^2}} \quad (3.35)$$

$$\left(\frac{U_o}{U_1}\right)_{\max} = \frac{Q_{ac}}{\sqrt{1 - \frac{1}{4Q_{ac}^2}}} \quad (3.36)$$

Energia dostarczana jest do odbiornika z mocą  $P_o = U_o^2/R_{ac}$  i jest równa (dla układu półmostkowego) [16]:

$$P_o = \frac{2U_d^2}{\pi^2 R_{ac}} \frac{1}{\left[1 - \left(\frac{\omega_s}{\omega_0}\right)^2\right]^2 + \left[\left(\frac{\omega_s}{\omega_0}\right) \frac{1}{Q_{ac}}\right]^2} \quad (3.37)$$

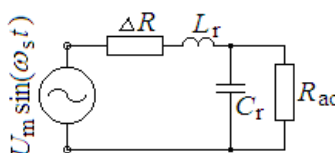
$$P_{o \max} = \frac{2U_d^2}{\pi^2 Z_0} \frac{Q_{ac}}{1 - \frac{1}{4Q_{ac}^2}} \quad (3.38)$$

W układzie pełnego mostka moc ta jest 4-krotnie większa w stosunku do mocy opisanych zależnościami (3.37) i (3.38). Przy częstotliwości rezonansowej  $f_r$  kąt fazowy  $\varphi = 0$  (3.33), natomiast przy częstotliwości  $f_{P\max}$  występuje maksimum transmitancji napięciowej i mocy ((3.36) i (3.38)):

$$f_r = f_0 \sqrt{1 - \frac{1}{Q_{ac}^2}} \quad (3.39)$$

$$f_{P\max} = f_0 \sqrt{1 - \frac{1}{2Q_{ac}^2}} \quad (3.40)$$

Po to, aby wyrażenia powyższe miały rozwiązanie rzeczywiste, wyrażenia pod pierwiastkami muszą być większe lub równe zero, oraz nie może być dzielenia przez zero. Zatem:  $Q_{ac} \neq 0$  i  $Q_{ac} \geq 1/2$  dla zależności (3.36),  $Q_{ac} \geq 1/\sqrt{2}$  dla zależności (3.40),  $Q_{ac} \geq 1$  dla wzoru (3.39).



Rys. 3.6. Schemat zastępczy układu uwzględniający straty

Należy zwrócić uwagę, że przy częstotliwości rezonansowej  $f_r$  zsynchronizowana jest podstawowa harmoniczna prądu i napięcia wyjściowego falownika, natomiast przebiegi

czasowe prądu i napięcia falownika są zsynchronizowane dla innej częstotliwości – dla częstotliwości synchronizacji  $f_{\text{syn}}$ , czego nie zasygnalizowano w cytowanej literaturze.

Jeśli uwzględnione mają być straty związane z przewodzeniem, to należy je wyznaczyć wprowadzając szeregowo z obciążeniem dodatkową rezystancję  $\Delta R$  (rys. 3.6). Zależności opisujące układ ulegną wówczas modyfikacji i wyniosą [16]:

- impedancja zastępcza obwodu (rys. 3.6):

$$Z = \frac{Z_0}{A} \sqrt{\left(A \frac{\Delta R}{Z_0} + Q_{\text{ac}}\right)^2 + \left(\frac{\omega_s}{\omega_0}\right)^2 (A - Q_{\text{ac}}^2)^2} \quad (3.41)$$

- kąt przesunięcia fazowego między pierwszymi harmonicznymi prądu i napięcia wyjściowego falownika:

$$\varphi = \text{arctg} \left[ \frac{\left(\frac{\omega_s}{\omega_0}\right) (A - Q_{\text{ac}}^2)}{A \frac{\Delta R}{Z_0} + Q_{\text{ac}}} \right] \quad (3.42)$$

- transmitancja napięciowa obwodu:

$$\frac{U_o}{U_1} = \frac{1}{\sqrt{\left[1 + \frac{\Delta R}{R_{\text{ac}}} - \left(\frac{\omega_s}{\omega_0}\right)^2\right]^2 + \left[\left(\frac{\omega_s}{\omega_0}\right) B\right]^2}} \quad (3.43)$$

$$\left(\frac{U_o}{U_1}\right)_{\text{max}} = \left[B \sqrt{1 + \frac{\Delta R}{R_{\text{ac}}} - \frac{1}{4} B^2}\right]^{-1} \quad (3.44)$$

gdzie:

$$B = \left(\frac{\Delta R}{Z_0} + \frac{1}{Q_{\text{ac}}}\right)$$

Częstotliwość rezonansowa (3.39) nie ulega zmianie, natomiast częstotliwość, przy której do obciążenia dociera energia z maksymalną mocą wynosi:

$$f_{P_{\text{max}}} = f_0 \sqrt{1 + \frac{\Delta R}{R_{\text{ac}}} - \frac{1}{2} B^2} \quad (3.45)$$

Wartość średnia prądu oraz mocy źródła dla układu półmostkowego są równe:

$$I_d = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi I_m \sin(\omega_s t - \varphi) d\alpha = \frac{1}{\pi} I_m \cos \varphi = \frac{1}{\pi} \cdot \frac{U_m}{Z} \cdot \frac{\text{Re}(Z)}{Z} = \frac{1}{\pi} \cdot \frac{U_m}{Z^2} \cdot \left(\Delta R + \frac{R_{\text{ac}}}{A}\right) \quad (3.46)$$

$$P_d = U_d I_d = \frac{2}{\pi^2} \cdot \frac{\Delta R + \frac{R_{ac}}{A}}{Z^2} (U_d^2) \quad (3.47)$$

gdzie  $U_m$  podane jest zależnością (3.28) a  $Z$  zależnością (3.41). Moc odbiornika jest równa:

$$P_o = \frac{U_o^2}{R_{ac}} = \frac{U_1^2}{R_{ac}} \left( \frac{U_o}{U_1} \right)^2 = \frac{U_m^2}{2R_{ac}} \left( \frac{U_o}{U_1} \right)^2 \quad (3.48)$$

co przy uwzględnieniu zależności (4.43) dla układu półmostkowego wynosi:

$$P_o = \frac{2U_d^2}{\pi^2 R_{ac} \left\{ \left[ 1 + \frac{\Delta R}{R_{ac}} - \left( \frac{\omega_s}{\omega_0} \right)^2 \right]^2 + \left[ \left( \frac{\omega_s}{\omega_0} \right) B \right]^2 \right\}} \quad (3.49)$$

Moc pobrana ze źródła oraz moc odbiornika dla układu mostkowego są czterokrotnie większe niż dla układu półmostkowego przy tych samych warunkach. Uwzględniając zależności (3.47) i (3.49) wyznaczyć można sprawność układu  $\eta = P_o/P_d$ .

Rozważania prowadzone w pracy [16] można uznać za słuszne, jeśli elementami wykonawczymi są tranzystory, w których nie występuje napięcie progowe na charakterystyce przewodzenia (MOSFET) (lub są one pomijalne w stosunku do napięcia zasilającego), straty przełączania są dużo mniejsze od strat przewodzenia (miękkie przełączanie), a czasy przewodzenia diod są dużo mniejsze od czasów przewodzenia tranzystorów. Jeśli zastosowane są tranzystory IGBT, ich charakterystyki w stanie przewodzenia [162, 167] aproksymować można za pomocą rezystancji i szeregowo dołączonego źródła:  $u_{CE} = U_{CE(TO)} + R_{CE(on)} i_C$ . Sprawność układu należy wówczas wyznaczyć postępując analogicznie, jak to opisano w punkcie 2.2.1, gdzie  $\eta = P_o/P_d = P_o/(P_o + \Delta P_{\Delta R} + \Delta P_{TO})$ , przy czym  $\Delta P_{\Delta R}$  – straty spowodowane rezystancjami pasozytniczymi,  $\Delta P_{TO}$  – straty związane z napięciem progowym.

### 3.2.2. Układ z odbiornikiem w postaci prostownika z filtrem indukcyjnym i rezystorem

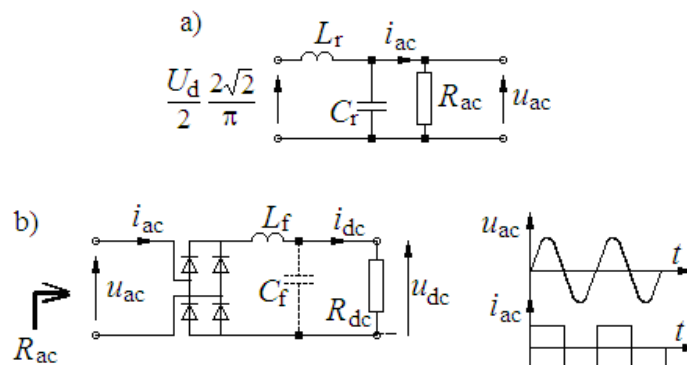
Dla dostatecznie dużej indukcyjności dławika filtra  $L_f$  można założyć, że prąd tego dławika ma stałą wartość chwilową. Nie ma znaczenia przy tym, czy filtr składa się tylko z dławika  $L_f$ , czy z dławika  $L_f$  i kondensatora  $C_f$  (rys. 3.7b). Dla prostownika mostkowego włączonego równolegle do kondensatora obwodu rezonansowego, z filtrem indukcyjnym na wyjściu, prąd wejściowy ma kształt fali prostokątnej, a napięcie wejściowe – fali sinusoidalnej. Zależności między wartościami skutecznymi prądu i napięcia na wejściu prostownika (dla pierwszej harmonicznej) a wartościami średnimi prądu i napięcia na jego wyjściu określone są wzorami (3.50) i (3.51) [26, 80, 98, 99, 157]. Rezystancja zastępcza  $R_{ac}$ , widziana z zacisków wejściowych prostownika, podana jest zależnością (3.52).

$$U_{dc} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_{ac} \quad (3.50)$$

$$I_{ac} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_{dc} \quad (3.51)$$

$$R_{ac} = \frac{U_{ac}}{I_{ac}} = \frac{\pi^2}{8} R_{dc} = 1.23 R_{dc} \quad (3.52)$$

Wartość skuteczna podstawowej harmonicznej  $(U_d/2)(2\sqrt{2}/\pi)$  napięcia pobudzającego obwód rezonansowy (rys. 3.7a) odpowiada napięciu wyjściowemu falownika półmostkowego, zasilanego napięciem  $U_d$ . Natomiast wzory (3.50) – (3.52) dotyczą pełnego mostka diodowego. Dalszy sposób analizy układu przebiega zgodnie z postępowaniem opisanym w punkcie 3.2.1, przy zastąpieniu prostownika z filtrem indukcyjnym i rezystorem  $R_{dc}$  zastępczym rezystorem  $R_{ac}$ .



Rys. 3.7. Schemat zastępczy obwodu wyjściowego szeregowego falownika rezonansowego z rezystancyjnym odbiornikiem równoległym (a) oraz sposób wyznaczania rezystancji zastępczej  $R_{ac}$  (b)

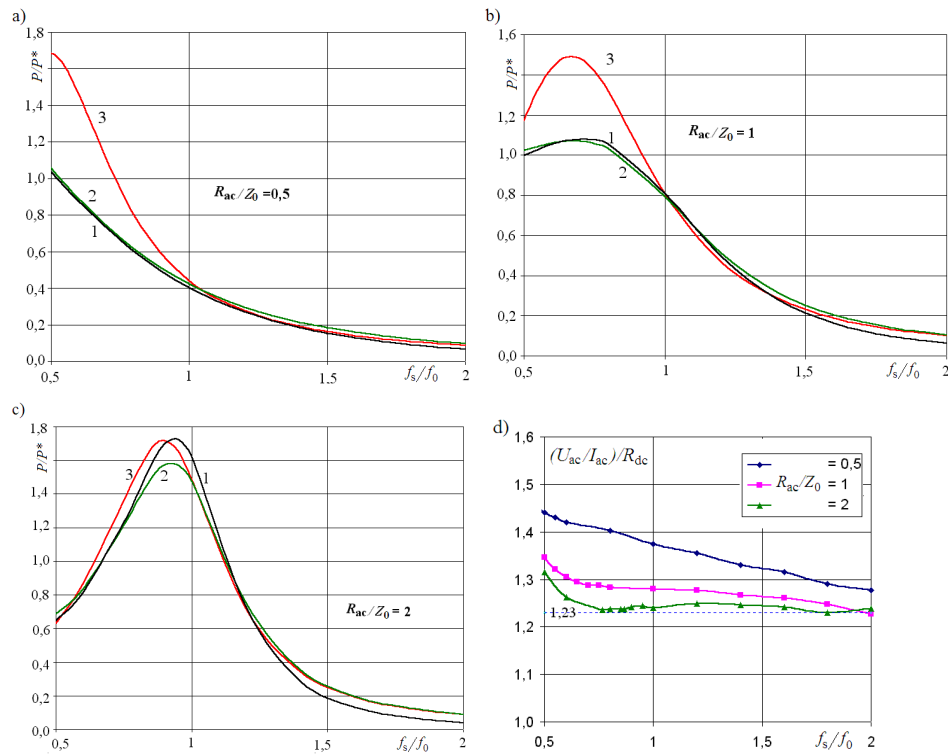
### 3.3. Ocena wyników analizy zjawisk w szeregowych falownikach rezonansowych z odbiornikiem równoległym

#### 3.3.1. Porównanie wybranych parametrów i charakterystyk

Na rysunkach 3.8a, b, c przedstawiono charakterystyki względnej mocy obciążenia uzyskane analitycznie (3.37) przy założeniu: braku strat w układzie, sinusoidalnego wymuszenia (jak na rys. 3.1a) i odbiornika rezystancyjnego  $R_{ac}$  (krzywa 1). Na rysunkach tych przedstawiono także charakterystyki względnej mocy obciążenia, uzyskane w wyniku symulacji komputerowej, przy zasilaniu obwodu rezonansowego z falownika (jak na rys. 3.1b i 3.1c) o takiej samej wartości skutecznej podstawowej harmonicznej napięcia wyjściowego: przy odbiorniku rezystancyjnym  $R_{ac}$  (krzywa 2) oraz przy odbiorniku składającym się z prostownika z filtrem indukcyjnym i rezystorem  $R_{dc}$

(krzywa 3). Rezystancję odbiornika  $R_{dc}$  (za prostownikiem, po stronie DC) założono tak, aby jej sprowadzona wartość równa była wartościom jak dla przypadków, które ilustrują krzywe 1 i 2. Symulację i obliczenia przeprowadzono dla danych:  $U_d = 300$  V,  $C_r = 1$   $\mu$ F,  $L_r = 63,39$   $\mu$ H,  $Q_{ac} = 0,5, 1, 2$ ,  $R_{dc} = (1/1,234)R_{ac}$ ,  $L_f = 20$  mH,  $P_B = U_d^2/Z_0 = 121,3$  kW. Kondensator  $C_f$  podczas symulacji pominięto. W rozpatrywanym przedziale częstotliwości ( $0,5 < f_s/f_0 < 2$ ) prąd obwodu rezonansowego był ciągły. Przebieg napięcia na wejściu prostownika (na kondensatorze  $C_r$ ) był impulsowy (przedziałami równy zero) albo ciągły, w zależności od częstotliwości przełączania oraz dobroci  $Q_{dc} = R_{dc}/Z_0$ .

Na rysunku 3.8.d przedstawiono przebieg ilorazu wartości skutecznej (pierwszej harmonicznej) napięcia i prądu na wejściu prostownika, odniesionego do wartości rezystancji na wyjściu prostownika. Iloraz ten wyraża względną, sprowadzoną do obwodu AC, wartość rezystancji  $R_{dc}$ .



Rys. 3.8. Charakterystyki względnej mocy i względnej rezystancji w funkcji częstotliwości przełączania tranzystorów: a), b), c) względna moc obciążenia wyznaczona: 1 – analitycznie dla wymuszenia napięciowego, sinusoidalnego i odbiornika rezystancyjnego, 2 – symulacyjnie przy wymuszeniu napięciowym, prostokątnym i odbiorniku rezystancyjnym, 3 – symulacyjnie przy wymuszeniu napięciowym, prostokątnym i odbiorniku składającym się z prostownika z filtrem indukcyjnym i rezystorem, d) względna, sprowadzona do obwodu AC, wartość rezystancji  $R_{dc}$

Z przebiegów charakterystyk przedstawionych na rysunku 3.8 wynikają poniższe wnioski:

- dla częstotliwości z zakresu  $0,5 < f_s/f_0 < 2$  i dobroci  $Q_{ac} = 0,5, 1, 2$ , charakterystyki względnej mocy (dla struktur z rys. 3.1a, b, c) mają zbliżone kształty, przy czym krzywe te są bardzo podobne dla częstotliwości z zakresu  $1 < f_s/f_0 < 2$ . Różnice między poszczególnymi krzywymi nie przekraczają kilku procent w stosunku do wartości maksymalnej dowolnej z krzywych;
- dla zakresu częstotliwości  $0,5 < f_s/f_0 < 1$  krzywe 3 przebiegają powyżej krzywych 1 i 2. Jednocześnie zaobserwować można impulsowy (przedziałami równy zero) charakter przebiegów wartości chwilowych napięcia  $u_{Cr}$  (jak na rys. 3.4b). Występują znaczne różnice między krzywymi 1 i 2 a krzywą 3. Przy dobroci  $Q_{ac} = 0,5$  oraz 1 różnice te osiągają wartości ok. 70% i 40%. Przy dobroci  $Q_{ac} = 2$  różnice te maleją do ok. 10%;
- iloraz wartości skutecznej napięcia i prądu na wejściu prostownika odniesiony do wartości rezystancji na jego wyjściu, przy założeniu idealnych właściwości filtrujących szeregowego obwodu rezonansowego powinien wynosić 1,23. Różnice między wartością 1,23 a wartościami wyznaczonymi symulacyjnie wynoszą:
  - ok. 3%; 1%; 1% dla dobroci  $Q_{ac} = 0,5; 1; 2$  i częstotliwości  $f_s/f_0 = 2$ ,
  - ok. 12%; 4%; 1% dla dobroci  $Q_{ac} = 0,5; 1; 2$  i częstotliwości  $f_s/f_0 = 1$ ,
  - ok. 17%; 10%; 7% dla dobroci  $Q_{ac} = 0,5; 1; 2$  i częstotliwości  $f_s/f_0 = 0,5$ .
- błędy spowodowane sprowadzeniem do obwodu AC wartości rezystancji  $R_{dc}$  maleją ze wzrostem dobroci.

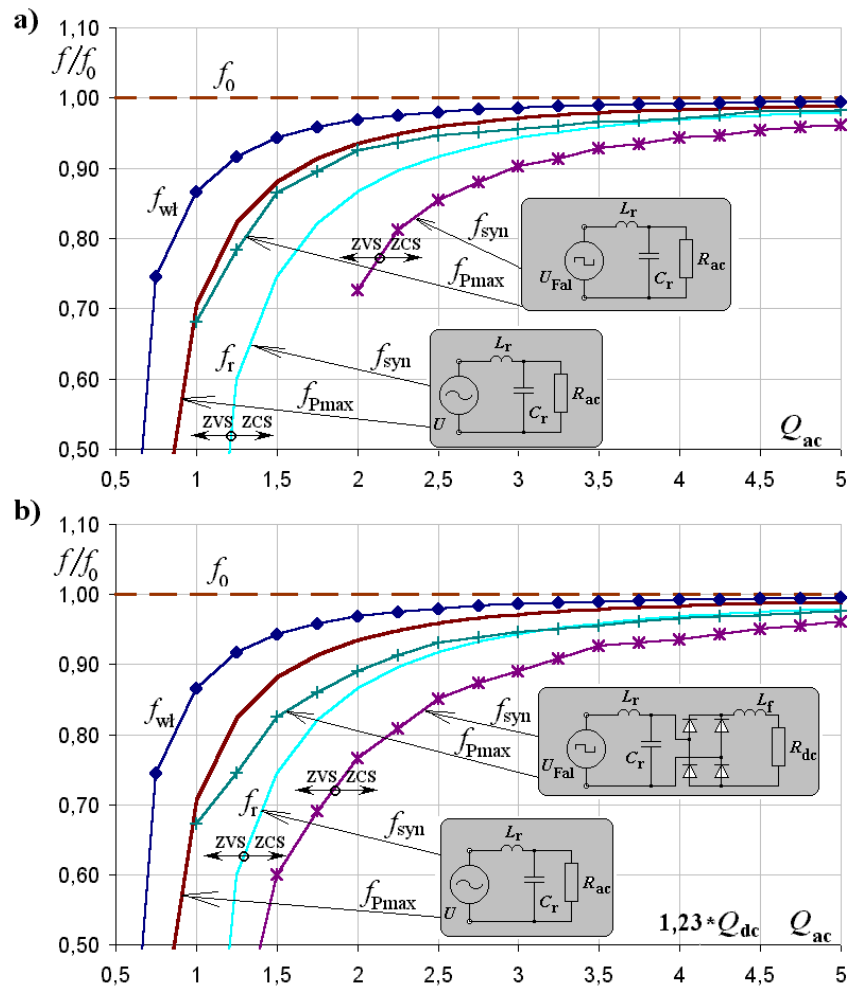
### 3.3.2. Częstotliwości charakterystyczne falowników z odbiornikiem równoległym

Na rysunkach 3.9a, b przedstawiono przebiegi funkcji będących częstotliwościami charakterystycznymi dla układów z rysunków 3.1a, b, c.

Wartości częstotliwości  $f_0, f_r, f_{Pmax}$  wyznaczono ze wzoru:  $f_0 = 1/(2\pi(L_r C_r)^{0,5})$  oraz z zależności (3.39) i (3.40). Wartości częstotliwości synchronizacji oraz częstotliwości odpowiadającej mocy maksymalnej dla układów z falownikiem wyznaczono symulacyjnie. Przebiegi funkcji przedstawionych na rysunkach 3.9a, b pozwalają na sformułowanie wniosków dotyczących wartości częstotliwości charakterystycznych dla poszczególnych struktur. Wartości częstotliwości charakterystycznych dla układów z równoległe włączonym odbiornikiem zestawiono w tabeli 3.2.

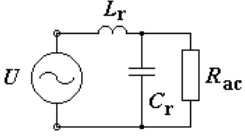
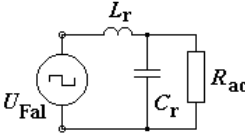
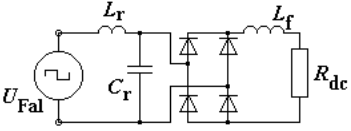
Należy zwrócić uwagę na fakt, że granica między pracą tranzystorów jako łączników ZVS lub ZCS przy zasilaniu z falownika nie pokrywa się ani z częstotliwością drgań własnych  $f_{wl} = (\omega_0^2 - \alpha^2)^{0,5}/2\pi$ , ani z częstotliwością rezonansową  $f_r$ .





Rys. 3.9. Przebiegi funkcji będących częstotliwościami charakterystycznymi dla układów z szeregowym obwodem rezonansowym i odbiornikiem równoległym: a) dla odbiornika rezystancyjnego, b) dla odbiornika składającego się z prostownika z filtrem indukcyjnym i rezystorem,  $f_0$  – częstotliwość rezonansowa nietłumionego dwójnika  $LC$ ,  $f_r$  – częstotliwość rezonansowa równoległego obwodu  $RLC$ ,  $f_{wl}$  – częstotliwość drgań własnych obwodu  $RLC$ ,  $f_{syn}$  – częstotliwość synchronizacji napięcia i prądu zasilającego obwód rezonansowy (granica ZCS – ZVS),  $f_{Pmax}$  – częstotliwość, przy której do obciążenia dociera energia z maksymalną mocą

Tabela 3.2. Wartości częstotliwości charakterystycznych dla układów z równoległe włączonym odbiornikiem

Typ układu	Częstotliwość synchronizacji	Częstotliwość $f_{Pmax}$ , przy której do obciążenia dociera maksymalna moc	Możliwość pracy łączników jako	
			ZVS	ZCS
	$f_{syn} = f_r$	$f_{Pmax} = f_0 \sqrt{1 - \frac{1}{2Q_{ac}^2}}$	$f_s > f_r$	$f_s < f_r$
	$f_{syn} < f_r < f_{wl}$	$f_{Pmax} \approx f_0 \sqrt{1 - \frac{1}{2Q_{ac}^2}}$	$f_s > f_{syn}$	$f_s < f_{syn}$
	$f_{syn} < f_r < f_{wl}$	$f_{Pmax} < f_0 \sqrt{1 - \frac{1}{2Q_{ac}^2}}$	$f_s > f_{syn}$	$f_s < f_{syn}$

## 4. METODY OGRANICZENIA USTĘPLIWOŚCI CHARAKTERYSTYK WYJŚCIOWYCH REZONANSOWYCH FALOWNIKÓW SZEREGOWYCH

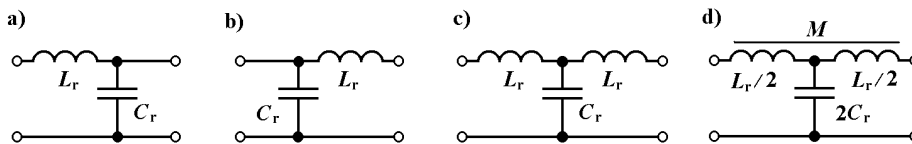
Układy przekształtnikowe z łącznikami miękko przełączającymi, z obwodami rezonansowymi, mają charakterystyki zewnętrzne na ogół mało sztywne [16, 26, 73]. W rozdziale tym przedstawiono topologie falowników napięcia z obwodami rezonansowymi (zwanymi obwodami pośredniczącymi AC), które umożliwiają realizację układów o charakterystykach wyjściowych o małej ustępliwosci. Układy te wykazują cechy źródła prądu lub źródła napięcia.

Motywacją do prowadzonych poniżej rozważań były badania eksperymentalne różnych obwodów głównych szeregowych falowników rezonansowych stosowanych do powierzchniowej obróbki tworzyw sztucznych, a wybrane wyniki analizy oraz badań opublikowane zostały przez autora w pracach [38, 100, 102, 114, 116, 118].

Obwody pośredniczące AC zastosowane w tych falownikach powinny charakteryzować się następującymi cechami:

- umożliwiać przekształcenie źródła napięcia w źródło prądu lub źródła prądu w źródło napięcia, mieć właściwości filtra dolnoprzepustowego,
- minimalizować prąd wyjściowy falownika (prąd wejściowy obwodu pośredniczącego AC) dla danego obciążenia.

Poniżej onówiono układy zbudowane z czwórników [7] kątowych typu  $\overline{\Gamma}$ , typu  $\Gamma$  oraz czwórnika typu T (rys.4.1), przy czym niedopuszczalne jest włączenie pojemności (rys. 4.1b) do zacisków wyjściowych falownika napięcia.



Rys. 4.1. Czwórniki wykorzystane do syntezy falowników rezonansowych o małej ustępliwosci charakterystyk wyjściowych: a) czwórnik typu  $\overline{\Gamma}$ , b) czwórnik typu  $\Gamma$ , c), d) czwórniki typu T

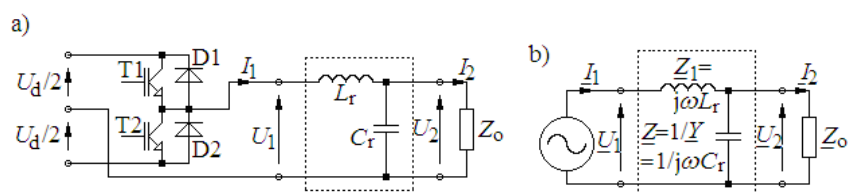
Wspólną cechą wyżej wymienionych układów jest skuteczne filtrowanie wyższych harmonicznych, dlatego zastosowano metodę analizy zjawisk w stanie ustalonym dla podstawowej harmonicznej oraz zapis macierzowy.

### 4.1. Podstawy teoretyczne

#### 4.1.1. Falownik rezonansowy z obwodem pośredniczącym w postaci czwórnika kąтового

W falownikach rezonansowych często stosowany jest obwód pośredniczący napięcia przemiennego między falownikiem a odbiornikiem. Obwód taki (rozpatrywany dalej jako czwórnik, rys. 4.2a) przy zasilaniu ze źródła napięcia sinusoidalnego o często-

tliwości  $f_0 = 1/(2\pi(L_r C_r)^{1/2})$  może być stosowany do podtrzymania wartości prądu, niezależnie od zmiany parametrów odbiornika. Jeśli obwód ten zasilany jest z falownika napięcia, wówczas do analizy należy przyjąć jedynie pierwszą harmoniczną napięcia wyjściowego tego falownika ( $U_{1m} = 2U_d/\pi$  dla układu półmostkowego lub  $U_{1m} = 4U_d/\pi$  dla układu mostkowego, przy prostokątnym, niemodulowanym napięciu wyjściowym). Praca obwodu pośredniczącego o właściwościach źródła prądu [16, 100, 102, 114, 116] możliwa jest przy równości parametru łańcuchowego czwórnika  $A_{11} = 0$  (4.1).



Rys. 4.2. Falownik rezonansowy z obwodem pośredniczącym AC w postaci czwórnika kątego: a) obwód silnopiędowy, b) schemat zastępczy

Rozpatrzonego schemat zastępczy falownika rezonansowego dla podstawowej harmonicznej ( $U_1 = \sqrt{2} U_d/\pi$ , rys. 4.2b), przyjmując dławik i kondensator o dużej dobroci ( $R_L = 0, R_C = 0$ ). Stosując metodę liczb zespolonych równania łańcuchowe opisujące obwód pośredniczący AC falownika, jako czwórnik, mają (dla  $A_{11} = 0$ ) postać:

$$\begin{vmatrix} \frac{U_1}{I_1} \\ \frac{U_2}{I_2} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 1 + \frac{Z_1 Y}{Y} & \frac{Z_1}{1} \\ \frac{Z_1}{1} & 1 \end{vmatrix} \times \begin{vmatrix} \frac{U_2}{I_2} \\ \frac{U_2}{I_2} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 0 & j\omega_0 L_r \\ j\omega_0 C_r & 1 \end{vmatrix} \times \begin{vmatrix} \frac{U_2}{I_2} \\ \frac{U_2}{I_2} \end{vmatrix} \quad (4.1)$$

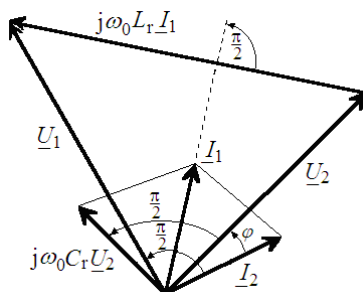
Określając prąd wyjściowy zgodnie z zależnością:

$$\underline{I}_2 = \frac{\underline{U}_1}{j\omega_0 L_r} \quad (4.2)$$

można wnioskować, że prąd ten jest proporcjonalny do napięcia wejściowego.

Czwórnik pośredniczący przy częstotliwości  $f_0$  i wysokiej dobroci elementów pozwala rozwiązać zadanie przekształcenia źródła napięcia o stałej wartości napięcia w źródło prądu o stałej wartości prądu.

Analizując wykres wskazowy przedstawiony na rysunku 4.3 można zauważyć, że wektor prądu wyjściowego  $\underline{I}_2$  opóźnia się względem napięcia wejściowego  $\underline{U}_1$  o kąt  $90^\circ$ .

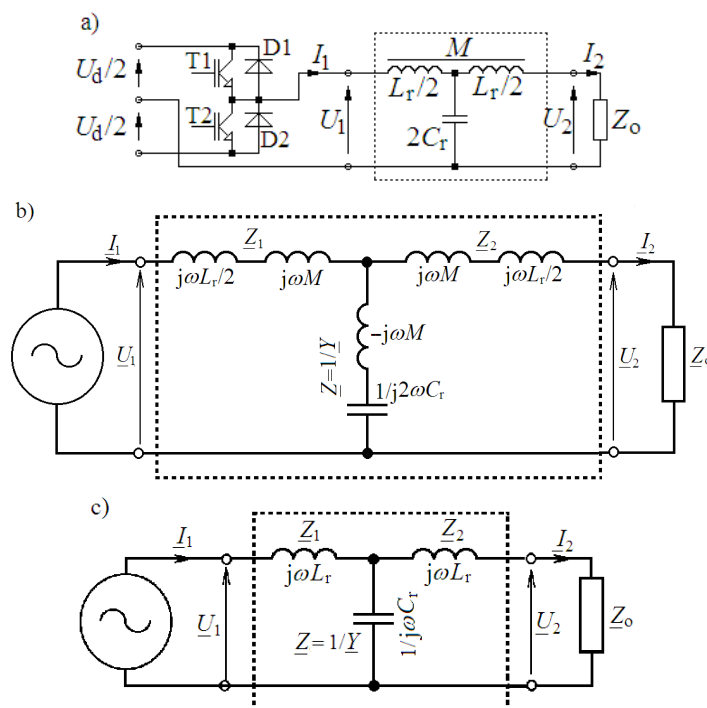


Rys. 4.3. Wykres wskazowy napięć i prądów w obwodzie pośredniczącym AC

Ważną cechą takiego czwornika jest to, że w sposób naturalny odporny jest na stan zwarcia na wyjściu. Wartość prądu wyjściowego czwornika ograniczona jest w tym przypadku indukcyjnością dławika. Jednak przy wyłączonym odbiorniku, co odpowiada stanowi jałowemu, wartość napięcia wyjściowego (oraz prądu wejściowego) czwornika dąży do nieskończoności.

#### 4.1.2. Falownik rezonansowy z obwodem pośredniczącym w postaci czwornika typu T

Schemat falownika z obwodem pośredniczącym typu T przedstawiono na rysunku 4.4a. Stosowanie w falownikach rezonansowych cewek sprzężonych jest celowe. Pozwala ono na zmniejszenie masy i gabarytów obwodu dzięki dodatnim sprzężeniom magnetycznym. Na rysunku 4.4b przedstawiono natomiast schemat zastępczy układu dla podstawowej harmonicznej, bez sprzężeń magnetycznych. Na rysunku 4.4c przedstawiono schemat zastępczy (z rys. 4.4b) przy założeniu współczynnika sprzężenia magnetycznego  $k$  równego 1 (co oznacza  $L_r/2 = M$ ).



Rys. 4.4. Falownik rezonansowy z obwodem pośredniczącym typu T: a) schemat ideowy, b) schemat zastępczy dla podstawowej harmonicznej, bez sprzężeń magnetycznych, c) schemat zastępczy przy założeniu współczynnika sprzężenia magnetycznego  $k$  równego 1

Przyjmując, że elementy czwornika charakteryzują się wysokimi dobrociami ( $R_L = 0$ ,  $R_C = 0$ ) oraz  $\omega_0 L_r/2 = 1/2 \omega_0 C_r$ ,  $k = 1$ , równanie łańcuchowe [7], opisujące schemat zastępczy falownika, ma postać [38, 100, 102, 116]:

$$\begin{vmatrix} U_1 \\ I_1 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 1 + \underline{Y}Z_1 & \underline{Z}_1 + \underline{Z}_2 + \underline{Y}Z_1\underline{Z}_2 \\ \underline{Y} & 1 + \underline{Y}Z_2 \end{vmatrix} \times \begin{vmatrix} U_2 \\ I_2 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 0 & j\omega_0 L_r \\ j\omega_0 C_r & 0 \end{vmatrix} \times \begin{vmatrix} U_2 \\ I_2 \end{vmatrix} \quad (4.3)$$

Jeśli w obwodzie obowiązuje równość parametru łańcuchowego  $\underline{A}_{11} = 0$  (4.3), to dla podstawowej harmonicznej spełnione są warunki przekształcenia źródła napięcia o stałej wartości w źródło prądu o stałej wartości. Wartość prądu wyjściowego opisuje wzór (4.2).

Przy zerowym obciążeniu (stan zwarcia na wyjściu) prąd na wejściu czwórnika jest równy zeru, ponieważ czwórnik typu **T** przekształca się w szeregowe połączenie indukcyjności  $L_r$  z równoległym obwodem rezonansowym  $L_r C_r$ . W stanie jałowym obwód przekształca się w szeregowy obwód rezonansowy, wskutek czego prąd na wejściu (oraz napięcie na wyjściu) wzrasta teoretycznie do nieskończoności. W konsekwencji dla falownika rezonansowego z obwodem pośredniczącym w postaci czwórnika typu **T** stan zwarcia obciążenia jest stanem normalnym, a stan jałowy – awaryjnym.

Ponieważ parametr łańcuchowy  $\underline{A}_{22} = 0$ , to dla podstawowej harmonicznej spełnione są warunki przekształcenia źródła prądu o stałej wartości w źródło napięcia o stałej wartości (4.4). Zjawisko to będzie wykorzystane do budowy falowników rezonansowych o charakterystykach wyjściowych  $U_2 = f(I_2)$  o małej ustepliwości. W falownikach tych występują kaskadowo połączone obwody rezonansowe, z których pierwszy, zgodnie z zależnością (4.2), jest źródłem prądu, a drugi – zgodnie ze wzorem (4.4) – jest źródłem napięcia:

$$U_2 = \frac{I_1}{j\omega_0 C_r} \quad (4.4)$$

#### 4.1.3. Falownik rezonansowy z obwodem pośredniczącym w postaci kaskadowego połączenia czwórników

Interesujące własności mają falowniki rezonansowe z obwodami pośredniczącymi AC składającymi się z kaskadowo połączonych czwórników opisanych powyżej.

Pierwszy z czwórników przekształca źródło napięcia, którym jest falownik napięcia, w źródło prądu. Czwórnik ten to czwórnik typu  $\overline{\Gamma}$  przedstawiony na rysunku 4.1a, albo typu **T** (rys. 4.1c lub 4.1d). Bezpośrednio przy odbiorniku powinien znajdować się czwórnik przekształcający źródło prądu (którym jest falownik napięciowy wraz z pierwszym czwórnikiem) w źródło napięcia. Czwórnik ten to czwórnik typu  $\overline{\Gamma}$  (rys. 4.1b) albo typu **T** (rys. 4.1c lub 4.1d). Czwórnik typu  $\overline{\Gamma}$  dla pulsacji  $\omega_0$  opisany jest zależnością:

$$\begin{vmatrix} U_1 \\ I_1 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 1 & \underline{Z}_2 \\ \underline{Y} & 1 + \underline{Z}_2\underline{Y} \end{vmatrix} \times \begin{vmatrix} U_2 \\ I_2 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 1 & j\omega_0 L_r \\ j\omega_0 C_r & 0 \end{vmatrix} \times \begin{vmatrix} U_2 \\ I_2 \end{vmatrix} \quad (4.5)$$

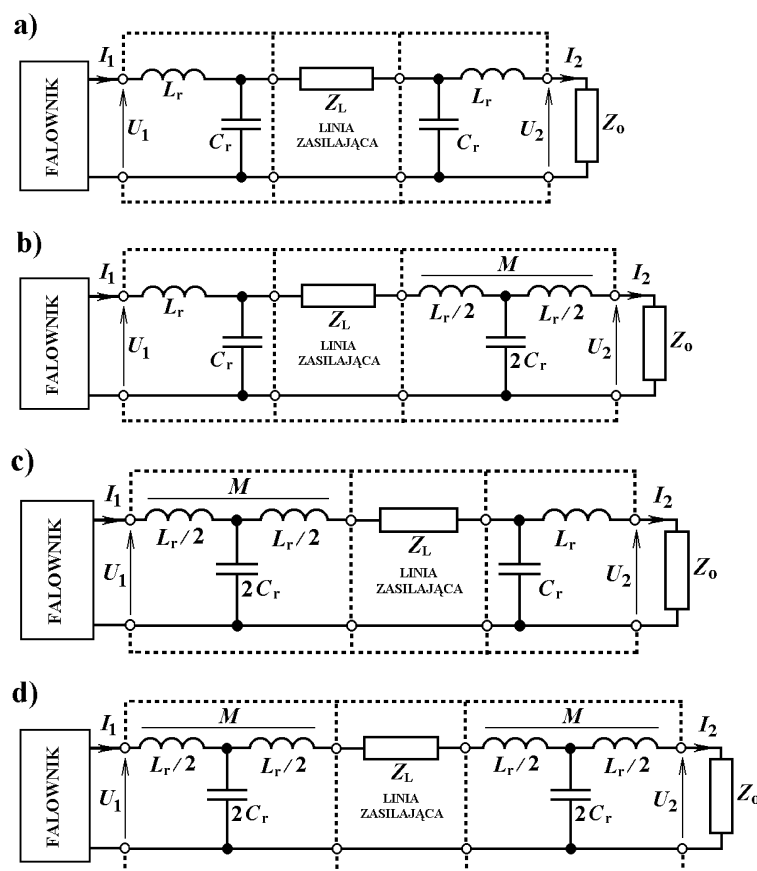
Z powyższej zależności wynika, że napięcie wyjściowe tego czwórnika jest proporcjonalne do prądu wejściowego, zgodnie z równaniem (4.4).

Rozpatrzmy warunki zasilania odbiornika przy dużych odległościach od falownika. Pomiedzy czwórnikami przekształcającymi źródło napięcia w źródło prądu i odwrotnie może znajdować się linia zasilająca (rys. 4.5). Jeśli pominiemy pojemność i upływność linii, to linia ta może być przedstawiona na schemacie zastępczym (dla przypadku ni-

skiej częstotliwości napięcia) w postaci rezystancji  $R_L$  lub rezystancji i reaktancji indukcyjnej (impedancji  $Z_L$ ). Przy takim założeniu linia ta jest opisana zależnością:

$$\begin{vmatrix} U_1 \\ I_1 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 1 & Z_L \\ 0 & 1 \end{vmatrix} \times \begin{vmatrix} U_2 \\ I_2 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 1 & R_L + j\omega_0 L_L \\ 0 & 1 \end{vmatrix} \times \begin{vmatrix} U_2 \\ I_2 \end{vmatrix} \quad (4.6)$$

Przykładowe schematy falowników z takimi obwodami pośredniczącymi i linią zasilającą przedstawione są na rysunku 4.5 [100, 102].



Rys. 4.5. Falowniki rezonansowe z połączeniem kaskadowym czwórników indukcyjno-pojemnościowych: a)  $\Gamma\Gamma$ , b)  $\Gamma T$ , c)  $T\Gamma$ , d)  $TT$

Przekładnia napięciowa przedstawionych układów dla pulsacji  $\omega_0$  równa jest jedności. Pozwala to teoretycznie utrzymać stałą wartość napięcia na odbiorniku niezależnie od jego parametrów.

Schemat zastępczy falownika przedstawiony na rysunku 4.5a, jest opisany równaniem łańcuchowym (4.7), schematy z rysunków 4.5b i 4.5c – równaniem (4.8). Nato-

miast równanie (4.9) opisuje schemat z rysunku 4.5d. Równania te wyprowadzono dla pulsacji  $\omega_0$  i omówionych powyżej założeń.

$$\begin{vmatrix} \underline{U}_1 \\ \underline{I}_1 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 0 & j\omega_0 L_r \\ j\omega_0 C_r & 1 \end{vmatrix} \times \begin{vmatrix} 1 & \underline{Z}_L \\ 0 & 1 \end{vmatrix} \times \begin{vmatrix} 1 & j\omega_0 L_t \\ j\omega_0 C_r & 0 \end{vmatrix} \times \begin{vmatrix} \underline{U}_2 \\ \underline{I}_2 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} -1 & 0 \\ j\omega_0 C_r (2 + j\omega_0 C_r \underline{Z}_L) & -1 \end{vmatrix} \times \begin{vmatrix} \underline{U}_2 \\ \underline{I}_2 \end{vmatrix} \quad (4.7)$$

$$\begin{vmatrix} \underline{U}_1 \\ \underline{I}_1 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} -1 & 0 \\ j\omega_0 C_r (1 + j\omega_0 C_r \underline{Z}_L) & -1 \end{vmatrix} \times \begin{vmatrix} \underline{U}_2 \\ \underline{I}_2 \end{vmatrix} \quad (4.8)$$

$$\begin{vmatrix} \underline{U}_1 \\ \underline{I}_1 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} -1 & 0 \\ -\omega_0^2 C_r^2 \underline{Z}_L & -1 \end{vmatrix} \times \begin{vmatrix} \underline{U}_2 \\ \underline{I}_2 \end{vmatrix} \quad (4.9)$$

Parametr łańcuchowy  $\underline{A}_{12}$  w równaniach (4.7), (4.8) i (4.9) równy jest zeru. Oznacza to niezależność napięcia wyjściowego od prądu wyjściowego oraz od wartości impedancji  $\underline{Z}_L$  linii zasilania. W obwodach takich nie występuje spadek napięcia wyjściowego zależny od długości linii zasilającej (przy założeniu, że pojemność i rezystancja między żyłami linii jest pomijalna). Spowodowane jest to tym, że wartość prądu płynącego przez linię stabilizowana jest parametrycznie i jest wprost proporcjonalna do wartości napięcia wejściowego (dla podstawowej harmonicznej, (4.2)).

Zgodnie ze wzorami (4.7)–(4.9) falownik rezonansowy z obwodem pośredniczącym w postaci kaskadowego połączenia czwórników indukcyjno-pojemnościowych (rys. 4.5) zachowuje się jak źródło napięcia. Stan jałowy może występować w normalnej pracy układu, natomiast stan zwarcia jest stanem awaryjnym.

Obwód pośredniczący może skutecznie służyć do filtracji wyższych harmonicznych napięcia wyjściowego falownika przy jednoczesnym zachowaniu przekładni napięciowej równej jedności. Interesująca jest macierz równania (4.9) dla  $\underline{Z}_L = 0$ . W tym przypadku występuje równość wartości pierwszej harmonicznej napięcia wyjściowego i wejściowego oraz prądu wejściowego i wyjściowego.

## 4.2. Napięcia i prądy elementów falownika

Dla układów z parametryczną stabilizacją prądu lub napięcia falownik powinien pracować z częstotliwością rezonansową obwodu pośredniczącego AC (częstotliwością odpowiadającą rezonansowi przy rozwartym lub zwartym odbiorniku). Częstotliwość pracy falownika wyznaczyć można z warunku  $\underline{A}_{11} = 0$  dla układu przekształcającego źródło napięcia w źródło prądu (stabilizującego prąd) lub z warunku  $\underline{A}_{22} = 0$  dla układu przekształcającego źródło prądu w źródło napięcia (zależności (4.1), (4.3), (4.5)).

W układach falowników opisywanych w niniejszym rozdziale maksymalne napięcie na elementach półprzewodnikowych (przy pominięciu przepięć komutacyjnych) równe jest  $U_d$ . Prądy elementów półprzewodnikowych wyznaczyć można w przybliżony i prosty sposób z równań (4.1), (4.3), (4.7)–(4.9), w zależności od struktury układu. Przedstawione poniżej przybliżone równania będą tym bardziej dokładne, im bardziej kształt prądu wyjściowego falownika zbliżony będzie do sinusoidy (rys. 4.11, 4.12).

Dla falownika z obwodem pośredniczącym AC w postaci czwórnika kąтового (rys. 4.2) i pracy przy warunku  $\underline{A}_{11} = 0$ , prąd wyjściowy falownika, zgodnie z równaniem (4.1), wynosi:



$$\underline{I}_1 = j\omega_0 C_r \underline{U}_2 + \underline{I}_2 = \underline{U}_1 \cdot \underline{A} \quad (4.10)$$

gdzie:  $\underline{A} = \frac{1}{Z_0} \left( \frac{Z_0}{Z_0} - j \right)$ ,  $Z_0 = \sqrt{L_r / C_r}$

Dla falownika z obwodem pośredniczącym AC w postaci czwórnika typu T (rys. 4.4) i pracy przy warunku  $\underline{A}_{11} = \underline{A}_{22} = 0$  prąd wyjściowy falownika, zgodnie z równaniem (4.3), opisany jest wzorem:

$$\underline{I}_1 = j\omega_0 C_r \underline{U}_2 = \underline{U}_1 \frac{Z_0}{Z_0^2} = \underline{U}_1 \cdot \underline{A} \quad (4.11)$$

gdzie:  $\underline{A} = \frac{Z_0}{Z_0^2}$

Dla falowników z obwodem pośredniczącym AC w postaci kaskadowo połączonych czwórników (rys. 4.5) oraz pracy przy warunkach opisanych w punkcie 4.1.3 prąd wyjściowy falownika wyznaczyć można z równań (4.7)–(4.9). Przykładowo, dla połączenia czwórnika typu kąтового T i typu T, zgodnie z równaniem (4.8), prąd ten opisany jest zależnością:

$$\underline{I}_1 = j\omega_0 C_r (1 + j\omega_0 C_r Z_{L1}) \underline{U}_2 - \underline{I}_2 = \underline{U}_1 \cdot \underline{A} \quad (4.12)$$

gdzie:  $\underline{A} = \frac{1}{Z_0} + \frac{Z_{L1}}{Z_0^2} - j \frac{1}{Z_0}$ .

W przypadku układu z rysunku z 4.5d i pomijalnej impedancji linii zasilającej ( $Z_{L1} = 0$ ) spełniona jest zależność  $\underline{I}_1 = -\underline{I}_2$ . Układ taki skutecznie filtruje wyższe harmoniczne, charakterystyki  $U_2 = f(I_2)$  są sztywne ( $\underline{U}_1 = -\underline{U}_2$ ), a wartość podstawowej harmonicznej natężenia prądu wyjściowego falownika równa jest wartości natężenia prądu odbiornika. Dla tego układu spełniona jest zależność:

$$\underline{I}_1 = -\underline{I}_2 = \underline{U}_1 \cdot \underline{A} \quad (4.13)$$

gdzie:  $\underline{A} = \frac{1}{Z_0}$

Dla falownika mostkowego, przy uwzględnieniu tylko podstawowej harmonicznej napięcia wyjściowego, otrzymano zależności opisujące amplitudę  $I_{1\max}$  oraz wartość skuteczną  $I_{1\text{sk}}$  i średnią (z wartości bezwzględnej)  $I_{1\text{sr}}$  prądu wyjściowego falownika:

$$I_{1\max} = \frac{4}{\pi} U_d |\underline{A}| \quad (4.14)$$

$$I_{1\text{sk}} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_d |\underline{A}| \quad (4.15)$$

$$I_{1\text{sr}} = \frac{8}{\pi^2} U_d |\underline{A}| \quad (4.16)$$

W przypadku falownika półmostkowego w zależnościach (4.14)–(4.16) zamiast  $U_d$  należy podstawić  $U_d/2$ . Amplituda  $I_{\text{TDmax}}$ , wartość skuteczna  $I_{\text{TDsk}}$  oraz średnia  $I_{\text{TDsr}}$  prądu łącznika tranzystorowo-diodowego (przy uwzględnieniu tylko 1-szej harmonicznej) wynosi:

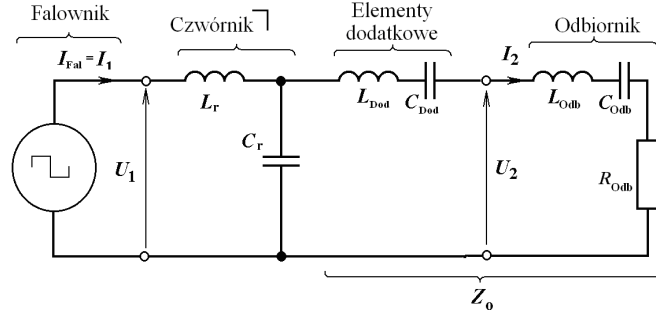
$$I_{TDmax} = I_{1max} \quad (4.17)$$

$$I_{TDsk} = I_{1sk} / \sqrt{2} \quad (4.18)$$

$$I_{TDsr} = I_{1sr} / 2 \quad (4.19)$$

#### 4.2.1. Minimalizacja prądu wyjściowego falownika dla układu stabilizującego prąd odbiornika

W podrozdziale przeprowadzono analizę układu przedstawionego na rysunku 4.6. Założono, że odbiornik składa się z szeregowo połączonych elementów  $R_{Odb}$ ,  $L_{Odb}$ ,  $C_{Odb}$ , napięcie zasilające falownik nie zmienia wartości oraz częstotliwość pracy falownika jest stała. Przez odbiornik ten ma płynąć prąd o stałej wartości, stabilizowanej parametrycznie. Należy dobrać takie wartości dodatkowych elementów  $L_{Dod}$ ,  $C_{Dod}$ , aby prąd wyjściowy falownika miał najmniejszą wartość (skuteczną).



Rys. 4.6. Schemat układu wykorzystany przy minimalizacji prądu wyjściowego falownika i stabilizacji prądu odbiornika

Ze wzoru (4.10) wynika, że prąd wyjściowy falownika (prąd wejściowy czwórnika  $\sqcap$ ) będzie najmniejszy, gdy funkcja  $|\underline{A}| = |(Z_o/Z_0 - j)/Z_0|$  osiągnie minimum (gdzie  $Z_o$  jest impedancją obwodu za czwórnikiem  $\sqcap$ ).

Dla zadanej, stałej wartości: prądu odbiornika, napięcia zasilania oraz częstotliwości pracy falownika indukcyjność  $L_r$  cewki obwodu rezonansowego wyznaczamy z zależności (4.2), pojemność  $C_r$  z zależności  $f_s = f_0 = 1/(2\pi(L_r C_r)^{1/2})$  a impedancję falową z zależności  $Z_0 = (L_r/C_r)^{1/2}$ . Wartości  $L_r$ ,  $C_r$  oraz  $Z_0$  należy więc przyjąć jako stałe.

Rozwiązanie problemu minimalizacji modułu funkcji  $\underline{A}$  ze wzoru (4.10) sprowadza się więc do wprowadzenia elementów dodatkowych ( $L_{Dod}$  lub  $C_{Dod}$ ) szeregowo z odbiornikiem i znalezienia minimum z czynnika:

$$|(Z_o / Z_0 - j)| = \left| \frac{R_{Odb} + j(X_o - Z_0)}{Z_0} \right| = \left| \frac{R_{Odb} + j(\omega_0 L_o - 1/\omega_0 C_o - Z_0)}{Z_0} \right| \quad (4.20)$$

gdzie:  $L_o = L_{Odb} + L_{Dod}$ ,  $C_o = (C_{Odb} C_{Dod})(C_{Odb} + C_{Dod})$ .

Funkcja  $|\underline{A}|$  osiąga minimum dla  $(\omega_0 L_o - 1/\omega_0 C_o - Z_0) = 0$ . Stąd:

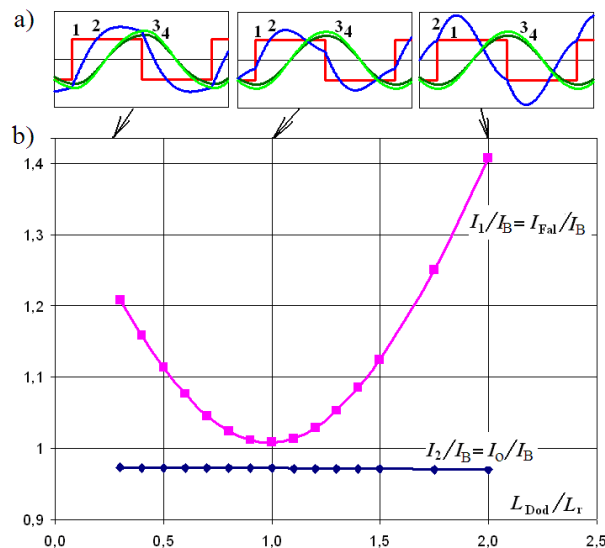
$$X_{Dod} = \omega_0 L_{Dod} - \frac{1}{\omega_0 C_{Dod}} = Z_0 - X_{Odb} = Z_0 - \left( \omega_0 L_{Odb} - \frac{1}{\omega_0 C_{Odb}} \right) \quad (4.21)$$

W zależności od tego, czy prawa strona równania (4.21) jest większa lub mniejsza od zera dołączamy albo element  $L_{\text{Dod}}$ , albo  $C_{\text{Dod}}$ . Równoczesne dołączenie obu elementów jest ekonomicznie niezasadne.

$$\text{Jeśli} \quad Z_0 - X_{\text{Odb}} \begin{cases} > 0 \text{ to } L_{\text{Dod}} = \frac{1}{\omega_0} (Z_0 - X_{\text{Odb}}) \\ < 0 \text{ to } C_{\text{Dod}} = 1/\omega_0 (Z_0 - X_{\text{Odb}}) \end{cases} \quad (4.22)$$

Gdy prawa strona równania (4.21) jest równa zero, nie dołączamy żadnego elementu dodatkowego. Reaktancja odbiornika ma wówczas charakter indukcyjny i równa jest impedancji falowej obwodu rezonansowego:  $L_{\text{Odb}} = L_r$ . Jest to przypadek identyczny z sytuacją, gdy do wyjścia czwórnika typu T, opisanego w podrozdziale 4.1.2, dołączony jest odbiornik czysto rezystancyjny.

Powyższe rozważania analityczne prowadzone były przy założeniu, że układ jest zasilany ze źródła o sinusoidalnym kształcie napięcia. Przykład symulacyjny potwierdził słuszność tych rozważań przy zasilaniu z falownika o prostokątnym napięciu wyjściowym, gdyż pośredniczący obwód  $L_r C_r$  ma silne właściwości filtrujące. Na rysunku 4.7 przedstawiono wartość skuteczną prądu wyjściowego falownika (prądu wejściowego czwórnika  $L_r C_r$ ) w zależności od wartości  $L_{\text{Dod}}$  dla przykładowych danych:  $L_r = 0,604$  mH,  $C_r = 82$  nF,  $f_s = f_0 = 22,61$  kHz,  $R_{\text{Odb}} = Z_0 = 85,8$   $\Omega$ . Wyniki zamieszczone na rysunku potwierdzają poprawność powyższych rozważań. W tym przypadku, dla  $L_{\text{Dod}} = L_r$ , prąd falownika był najmniejszy. Wyniki te uzyskano za pomocą symulacji komputerowej z wykorzystaniem programu TCAD. Bardziej szczegółowo wyniki symulacji dla różnych odbiorników przedstawiono w podrozdziale 4.3.

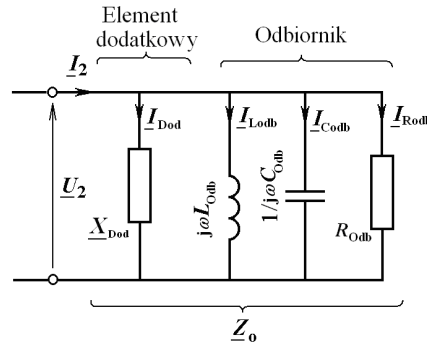


Rys. 4.7. Wpływ wartości indukcyjności dodatkowej  $L_{\text{Dod}}$  na prąd falownika oraz odbiornika (wyniki symulacji): a) przebiegi wybranych prądów i napięć, b) wartości względne prądu falownika oraz prądu odbiornika; 1 – napięcie wyjściowe falownika, 2 – prąd wyjściowy falownika, 3, 4 – prąd i napięcie odbiornika,  $U_B = 2\sqrt{2}U_d / \pi$  (dla falownika mostkowego),  $I_B = U_B / Z_0$

#### 4.2.2. Minimalizacja prądu wyjściowego falownika dla układu stabilizującego napięcie odbiornika

Zakładamy, że napięcie wejściowe falownika oraz częstotliwość przełączeń  $f_s = f_0$  pozostaje stała. Z równania (4.13) wynika interesująca własność układu złożonego z dwóch kaskadowo połączonych czwórników typu T przy impedancji  $Z_L = 0$  (rys. 4.5d):  $I_1 = -I_2$  oraz  $U_2 = -U_1$ . Problem minimalizacji wartości prądu wyjściowego falownika (prądu wejściowego  $I_1$  czwórników) można zatem sprowadzić do minimalizacji wartości prądu  $I_2$  przy założonych parametrach odbiornika.

Na rysunku 4.8 przedstawiono odbiornik z dodatkowo dołączonym dławikiem  $L_{Dod}$  lub kondensatorem  $C_{Dod}$  o reaktancji  $\underline{X}_{Dod}$  równej odpowiednio  $j\omega_0 L_{Dod}$  lub  $1/(j\omega_0 C_{Dod})$ .



Rys. 4.8. Odbiornik z dodatkowo dołączonym dławikiem  $L_{Dod}$  lub kondensatorem  $C_{Dod}$  o reaktancji  $\underline{X}_{Dod}$

Prąd  $I_2$  będzie miał najmniejszą wartość, gdy prądy reaktancji odbiornika i reaktancji dodatkowej się skompensują. Oznacza to, że:

$$\underline{I}_{Dod} + \underline{I}_{L_{Odb}} + \underline{I}_{C_{Odb}} = 0 \quad (4.23)$$

$$\frac{1}{\underline{X}_{Dod}} + \frac{1}{j\omega_0 L_{Odb}} + \frac{1}{1/(j\omega_0 C_{Odb})} = 0 \quad (4.24)$$

Z zależności (4.24) wyznaczyć można wartość impedancji  $\underline{X}_{Dod}$ :

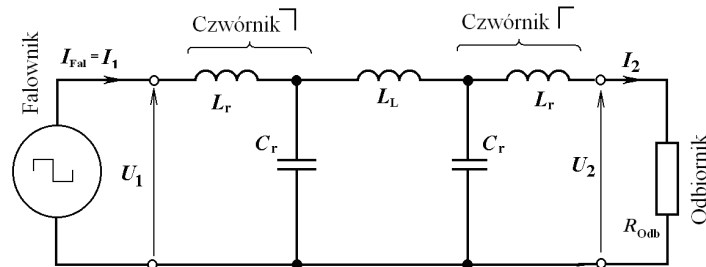
$$\underline{X}_{Dod} = j \frac{\omega_0 L_{Odb}}{\omega_0^2 L_{Odb} C_{Odb} - 1} \quad (4.25)$$

Reaktancja  $\underline{X}_{Dod}$  może mieć charakter indukcyjny lub pojemnościowy:

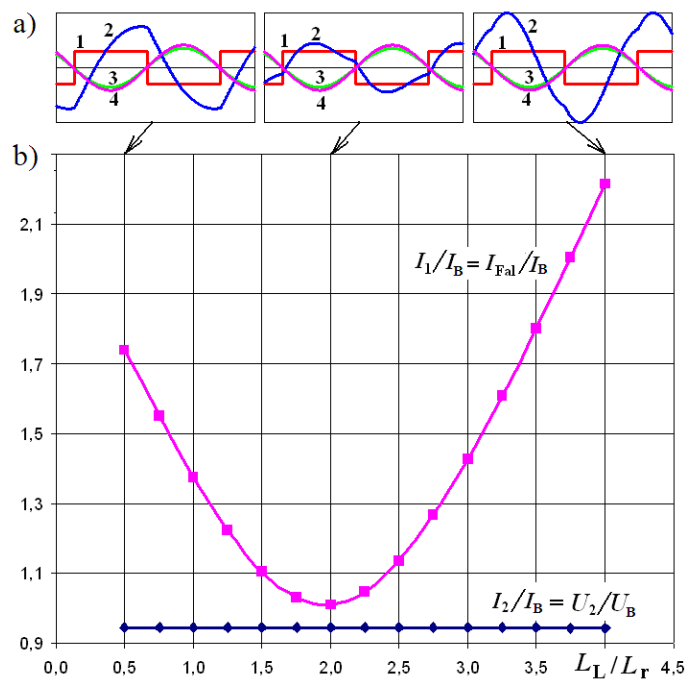
$$\text{Jeśli } \omega_0^2 L_{Odb} C_{Odb} - 1 \begin{cases} > 0 \text{ to } L_{Dod} = L_{Odb} / (\omega_0^2 L_{Odb} C_{Odb} - 1) \\ < 0 \text{ to } C_{Dod} = (\omega_0^2 L_{Odb} C_{Odb} - 1) / (\omega_0^2 L_{Odb}) \end{cases} \quad (4.26)$$

Dla  $\omega_0^2 L_{Odb} C_{Odb} - 1 = 0$  nie wprowadza się dodatkowych elementów.

Odbiornik przedstawiony na rysunku 4.8 składa się z równolegle połączonych elementów  $R_{Odb}$ ,  $L_{Odb}$ ,  $C_{Odb}$ . W przypadku połączenia szeregowego należy dokonać przekształcenia obwodu szeregowego na równoległy, a następnie wyznaczyć reaktancję kompensującą  $\underline{X}_{Dod}$  zgodnie z zależnościami (4.25), (4.26).



Rys. 4.9. Schemat układu wykorzystany przy minimalizacji prądu wyjściowego falownika i stabilizacji napięcia obciążenia



Rys. 4.10. Wpływ wartości indukcyjności  $L_L$  na prąd falownika oraz odbiornika (wyniki symulacji): a) przebiegi wybranych prądów i napięć, b) wartości względne prądu falownika oraz prądu i napięcia odbiornika; 1 – napięcie wyjściowe falownika, 2 – prąd wyjściowy falownika, 3, 4 – napięcie i prąd odbiornika,  $U_B = 2\sqrt{2}U_d/\pi$  (dla falownika mostkowego),  $I_B = U_B/Z_0$

Powyższe rozważania analityczne prowadzone były przy założeniu, że układ zasilany jest ze źródła o sinusoidalnym kształcie przebiegu napięcia. Przykład symulacyjny potwierdził słuszność tych rozważań, także przy zasilaniu z falownika o prostokątnym kształcie przebiegu napięcia wyjściowego, gdyż pośredniczący obwód złożony z kaskadowo połączonych czwórników z cewkami i kondensatorami ( $L_r C_r$ ) ma silne właściwości filtrujące.

Na rysunku 4.9 przedstawiono schemat symulowanego układu, w którym użyto dwóch kaskadowo połączonych czwórników:  $\overline{\Gamma}$  oraz  $\overline{\Gamma}$ . Pomędzy tymi czwórnikami znajduje się impedancja  $Z_L = j\omega L_L$ . Wyniki symulacji potwierdzają, że dla  $L_L = 2L_r$  (co odpowiada połączeniu kaskadowemu dwóch czwórników T z elementami  $L_r C_r L_r$ ) prąd wyjściowy falownika jest najmniejszy dla danego (skompensowanego) odbiornika.

Wykres wartości skutecznej prądu wyjściowego falownika (prądu wejściowego  $I_1$  pierwszego czwórnika) w zależności od wartości  $L_L$  przedstawiono na rysunku 4.10. Symulację przeprowadzono dla przykładowych danych:  $L_r = 0,604$  mH,  $C_r = 82$  nF,  $f_s = f_0 = 22,61$  kHz,  $R_{\text{Odb}} = Z_0 = 85,8$   $\Omega$ ,  $L_L = 0,5 - 4L_r$ . Wyniki zamieszczone na rysunku potwierdzają poprawność powyższych rozważań. W tym przypadku, dla  $L_L = 2L_r$  prąd falownika był najmniejszy.

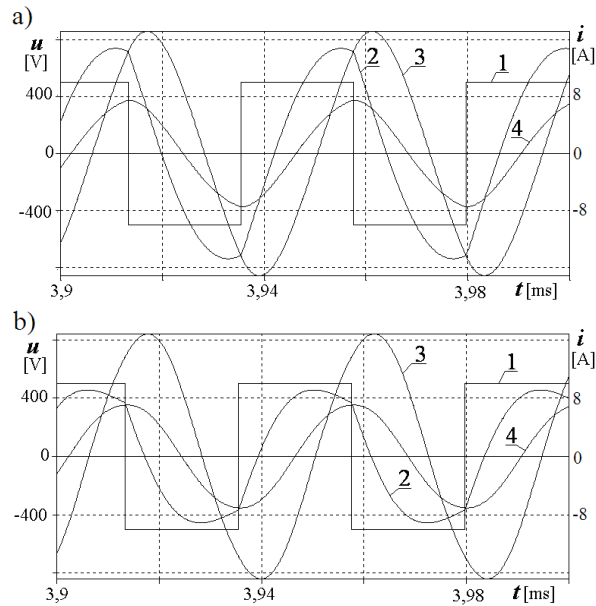
### 4.3. Badania symulacyjne

Właściwości rzeczywistego falownika z obwodem pośredniczącym AC tym bliższe są właściwościom rozważanych powyżej wyidealizowanych układów, im większa jest dobroć dławików  $Q = \omega_s L_r / R_{Lr}$ . Na rysunku 4.11 przedstawiono wyniki badań symulacyjnych falownika rezonansowego, zrealizowanego przy użyciu czwórnika kąтового  $\overline{\Gamma}$  (rys. 4.11a) oraz czwórnika typu T (rys. 4.11b) przy dobroci dławików  $Q = 15$ .

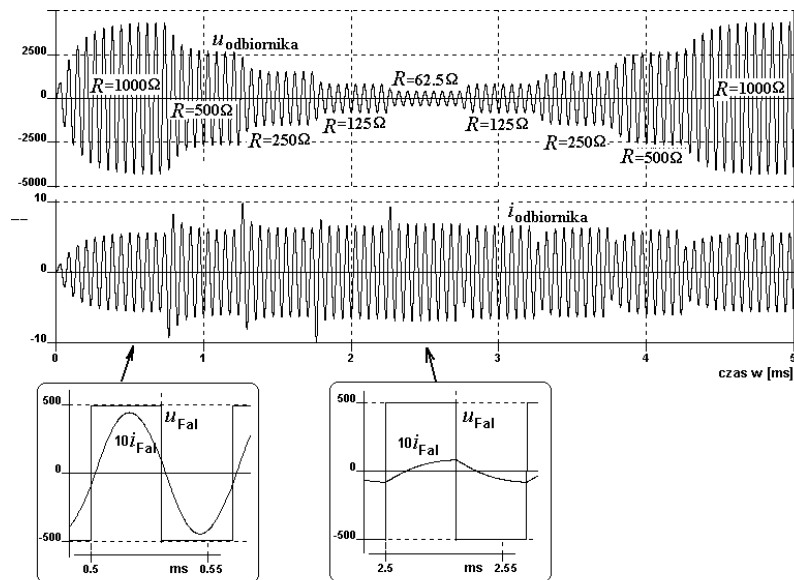
Przebiegi te otrzymano przy następujących parametrach obwodu: napięcie stałe zasilające falownik - 500V, parametry czwórnika:  $L_r = 604$   $\mu$ H,  $C_r = 82$  nF. Parametry odbiornika o charakterze pojemnościowym były takie same, jak w zastępczym obciążeniu prototypu falownika opisanego w artykule [119] (pojemność szeregową  $C_1 = 150$  nF, pojemność równoległą  $C_2 = 12$  nF, rezystancja obciążenia równoległą 100  $\Omega$ ). Częstotliwość przełączeń wynosiła 22,6 kHz.

Falowniki z obwodem pośredniczącym w postaci czwórnika kąтового, jak i typu T mają dobre właściwości filtrujące, kształtujące sinusoidalne napięcia i prądy w odbiorniku (rys. 4.11). Parametr THD dla napięcia wyjściowego falownika wynosił 48,35%, natomiast dla napięcia odbiornika był równy około 2,56% w przypadku czwórnika  $\overline{\Gamma}$  oraz 1,72% dla czwórnika T. Kształtowanie napięć wyjściowych o tej samej wartości dla obu topologii układu jest rezultatem przepływu prądu stabilizowanego parametrycznie przez odbiornik. Zwiększenie wartości napięcia odbiornika w stosunku do napięcia wejściowego jest wynikiem mnożenia wartości prądu stabilizowanego parametrycznie przez impedancję odbiornika. Charakterystycznym jest zmniejszenie prądu wyjściowego falownika (prądu wejściowego czwórnika) dla czwórnika typu T, w stosunku do prądu dla czwórnika typu  $\overline{\Gamma}$ . Dla przypadków zilustrowanych na rysunku 4.11 tranzystory falownika pracować mogą jako łączniki typu ZVS.

Na rysunku 4.12 pokazano przebiegi prądu i napięcia odbiornika ilustrujące stabilizujące własności układu w przypadku skokowo zmiennego obciążenia rezystancyjnego.



Rys. 4.11. Przebiegi prądów i napięć w układach falowników: a) dla układu z rysunku 4.2 – czwórnik typu  $\square$ , b) dla układu z rysunku 4.4 – czwórnik typu T; 1 – napięcie wyjściowe falownika, 2 – prąd wyjściowy falownika, 3 – napięcie odbiornika, 4 – prąd odbiornika



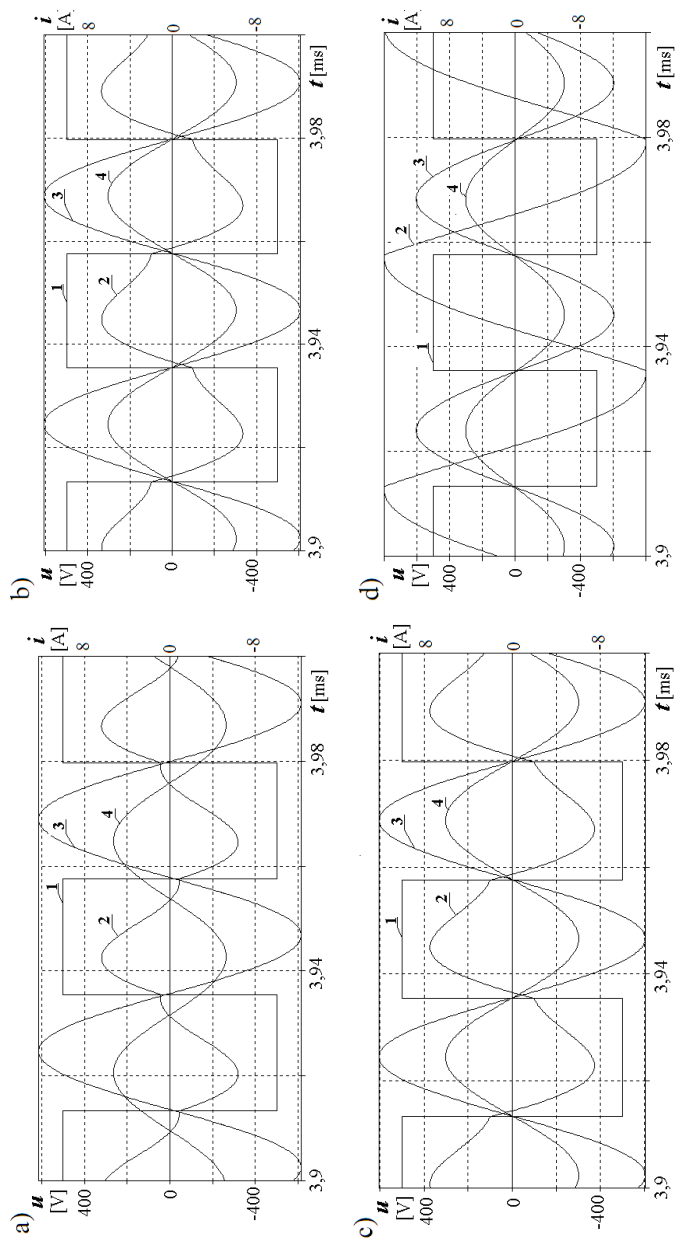
Rys. 4.12. Wyniki symulacji pracy falownika z czwórnikiem typu  $\square$  w przypadku odbiornika o skokowo zmiennej wartości rezystancji

Napięcie na odbiorniku zmienia się w szerokich granicach, podczas gdy wartość prądu odbiornika pozostaje prawie niezmienna. Kształt przebiegu prądu falownika zbliża się do kształtu sinusoidalnego wraz ze wzrostem impedancji (rezystancji) obciążenia w stosunku do impedancji falowej obwodu pośredniczącego AC. Dla odbiornika  $R = 1000 \Omega$  ( $R/Z_0 = 1000/85,8 \approx 12$ ) prąd falownika ma kształt sinusoidalny, a przesunięcie między falą napięcia a falą prądu jest niewielkie.

Na rysunku 4.13 przedstawiono przebiegi wybranych prądów i napięć dla falownika zbudowanego przy użyciu kaskadowego połączenia czwórników. Rysunki 4.13a, b, c dotyczą dwóch połączonych czwórników typu T. Rysunek 4.13d dotyczy czwórnika  $\Gamma$  połączonego z czwórnikiem  $\Gamma$ . Pomiędzy czwórnikami znajduje się linia zasilająca. Impedancję tej linii przyjęto równą zero (rys. 4.13a, b i d) lub różną od zera  $Z_L = R_L = 10 \Omega$  (rys. 4.13c). Odbiornik dla przypadku z rysunku 4.13a jest rezystancyjno-pojemnościowy i taki sam jak dla przypadków ilustrowanych na rysunku 4.11. Dla przypadków z rysunków 4.13b, c i d odbiornik jest rezystorem o rezystancji  $100 \Omega$ .

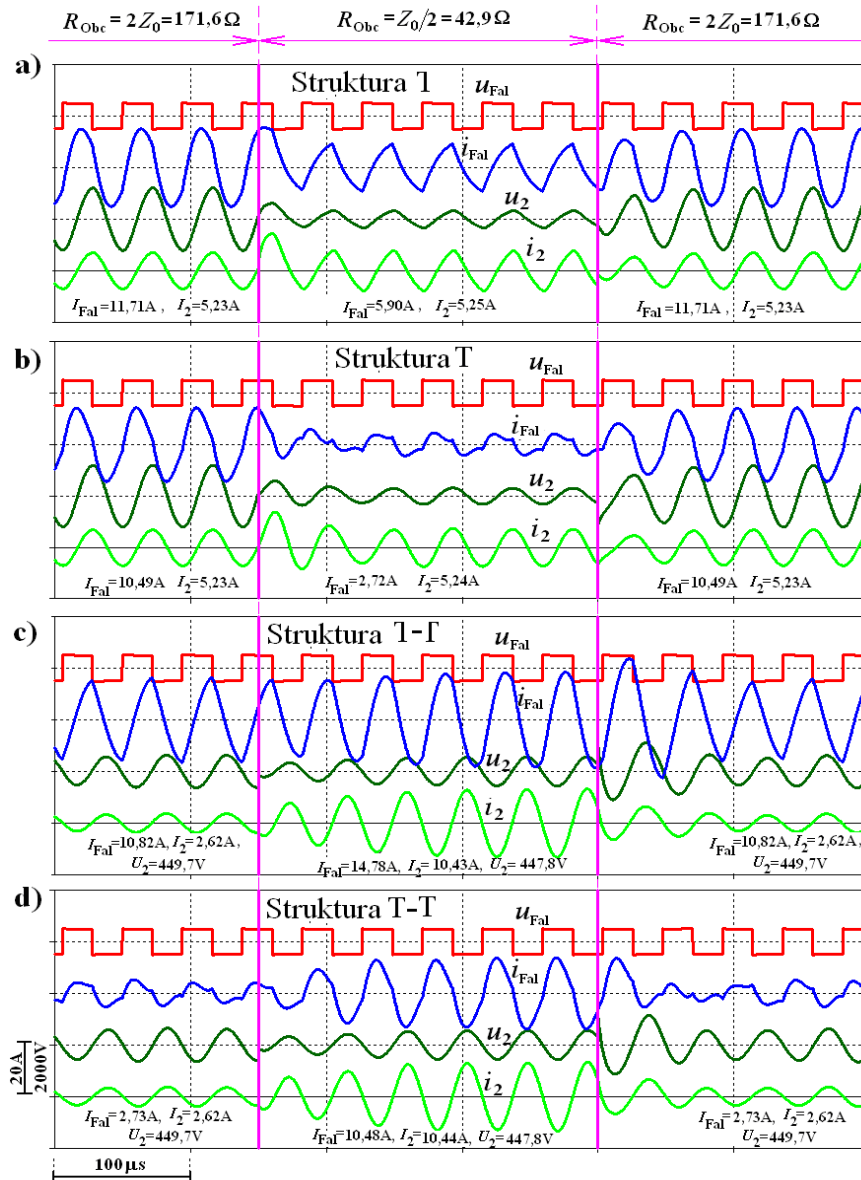
Dla każdego z przedstawionych na rysunku 4.13 przypadków zauważyć można bardzo dobre własności filtrujące – prąd i napięcie wyjściowe mają kształt sinusoidalny. Wartości napięć wyjściowych są niezależne od impedancji odbiornika i rezystancji linii zasilającej. Wartości te są wprost proporcjonalne do amplitudy podstawowej harmonicznej napięcia na wyjściu falownika. Falownik o danej topologii obwodu pośredniczącego zachowuje się jak źródło napięcia. Napięcie wyjściowe jest w przeciwfazie w stosunku do (pierwszej harmonicznej) napięcia wejściowego. Dla przypadku połączenia T-T i impedancji linii zasilającej równej zero (rys. 4.13a i b) prądy wejściowy i wyjściowy czwórnika mają zbliżone kształty, lecz są w przeciwfazie. Natomiast wartość prądu wejściowego zwiększa się w stosunku do wyjściowego przy niezerowej impedancji linii (rys. 4.13c). Wynika to bezpośrednio z zależności (4.9). Połączenie czwórników T-T gwarantuje najmniejszy prąd wejściowy przy danym obciążeniu. Fakt ten potwierdza obserwacja przebiegów, jak również równania (4.7)–(4.9). Na rysunku 4.13d widać, że prąd wejściowy jest znacznie większy niż prąd przedstawiony na rysunkach 4.13b i c. Dla przypadku z rysunku 4.13a tranzystory falownika pracować mogą jako łączniki ZCS, natomiast dla pozostałych jako łączniki ZVS.





Rys. 4.13. Przebiegi prądów i napięć w układach falowników uzyskane w wyniku symulacji komputerowej: a) dla czwórników T-T, rezystancji linii  $R_L = 0$  i obciążenia czynno-pojemnościowego, jak w przykładzie z rysunku 4.11, b) dla czwórników T-T, rezystancji linii  $R_L = 0$  i obciążenia czynnego  $R_{Odb} = 100 \Omega$ , c) dla czwórników T-T, rezystancji linii  $R_L = 10 \Omega$  i obciążenia czynnego  $R_{Odb} = 100 \Omega$ , d) dla czwórników T-T, rezystancji linii  $R_L = 0$  i obciążenia czynnego  $R_{Odb} = 100 \Omega$ ; 1 – napięcie wyjściowe falownika, 2 – prąd wyjściowy falownika, 3 – napięcie odbiornika, 4 – prąd odbiornika

Rysunek 4.14 przedstawia przebiegi prądów i napięć na wyjściu falownika oraz na odbiorniku podczas skokowych zmian obciążenia [100, 102].



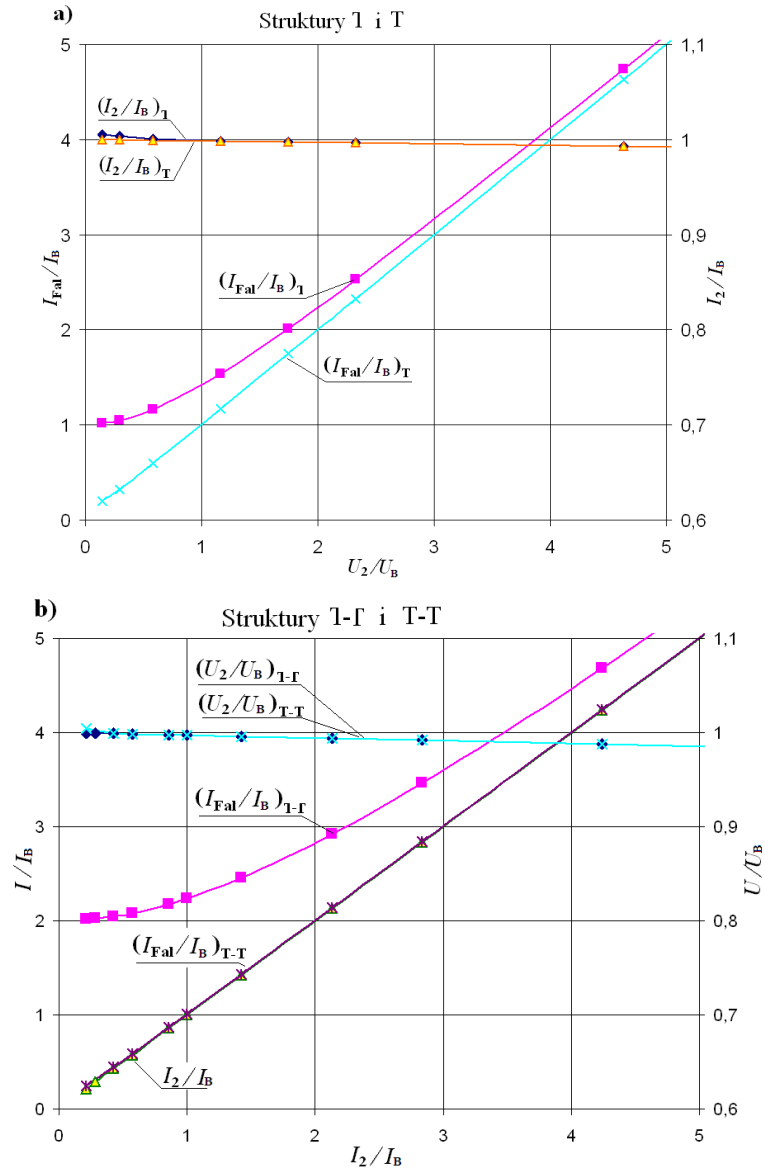
Rys. 4.14. Przebiegi prądów i napięć podczas skokowych zmian obciążenia dla różnych struktur obwodu pośredniczącego AC – wyznaczone podczas symulacji komputerowej: a) dla struktury 1, b) dla struktury T, c) dla struktury 1-Γ, d) dla struktury T-T;  $u_{Fal} = u_1$  – napięcie wyjściowe falownika,  $i_{Fal} = i_1$  – prąd wyjściowy falownika,  $u_2$  – napięcie na odbiorniku,  $i_2$  – prąd odbiornika; wartości liczbowe prądów i napięć (pod przebiegami) oznaczają wartości skuteczne dla stanu ustalonego

Stany nieustalone są krótkotrwałe (około 1-2 okresy napięcia wyjściowego, rys. 4.14a–d) i nie powodują znacznych przepięć i przetężeń. Rysunek 4.15 przedstawia charakterystyki prądu i napięcia na odbiorniku oraz prądu wyjściowego falownika w funkcji prądu lub napięcia odbiornika dla różnych struktur obwodu pośredniczącego AC. Rysunki 4.14a, 4.14b i 4.15a dotyczą falownika z obwodem pośredniczącym typu  $\Gamma$  oraz T. Z rysunków tych wynika, że zmiany prądu w stanie ustalonym są pomijalne, przy czym dla struktury T prąd wyjściowy falownika jest mniejszy. Rysunki 4.14c, 4.14d i 4.15b dotyczą natomiast falownika z obwodem pośredniczącym typu  $\Gamma$ - $\Gamma$  oraz T-T. W tym przypadku zmiany napięcia w stanie ustalonym są pomijalne, a prąd falownika jest mniejszy dla struktury T-T.

#### 4.4. Podsumowanie rozdziału

Podstawowe własności czwórników będących obwodami pośredniczącymi AC falowników rezonansowych zestawiono w poniższych punktach oraz w tabeli 4.1.

- Falowniki napięcia z obwodami pośredniczącymi AC opisanymi w tym rozdziale charakteryzują się cechami źródła prądu lub źródła napięcia.
- Wspólną cechą wyżej wymienionych obwodów pośredniczących AC jest skuteczne filtrowanie wyższych harmonicznych.
- Stosowanie w czwórnikach typu T cewek sprzężonych pozwala na zmniejszenie masy i gabarytów tych cewek dzięki dodatniemu sprzężeniu magnetycznemu.
- Można dobrać taki typ (i wartości elementów) czwórnika lub połączenia czwórników, aby zminimalizować prąd wyjściowy falownika (prąd wejściowy czwórnika) dla danego obciążenia. Prąd wyjściowy falownika zależy od zmiennej  $\underline{A}$  we wzorach (4.10)–(4.13). Dobór typu czwórnika (czwórników) będzie polegał na znalezieniu najmniejszej spośród wartości  $|\underline{A}|$  dla danego odbiornika. Wpływ typu czwórników (oraz wartości wybranych elementów) na wartości prądu wyjściowego falownika ilustrują rysunki 4.7, 4.10, 4.11, 4.13b i 4.13d oraz 4.14 i 4.15.



Rys. 4.15. Charakterystyki falowników z różnymi obwodami pośredniczącymi AC oraz odbiornikiem rezystancyjnym wyznaczone podczas symulacji komputerowej: a) prąd odbiornika i prąd wyjściowy falownika w funkcji napięcia na odbiorniku, b) napięcie na odbiorniku oraz prąd wyjściowy falownika w funkcji prądu odbiornika;  $I_2$ ,  $I_{Fal}$ ,  $U_2$  – wartości skuteczne prądu odbiornika, prądu wyjściowego falownika i napięcia na odbiorniku,  $U_B = 2\sqrt{2}U_d / \pi$  (dla układu mostkowego),  $I_B = U_B / Z_0$

Tabela 4.1. Własności czwórników będących obwodami pośredniczącymi AC falowników rezonansowych

Typ czwórnika	Funkcja przekształcania źródeł (dla $f_s = f_0$ )	Praca przy zwarciu na wyjściu	Praca w stanie jałowym	Charakterystyczne elementy macierzy <b>A</b>
$\sqcap$	Źródło $U \rightarrow$ Źródło $I$	Praca normalna, $I_{\text{Fal}} = I_{\text{zw}} = U_1/Z_0$	Praca niemożliwa, $U_{C_r}, U_{L_r}, I_{C_r}, I_{L_r} \rightarrow \infty$	$A_{11} = 0$
T	Źródło $U \rightarrow$ Źródło $I$	Praca normalna, $I_{\text{Fal}} = 0, I_{\text{zw}} = U_1/Z_0$	Praca niemożliwa, $U_{C_r}, U_{L_r}, I_{C_r}, I_{L_r} \rightarrow \infty$	$A_{11} = 0$
	Źródło $I \rightarrow$ Źródło $U$	Praca niemożliwa, $U_{C_r}, U_{L_r}, I_{C_r}, I_{L_r} \rightarrow \infty$	Praca normalna, $U_2 = I_1 \cdot Z_0$	$A_{22} = 0$
$\sqcap$	Źródło $I \rightarrow$ Źródło $U$	Praca niemożliwa, $U_{C_r}, U_{L_r}, I_{C_r}, I_{L_r} \rightarrow \infty$	Praca normalna, $U_2 = I_1 \cdot Z_0$	$A_{22} = 0$
$\sqcap$ linia $\sqcap$	Źródło $U \rightarrow$ Źródło $U$	Praca niemożliwa, $U_{C_r}, U_{L_r}, I_{C_r}, I_{L_r} \rightarrow \infty$	Praca normalna, $U_2 = U_1$	$A_{21} = 0$ dla $Z_L = j2\omega_0 L_r$
$\sqcap$ linia T				$A_{21} = 0$ dla $Z_L = j\omega_0 L_r$
T linia $\sqcap$				$A_{21} = 0$ dla $Z_L = j\omega_0 L_r$
T linia T				$A_{21} = 0$ dla $Z_L = 0$

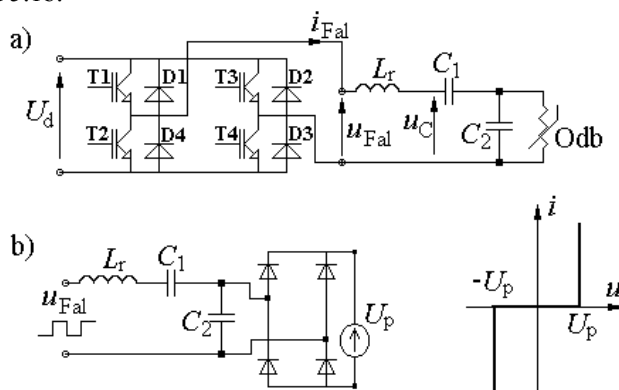
## 5. SZEREGOWY FALOWNIK REZONANSOWY Z NIELINIOWYM OGRANICZNIKIEM NAPIĘCIA W OBWODZIE WYJŚCIOWYM

Falownik z szeregowym obwodem rezonansowym może być wykorzystany do zasilania pewnych specyficznych urządzeń o nieliniowej charakterystyce  $u=f(i)$ . W szczególności odbiornik może mieć charakter ogranicznika napięcia. Odbiorniki mające charakter ogranicznika napięcia to np. akumulatory lub silniki prądu stałego z włączonym na wejściu prostownikiem, urządzenia wyładowcze jak świetlówki czy zespoły elektrod, tzw. aktywatorów do powierzchniowej obróbki tworzyw sztucznych w procesie przygotowawczym do klejenia oraz do drukowania. Przegląd aktualnego stanu wiedzy dotyczącej falowników rezonansowych stosowanych do aktywacji powierzchni tworzyw, z uwzględnieniem chronologicznego wkładu autora, przedstawiono w podrozdziale 1.2.

W związku z brakiem rzetelnego opisu procesów zachodzących w układzie falownika z odbiornikiem w postaci elektrod wyładowczych, autor postawił sobie za cel poszerzenie stanu wiedzy dotyczącej tego układu, z uwzględnieniem występujących zjawisk rezonansowych i różnych sposobów sterowania falownikiem [83, 84, 86, 87, 90-92, 103-106, 109, 118, 119].

### 5.1. Podstawy teoretyczne

Na rysunku 5.1 przedstawiono schemat analizowanego falownika z szeregowym obwodem rezonansowym, z dzielonym kondensatorem i nieliniowym odbiornikiem typu ogranicznik napięcia. Na rysunku tym oznaczono: Odb – odbiornik nieliniowy;  $U_p$  – napięcie progowe. Napięcie progowe to np. napięcie ładowanej baterii akumulatorów, SEM silnika lub uśredniona wartość napięcia zapłonu i gaśnięcia wyładowania snopiącego. Do dalszej analizy przyjęto schemat zastępczy i charakterystyki odbiornika, jak na rysunku 5.1b.



Rys. 5.1. Falownik rezonansowy z dzielonym kondensatorem obwodu rezonansowego i nieliniowym ogranicznikiem napięcia w obwodzie odbiornika: a) obwód główny, b) schemat zastępczy i charakterystyka odbiornika nieliniowego

Energia przekazana do odbiornika w czasie jednego cyklu pracy opisana jest zależnością (5.1), a moc wyrażona wzorem (5.2), przy czym:  $u_{\text{Fal}}(t)$  – napięcie wyjściowe falownika,  $u_C(t)$  – napięcie na zespole kondensatorów ( $C_1$  szeregowo z  $C_2$ ).

Podczas pracy układu wyróżnić można dwa stany pracy:

- stan 1, w którym prąd odbiornika „Odb” równy jest zeru (rys. 5.1b, prostownik nie przewodzi),
- stan 2, w którym płynie prąd odbiornika (prostownik przewodzi).

W stanie 1 stromość narastania napięcia  $u_C(t)$  określa pojemność zastępcza  $C_z$  szeregowo połączonych kondensatorów  $C_1$  i  $C_2$  (wzór (5.3)). Natomiast w stanie 2 stromość narastania napięcia  $u_C(t)$  określa pojemność kondensatora  $C_1$ , zgodnie z zależnością (5.4) [128].

Uwzględniając skrajne przypadki, w których występuje tylko stan 1 albo stan 2, wyznaczyć można graniczne częstotliwości (wzory (5.5) i (5.6)), pomiędzy którymi może nastąpić synchronizacja fali napięcia i prądu wyjściowego falownika  $f_{\text{syn\_max}} > f_{\text{syn}} > f_{\text{syn\_min}}$  [83, 84].

$$W = \int_0^T u_{\text{Fal}}(t) i_{\text{Fal}}(t) dt = \int_0^T u_C(t) i_{\text{Fal}}(t) dt = \int_0^T u_{\text{Fal}}(t) dq = \int_0^T u_C(t) dq \quad (5.1)$$

$$P = W / T_s = W \cdot f_s \quad (5.2)$$

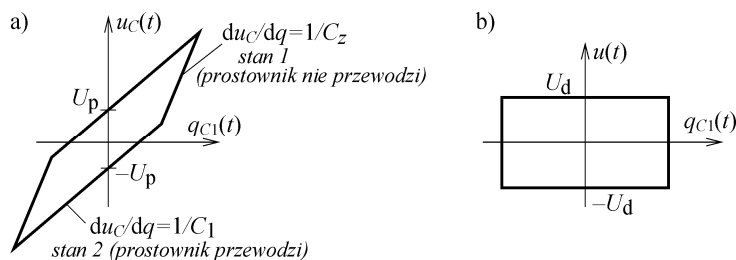
$$\frac{du_C}{dq} = \frac{1}{C_z} = \frac{C_1 + C_2}{C_1 \cdot C_2} \quad (5.3)$$

$$\frac{du_C}{dq} = \frac{1}{C_1} \quad (5.4)$$

$$f_{\text{syn\_max}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_z}} \quad (5.5)$$

$$f_{\text{syn\_min}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_1}} \quad (5.6)$$

Na rysunku 5.2a przedstawiono przebieg napięcia  $u_C(t)$  na zespole kondensatorów w funkcji ładunku  $q_{C1}(t)$  przepływającego przez kondensator  $C_1$ .



Rys. 5.2. Przebiegi napięć: a)  $u_C(t)$  w funkcji ładunku  $q_{C1}(t)$ , b)  $u_{\text{Fal}}(t)$  w funkcji ładunku  $q_{C1}(t)$  przy synchronizacji napięcia i prądu wyjściowego falownika

Dla napięć zasilających i częstotliwości, przy których wartość szczytowa napięcia na kondensatorze  $C_2$  nie osiąga wartości napięcia  $U_p$ , przez obciążenie nieliniowe nie płynie prąd. Obwód rezonansowy mający własności filtrujące powoduje, że prąd płynący przez niego oraz napięcie na kondensatorach mają kształty zbliżone do sinusoidy. W tym przypadku może być przeprowadzona klasyczna analiza obwodu dla podstawowej harmonicznej.

Iloraz amplitud podstawowych harmoniczných napięcia na kondensatorze  $C_2$  oraz na wyjściu falownika opisuje zależność (5.7) [90, 91], gdzie:  $U_{C2\_1m}$  – amplituda podstawowej harmoniczných napięcia na kondensatorze  $C_2$ ,  $U_{Fal\_1m}$  – amplituda podstawowej harmoniczných napięcia na wyjściu falownika,  $\omega_s = 2\pi f_s$  – pulsacja podstawowej harmoniczných napięcia wyjściowego,  $f_s$  – częstotliwość przełączeń tranzystorów.

$$\frac{U_{C2\_1m}}{U_{Fal\_1m}} = \left| \frac{1}{\omega_s^2 \cdot L_r \cdot C_z - 1} \cdot \frac{C_z}{C_2} \right| \quad (5.7)$$

Wartość amplitudy podstawowej harmoniczných napięcia wyjściowego falownika o strukturze mostka podana jest zależnością (5.8). Natomiast graniczną wartość amplitudy napięcia  $U_{C2m}$  na kondensatorze  $C_2$ , przy której zaczyna płynąć prąd obciążenia (nieliniowego), wyraża zależność (5.9).

$$U_{Fal\_1m} = \frac{4}{\pi} U_d \quad (5.8)$$

$$U_{C2m} = U_p \approx U_{C2\_1m} \quad (5.9)$$

Podstawiając do (5.7) wzory (5.8) i (5.9) wyznaczyć można częstotliwości graniczne, przy których zaczyna płynąć prąd obciążenia nieliniowego:

$$f_{sgr1} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_r \cdot C_2} \left( \frac{C_2}{C_z} - \frac{4 \cdot U_d}{\pi \cdot U_p} \right)} \quad (5.10)$$

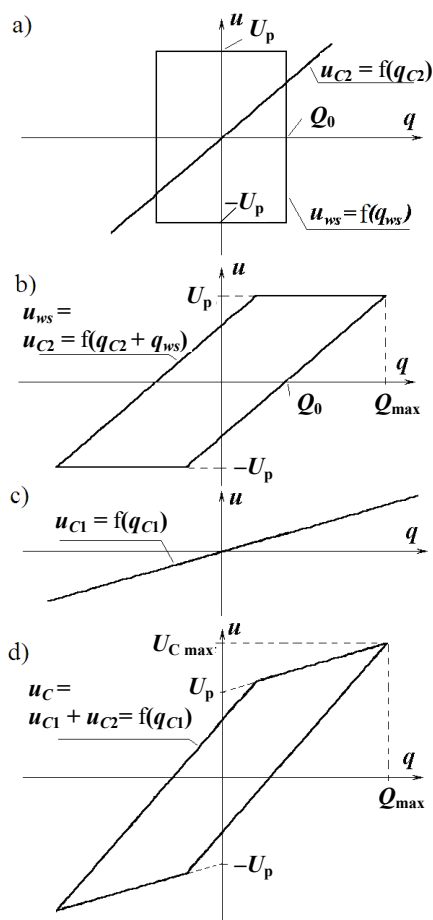
$$f_{sgr2} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_r \cdot C_2} \left( \frac{C_2}{C_z} + \frac{4 \cdot U_d}{\pi \cdot U_p} \right)} \quad (5.11)$$

Zależności powyższe słuszne są przy założeniu sinusoidalnego kształtu napięć i prądów w układzie. Przebieg prądu oraz przebiegi napięć na kondensatorach obwodu rezonansowego mają kształt zbliżony do sinusoidy, gdy prąd obciążenia nieliniowego równy jest zeru. Gdy prąd obciążenia nieliniowego płynie, kształt prądu i napięcia na kondensatorze  $C_1$  pozostaje nadal zbliżony do sinusoidy, co zostało potwierdzone symulacyjnie i eksperymentalnie [85, 87, 91]. Prąd w obciążeniu nieliniowym płynie, jeśli spełniony jest warunek:  $f_{sgr1} < f_s < f_{sgr2}$ . Zgodnie z (5.10) i (5.11) wartości częstotliwości granicznych zależą od wartości napięcia zasilającego falownik. Dla  $U_d$  dążącego do zera częstotliwości graniczne dążą do  $f_{syn\_max}$  ((5.5), (5.10) i (5.11)).



### 5.1.1. Moc odbiornika nieliniowego

Wyznaczając moc odbiornika nieliniowego oraz parametry komory wyładowczej ( $C_1, C_2, U_p$ ) wygodnie jest posłużyć się rysunkiem 5.3 [91, 103].



Rys. 5.3. Przebiegi napięć w funkcji ładunku przepływającego przez elementy schematu zastępczego zespołu elektrod (z rys. 5.1b): a)  $u_{ws} = f(q_{ws})$  oraz  $u_{C2} = f(q_{C2})$ , b)  $u_{ws} = u_{C2} = f(q_{ws} + q_{C2})$ , c)  $u_{C1} = f(q_{C1})$ , d)  $u_C = u_{C1} + u_{C2} = f(q_{C1})$ ;  $u_{ws}, q_{ws}$  – napięcie i ładunek wyładowania snopiącego (odbiornika nieliniowego Odb z rysunku 5.1)

Energia dostarczona do odbiornika w jednym cyklu pracy układu równa jest polu prostokąta opisanego funkcją  $u_{ws}(q_{ws})$  i wynosi  $4 \cdot U_p \cdot Q_0$  (rys. 5.1b, 5.3a,  $u_{ws}, q_{ws}$  – napięcie i ładunek dopływający do odbiornika nieliniowego). Po pomnożeniu tej energii przez częstotliwość przełączeń tranzystorów uzyskano moc traconą w obciążeniu zgodnie ze wzorem (5.12). W urządzeniach przemysłowych często jest utrudniony lub niemożliwy bezpośredni pomiar wartości ładunku  $Q_0$  i napięcia  $U_p$ . Przykładem tego są urządzenia wyładowcze, w których kondensatory  $C_1$  i  $C_2$  stanowią integralną część zespołu elektrod. Pomiar mocy odbiornika poprzez pomiar mocy na wyjściu falownika jest

mniej dokładny niż pomiar bezpośrednio na zespole elektrod (kondensatorów połączonych z odbiornikiem nieliniowym) i nie umożliwia identyfikacji parametrów komory wyładowczej.

Dysponując przebiegiem jak na rysunku 5.3d, należy wyznaczyć ładunek  $Q_0$  i napięcie  $U_p$  celem określenia mocy odbiornika. Wartość  $Q_0$  wyznaczyć można odejmując od zarejestrowanej wartości  $Q_{\max}$  wartość ładunku zgromadzonego w kondensatorze  $C_2$  (rys. 5.3b, zależność (5.13)). Jeśli wycinek funkcji  $u_C(q_{C1})$  przecina oś  $u$  w czasie trwania stanu 2 (rys. 5.2, 5.3d), to  $U_p = u_C(0)$ . Jeśli funkcja  $u_C(q_{C1})$  przecina oś  $u$  w stanie 1, to wartość napięcia  $U_p$  wyznaczyć można ze wzoru (5.14). Ładunek  $q_{C1}(t)$  może być obliczony za pomocą numerycznego całkowania zarejestrowanego przebiegu prądu lub zarejestrowany jako wartość napięcia na dodatkowym kondensatorze pomiarowym (o dużej pojemności) wprowadzonym w szereg z kondensatorem  $C_1$  (np. w szereg z układem elektrod wyładowczych). Ładunek  $Q_{\max}$  określa wzór (5.15), gdzie  $t_0$  jest czasem, w którym przebieg prądu  $i_{C1} = i_{\text{Fal}}$  „przechodzi przez zero” lub może być obliczony z odczytanej maksymalnej wartości napięcia dodatkowego kondensatora pomiarowego.

$$P = 4 \cdot Q_0 \cdot U_p \cdot f_s \quad (5.12)$$

$$Q_0 = Q_{\max} - C_2 \cdot U_p \quad (5.13)$$

$$U_p = U_{\max} - Q_{\max} / C_1, \quad Q_{\max} = \frac{1}{2} \int_{t_0}^{T_s/2} i_{\text{Fal}} dt \quad (5.14), (5.15)$$

Przy uwzględnieniu zależności (5.12) – (5.15) moc dostarczoną do obciążenia nieliniowego, przy pominięciu strat mocy w elementach, wyznaczyć można ze wzoru:

$$P = 4[Q_{\max} - C_2(U_{\max} - Q_{\max} / C_1)](U_{\max} - Q_{\max} / C_1)f_s \quad (5.16)$$

## 5.2. Metody sterowania falownikiem rezonansowym zastosowanym w aktywatorze tworzyw sztucznych

W podrozdziale przedstawiono metody sterowania falownikiem aktywatora, a w tym nową, opracowaną przez autora, oryginalną metodę wykorzystującą jednoczesną modulację PDM i PFM. Natomiast metody sterowania szeregowych falowników rezonansowych, ze szczególnym uwzględnieniem występujących tam procesów komutacyjnych oraz obciążeń prądowych tranzystorów, przedstawione zostaną w rozdziale 6.

Można wyróżnić następujące **częstotliwości charakterystyczne** falownika rezonansowego pracującego w układzie aktywatora:

- częstotliwość synchronizacji napięcia i prądu falownika (przy pracy z maksymalnym wypełnieniem impulsów)  $f_{\text{syn}}$ ,
- dolna i górna graniczna częstotliwość synchronizacji  $f_{\text{syn\_min}}$ ,  $f_{\text{syn\_max}}$  ((5.5) i (5.6)),
- dolna i górna graniczna częstotliwość przełączeń, między którymi występują wyładowania  $f_{\text{sgr1}}$ ,  $f_{\text{sgr2}}$  ((5.10) i (5.11)).

Wartości częstotliwości charakterystycznych dla pracy falownika w układzie aktywatora przedstawiono na rysunku 5.10d. Wartości tych częstotliwości muszą być uwzględniane przy projektowaniu falownika i jego układu sterowania. W zależności od

częstotliwości  $f_s$  przełączeń tranzystorów w stosunku do częstotliwości  $f_{syn}$  wyróżnić można następujące rodzaje pracy:

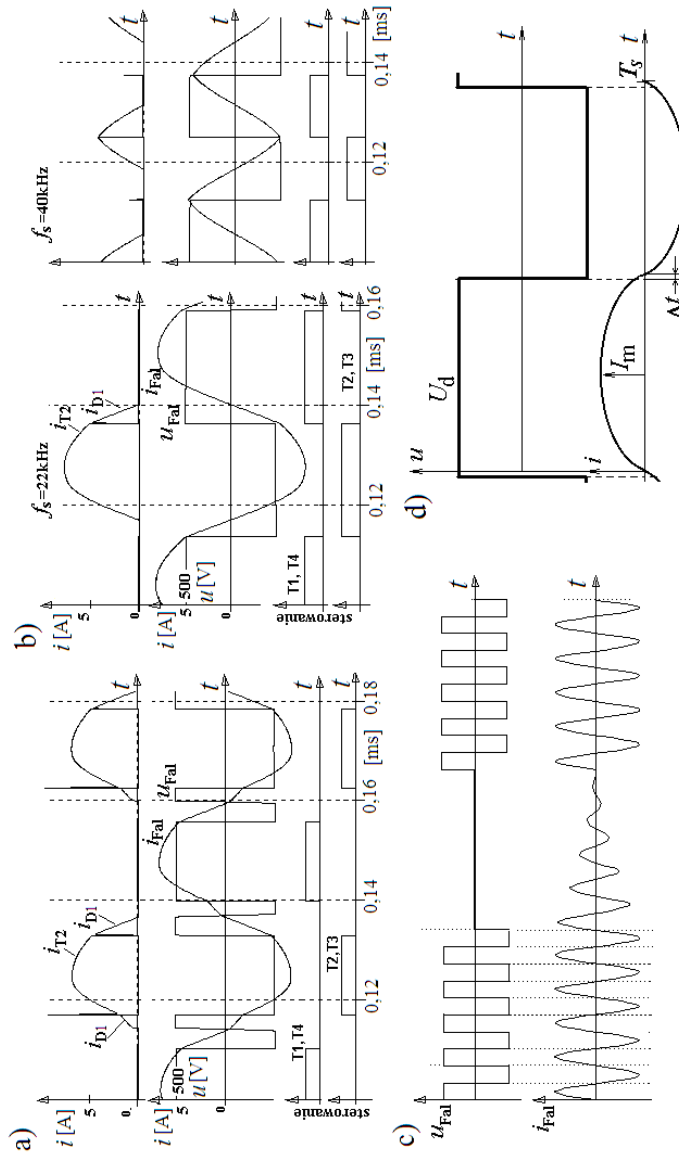
- $f_s < f_{syn}$  – niezalecany z uwagi na straty komutacyjne i stropy prądowe w tranzystorach spowodowane prądami wstecznymi diod zwrotnych, możliwość nasycenia transformatora przy niskich częstotliwościach pracy; sposób ten był stosowany w falownikach szeregowych wykonanych w technice tyrystorowej,
- $f_s = f_{syn}$  – w praktyce trudno zrealizować, odchyłki przy pomiarze chwili „przejścia fali prądu przez zero” lub opóźnienia w układzie sterowania powodują, że układ pracuje z częstotliwością mniejszą lub większą od założonej,
- $f_s > f_{syn}$  – najbardziej korzystny sposób sterowania tranzystorów falownika z szeregowym obwodem rezonansowym, istnieje możliwość pracy tranzystorów jako łączników ZVS przy jednoczesnej pracy jako quasi-ZCS, praktycznie brak strat komutacyjnych, stromości narastania (opadania) napięć i prądów są ograniczone, najmniejsza amplituda prądu w tranzystorach przy danej mocy wyjściowej,
- $f_s \gg f_{syn}$  – zapewnia możliwość pracy tranzystorów jako łączników ZVS, umożliwia regulację napięcia i mocy wyjściowej falownika.

### 5.2.1. Metody i układy regulacji mocy

Regulacja mocy procesu aktywacji odbywać się może w następujący sposób:

- za pomocą modulacji szerokości impulsów (PWM, przy stałym napięciu zasilającym),
- za pomocą zmiany częstotliwości wyjściowej (PFM, przy stałym napięciu zasilającym),
- w wyniku zmiany wartości napięcia na wejściu falownika (PAM),
- za pomocą modulacji gęstości impulsów (PDM, przy stałym napięciu zasilającym),
- stosując kombinacje wyżej wymienionych metod,
- inne metody (rozdział 6) dotychczas niestosowane do regulacji mocy falowników aktywatorów.

Regulacja mocy za pomocą modulacji PWM stosowana była przez autora w jego wcześniejszych badaniach oraz wdrożeniach [119]. Generator charakteryzował się wówczas prostotą obwodu głównego (prostownik diodowy + bateria kondensatorów + falownik). Stosowanie tej metody w zakresie częstotliwości powyżej kilkudziesięciu kHz i mocach powyżej 1 kW jest niewskazane. Występująca przy wysokiej częstotliwości twarda komutacja (stresy prądowe – suma prądu obciążenia oraz prądu wstecznego diod zwrotnych) jest przyczyną znacznych strat mocy. W każdym półokresie prądu wyjściowego przewodzi dioda zwrotna, następnie tranzystor i ponownie inna dioda zwrotna. W czasie cyklu pracy falownika występuje 6 przełączeń (rys. 5.4a), a napięcie wyjściowe falownika oscyluje z częstotliwością 3-krotnie większą niż fala prądu. W badanych wcześniej układach tranzystory musiały być wielokrotnie przewymiarowane, a falownik stanowił silne źródło zakłóceń, także dla własnych obwodów sterowania.



Rys. 5.4. Przebiegi napięć i prądów falownika przy modulacji: a) PWM, b) PFM, c) PDM oraz d) przebieg synchronizowanego napięcia i prądu wyjściowego falownika z łącznikami ZVS;  $i_{T1}$ ,  $i_{D1}$  – prąd tranzystora, diody,  $i_{Fal}$ ,  $u_{Fal}$  – prąd i napięcie wyjściowe falownika

Regulacja mocy za pomocą modulacji PFM. Przy częstotliwości przełączeń  $f_s \approx f_{syn}$  do odbiornika dociera energia z maksymalną mocą. Regulacja mocy odbywać się powinna przy częstotliwościach wyższych od  $f_{syn}$  (rys. 5.4b). Stworzone zostają wówczas warunki do pracy tranzystorów jako łączników ZVS, a transformator nie nasyci się. Obwód główny generatora aktywatora jest stosunkowo prosty z uwagi na nieregulowane napięcie obwodu DC.

Regulacja mocy za pomocą modulacji PAM. Wcześniejsze badania oraz wdrożenia prowadzone przez autora dotyczyły także regulacji mocy generatora aktywatora w wyniku zmiany napięcia zasilającego falownik [84, 87, 118]. Na wejściu falownika znajduje się regulowane źródło napięcia. Może nim być prostownik tyrystorowy [156] lub prostownik niesterowany i przerywacz tranzystorowy [84, 87]. Rozwiązanie takie, choć bardziej złożone, ma szereg zalet. Falownik może pracować w najbardziej sprzyjających warunkach, w technice ZVS przy jednoczesnej możliwości przełączania przy niewielkim prądzie (ZVS i quasi-ZCS,  $f_s > f_{syn}$  i  $f_s \approx f_{syn}$ ). Zlikwidowane zostają komutacyjne straty mocy, a stromości napięć i prądów są ograniczone. Pomijalne są przedziały czasowe, w których energia powraca do źródła zasilającego. Amplituda, wartość skuteczna oraz średnia prądu wyjściowego falownika i prądu tranzystorów będą (w przybliżeniu) najmniejsze przy danej mocy wyjściowej. Zakładając sinusoidalny przebieg prądu oraz  $\Delta t \ll T_s$  (rys. 5.4d) otrzymano zależność na moc wyjściową falownika mostkowego (5.17), gdzie:  $I_{Fal\_m}$ ,  $I_{Fal}$  – wartość maksymalna i skuteczna prądu wyjściowego falownika.

$$P_{Fal} = \frac{1}{T_s/2} \int_0^{T_s/2} U_d I_{Fal\_m} \sin(\omega_s t) dt \approx 0.9 U_d I_{Fal} \quad (5.17)$$

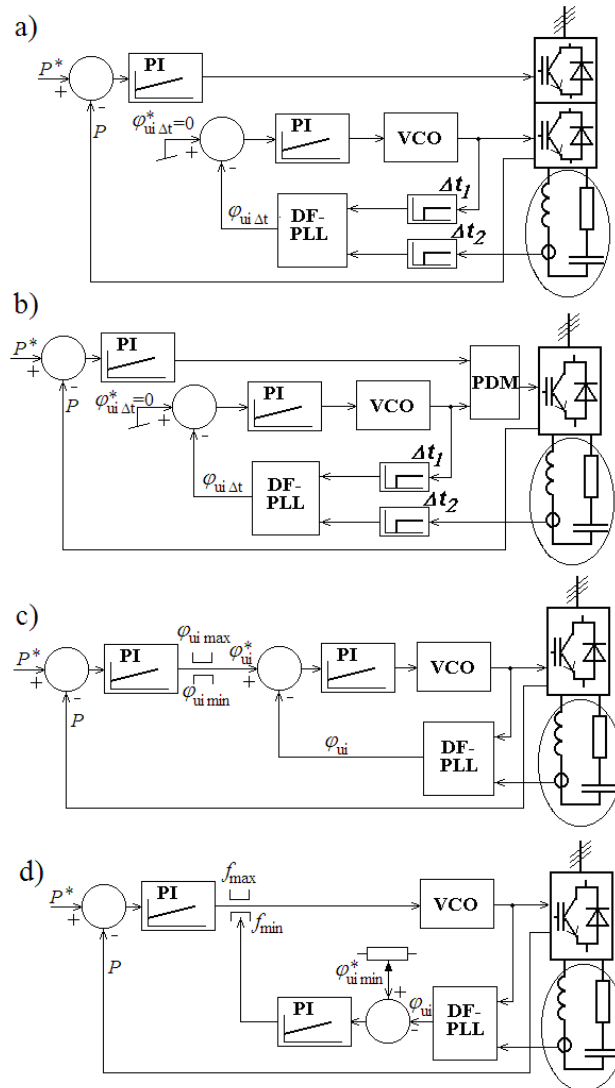
Wszelkie procesy regulacji mocy odbywają się w przerywaczu. Zapewnione jest niezależne sterowanie falownikiem i przerywaczem.

Regulacja mocy za pomocą modulacji PDM. Regulacja ta polega na przesyłaniu energii z maksymalną mocą i regulowaną ilością impulsów w określonym przedziale czasowym [33, 36, 84, 86]. Dla optymalnego wykorzystania elementów półprzewodnikowych (minimalny prąd tranzystorów w stosunku do mocy) układ powinien pracować z częstotliwością bliską  $f_{syn}$ . Technika ZVS wymusza pracę z częstotliwością nieco wyższą (rys. 5.4d). Ogólną zasadę modulacji PDM przedstawiono na rysunku 5.4c. Odcięcie dopływu energii odbywa się poprzez wyłączenie wszystkich tranzystorów albo załączenie dwóch tranzystorów dolnych (lub górnych) mostka. Obwód główny generatora aktywatora jest stosunkowo prosty z uwagi na nieregulowane napięcie zasilające  $U_d$ . Układ sterowania powinien zapewnić nienasycenie się transformatora, niezależnie od długości „paczki” impulsów mocy [86]. W szczególności powinna być zachowana parzysta liczba półfal napięcia wyjściowego falownika. W czasie przerwy w przepływie energii powinna zostać zapamiętana częstotliwość pracy układu, do której układ dostroił się podczas jej przepływu. Moc w układzie określa się z zależności (5.18), przy czym moc maksymalną układu  $P_{max}$  wyznaczyć można ze wzoru (5.17). Zmienna  $D_{PDM}$  we wzorze (5.18) równa jest ilorazowi czasu trwania „paczki” impulsów do okresu powtarzania tych „paczek”.

$$P = D_{PDM} \cdot P_{max} \quad (5.18)$$

Na rysunku 5.5 przedstawiono schematy blokowe układów sterowania, które wykorzystane były przez autora do sterowania mocą aktywacji. Każdy z tych układów umożliwi sterowanie procesem (np. stabilizacja mocy) przy zachowaniu warunków

niezbędnych do pracy łączników jako ZVS lub ZCS. Poprzez dobór wartości  $\Delta t_1$  (lub  $\Delta t_2$ , rys.5.5a, b) można uzyskać stałe opóźnienie (lub wyprzedzenie) pomiędzy falą prądu a falą napięcia wyjściowego falownika. Podobnie, wybierając dodatnią lub ujemną wartość  $\varphi_{ui}^*$  ( $\varphi_{ui\ max}$ ,  $\varphi_{ui\ min}$ ,  $\varphi_{ui\ min}^*$ , rys. 5.5c, d) można uzyskać stałe przesunięcie fazowe (dodatnie lub ujemne) pomiędzy falą prądu a falą napięcia.



Rys. 5.5. Schematy blokowe układów sterowania szeregowym falownikiem rezonansowym: z regulowanym (a) i nieregulowanym (b, c, d) napięciem wejściowym falownika, z pętlą regulacji czasu opóźnienia między przebiegami prądu i napięcia odbiornika (a, b), z pętlą regulacji przesunięcia fazowego między prądem a napięciem odbiornika (c) oraz ze zmiennym ograniczeniem częstotliwości przełączeń tranzystorów (d); DF-PLL – dyskryminator fazy w układzie PLL

Układ przedstawiony na rysunku 5.5a umożliwia regulację mocy za pomocą zmiany napięcia wejściowego falownika. Dla łączników typu ZVS  $\Delta t_2 = 0$ , a  $\Delta t_1 > 0$  przyjmuje się tak, aby zachować założone wyprzedzenie fali napięcia falownika w stosunku do fali prądu. Falownik pracuje z częstotliwością nieco większą od częstotliwości  $f_{syn}$  zapewniając minimalne obciążenie tranzystorów przy danej mocy wyjściowej. W przypadku zastosowania łączników ZCS (nie zalecane) należy przyjąć  $\Delta t_1 = 0$ , a  $\Delta t_2 > 0$ . Falownik pracuje wówczas z częstotliwością mniejszą od  $f_{syn}$ . Podobnie, w układzie pokazanym na rysunku 5.5b, dla łączników ZVS  $\Delta t_2 = 0$ , a  $\Delta t_1 > 0$  przyjmuje się tak, aby zachować założone wyprzedzenie fali napięcia falownika w stosunku do fali prądu. W tym przypadku nieregulowane jest napięcie wejściowe falownika, obwód główny generatora jest stosunkowo prosty, a zmiany mocy dokonuje się poprzez modulację PDM [84, 86]. W układach przedstawionych na rysunkach 5.5a i 5.5b utrzymywane jest zerowe przesunięcie fazowe  $\varphi_{ui \Delta t}$  między opóźnioną o  $\Delta t_1$  falą napięcia a opóźnioną o  $\Delta t_2$  falą prądu wyjściowego falownika.

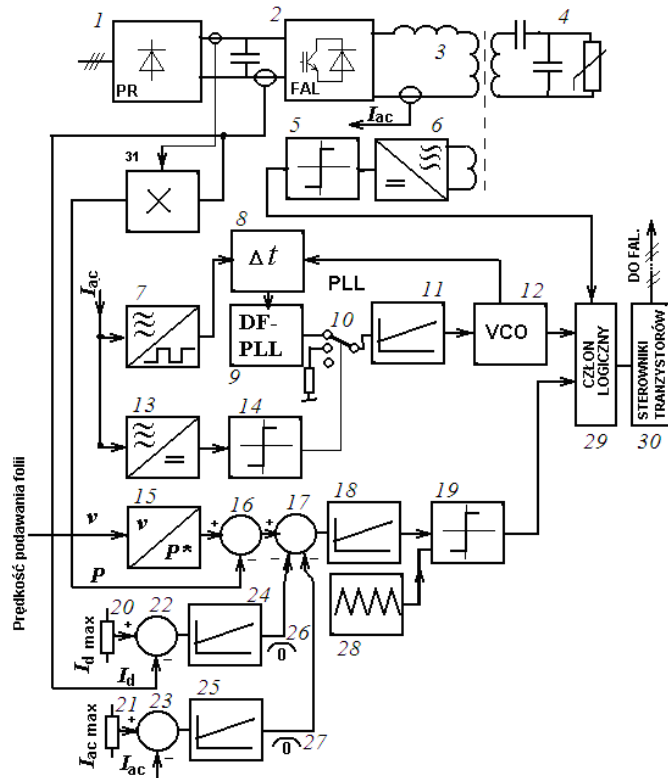
Na rysunku 5.5c przedstawiono układ, w którym moc na wyjściu falownika regulowana jest poprzez zmianę kąta wyprzedzenia fali napięcia falownika w stosunku do fali prądu (dla łączników ZVS). Powoduje to w sposób pośredni zmianę częstotliwości pracy falownika. Kąt wyprzedzenia jest ograniczony tak, aby zapewnić minimalne wyprzedzenie napięcia gwarantujące pracę tranzystorów jako łączników ZVS. Maksymalna wartość kąta wyprzedzenia nie powinna przekraczać  $90^\circ$ el. Układ z rysunku 5.5d działa podobnie jak układ przedstawiony na rysunku 5.5c, przy czym ograniczona jest maksymalna i minimalna częstotliwość przełączeń tranzystorów falownika. Ograniczenie częstotliwości minimalnej kontrolowane jest przez układ regulacji kąta wyprzedzenia fali napięcia w stosunku do fali prądu falownika. W układach z rysunków 5.5c i d regulacji mocy wyjściowej dokonuje się za pomocą zmiany częstotliwości przełączeń tranzystorów. Regulacja mocy odbywać się powinna przy częstotliwościach większych od częstotliwości  $f_{syn}$ . W takim przypadku stworzone zostają warunki do pracy tranzystorów jako łączników ZVS, a transformator nie nasyci się.

Bardziej szczegółowy schemat blokowy układu sterowania aktywatorem z zastosowaniem metody PDM przedstawiony został na rysunku 5.6. Odpowiada on uproszczonemu schematowi z rysunku 5.5b. Podstawowe bloki układu to: 1 – prostownik, 2 – falownik, 3 – dławik i transformator w.n., 4 – zespół elektrod wyładowczych, 5, 6 – komparator i prostownik z filtrem w układzie wykrywania wyładowania łukowego i zwarcia, 7 – układ synchronizacji, 8 – przesuwnik fazowy gwarantujący pracę tranzystorów jako łączników ZVS, 9 – dyskryminator fazy układu PLL, 10 – przełącznik elektroniczny, 11 – regulator (zapamiętuje wartość częstotliwości w przedziałach bezprądowych), 12 – generator VCO, 13, 14 – detektor stanów bezprądowych, 15 – generator funkcji (prędkość procesu  $\rightarrow$  moc), 16, 17, 22, 23 – sumatory, 20, 22, 24, 26 – układ ograniczenia prądu wejściowego falownika, 21, 23, 25, 27 – układ ograniczenia prądu wyjściowego, 18, 19, 28 – modulator (zmiana współczynnika wypełnienia sygnału PDM), 29 – człon logiczny (rozdzielacz impulsów, blokady ...), 30 – sterowniki tranzystorów.

Moc wyjściowa falownika sterowana jest zewnętrznym sygnałem  $v$  prędkości procesu technologicznego w zamkniętym układzie regulacji. Moc ta jest ograniczana w obwodzie DC oraz AC falownika (bloki: 17, 20 – 27). Bloki 13 i 14 powodują przerwanie pętli synchronizacji fazowej w przypadku zaniku prądu w obwodzie rezonansowym. Regulator 11 z generatorem 12 zapamiętuje częstotliwość drgań w chwili przed

zanikiem prądu. Człon logiczny 29 zapewnia parzystą liczbę półfal napięcia wyjściowego falownika, pełni rolę rozdzielacza impulsów sterujących tranzystory i wyłącza układ w stanach awaryjnych. Sterowniki tranzystorów 30 wyłączają tranzystory w stanie zwarcia, zaniku napięcia zasilającego sterowanie itp.

Bloki oznaczone na rysunkach 5.5a, 5.5b oraz 5.6 symbolem  $\Delta t$  ( $\Delta t_1$ ,  $\Delta t_2$ ) służą także do korekty czasu opóźnienia czujników pomiarowych prądu.



Rys. 5.6. Schemat blokowy układu sterowania aktywatorem z zastosowaniem metody PDM

### 5.2.2. Nowe metody regulacji mocy wykorzystujące modulację PDM-PFM z impulsową, okresową zmianą częstotliwości

Praca z małą mocą wyjściową powoduje w wielu przypadkach (tab. 5.1), że ogniska wyładowań pojawiają się w sposób nierównomierny. Prowadzi to do nierównomiernej aktywacji tworzywa. Metoda PDM nadaje się szczególnie do pracy w szerokim zakresie zmian mocy. Nawet przy małej (uśrednionej) mocy wyjściowej nie ma nierównomierności w procesie aktywacji, gdyż układ pracuje z pełną mocą lub nie pracuje w ogóle. Problem pojawia się jednak, gdy musi zostać ograniczona chwilowa moc wyjściowa ze względu na specyfikę obrabianego tworzywa lub występowanie wyładowań łukowych. Należy więc zastosować kombinację różnych metod sterowania.

W ramach badań teoretycznych, symulacyjnych i eksperymentalnych autor opracował nowe metody sterowania [103-106], będące połączeniem modulacji PDM i PFM.



Nowe metody różnią się od opisanych wcześniej [59, 60] tym, że praca falownika nie jest zatrzymywana (wyłączenie wszystkich tranzystorów lub stan zwarcia odbiornika), lecz następuje impulsowe, okresowe zwiększenie częstotliwości przełączeń.

Pierwsza metoda regulacji polega na cyklicznym przesyłaniu mocy maksymalnej (ograniczonej do poziomu bezpiecznego i inicjującej równomierne wyładowanie) z regulowanym wypełnieniem.

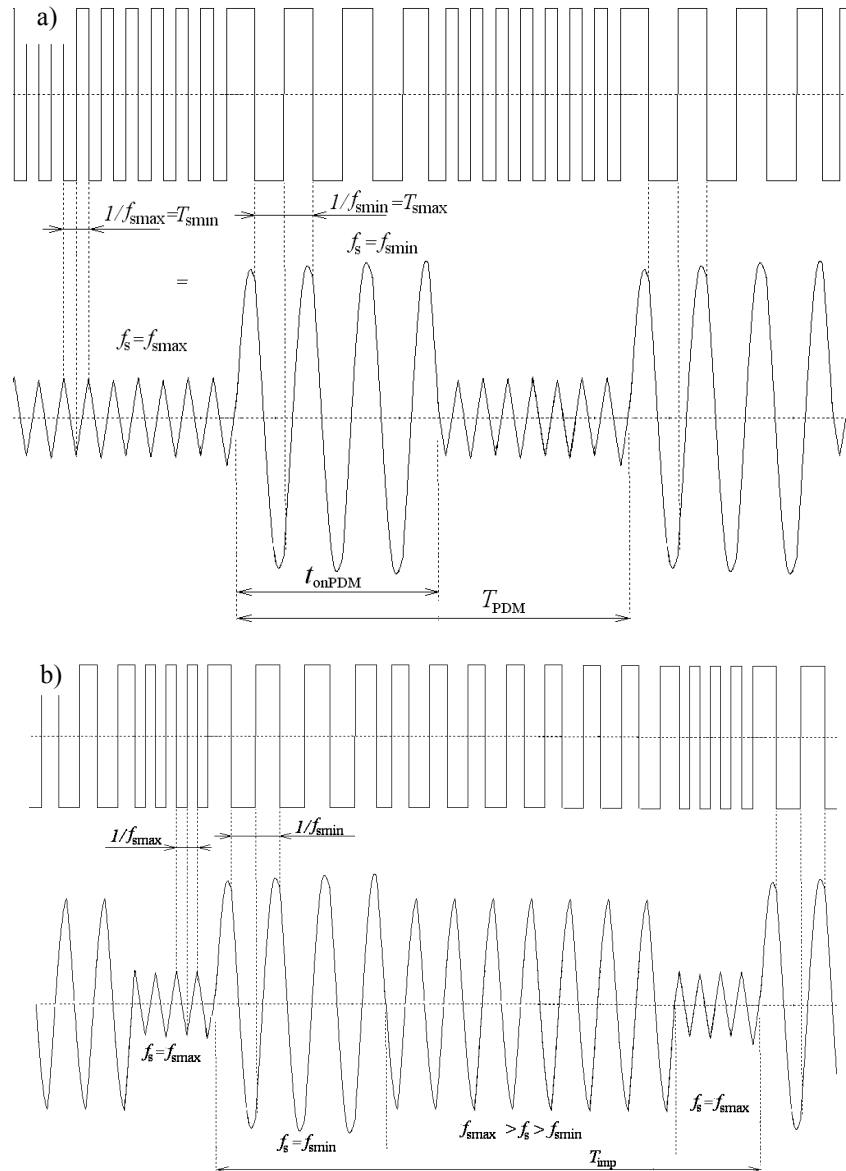
Druga metoda regulacji polega na cyklicznym przesyłaniu mocy maksymalnej (ograniczonej do poziomu bezpiecznego) ze stałym wypełnieniem. Po zainicjowaniu wyładowań moc dostarczona do elektrod zostaje zmniejszona tak, aby średnia moc procesu była na zadanym poziomie. Mimo zmniejszenia mocy, wyładowania nadal pozostają równomierne na całej długości elektrod (ze względu na silną jonizację powietrza powstałą podczas pracy z mocą maksymalną). Warunkiem równomierności wyładowań w tym przypadku jest dostatecznie duża częstotliwość impulsowych zmian częstotliwości.

Obwód główny generatora aktywatora jest stosunkowo prosty z uwagi na nieregulowane napięcie DC zasilające falownik. Odcięcie lub zmniejszenie dopływu mocy realizowane jest poprzez znaczne zwiększenie częstotliwości (powyżej częstotliwości  $f_{sgr2}$ , (5.11), rys. 5.7, 5.10d). Nie ma więc przerw w pracy falownika.

Na rysunku 5.8 przedstawiono uproszczone schematy blokowe obwodu głównego oraz układu sterowania falownikiem rezonansowym zastosowanym w aktywatorze folii z tworzyw sztucznych – ilustrujące nowy sposób sterowania. Sygnał  $P$  odpowiadający mocy procesu aktywacji porównywany jest z wartością zadaną  $P^*$ . Uchyb regulacji  $P^* - P$  doprowadzony jest do wejścia regulatora mocy 2.

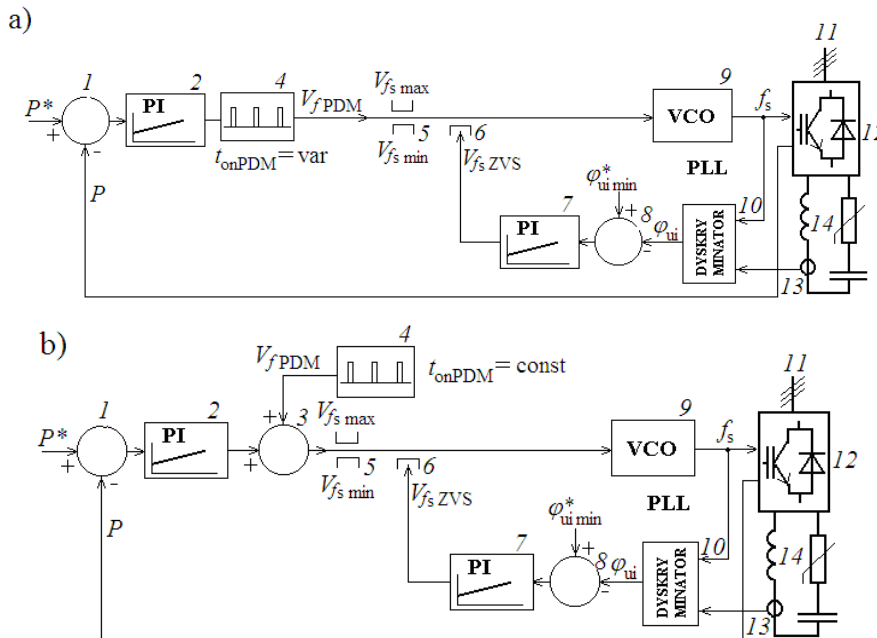
Dla przypadku z rysunku 5.8a sygnał wyjściowy z regulatora 2, podawany jest na wejście generatora PDM 4. Sygnał wyjściowy z generatora 4, ograniczony do wartości  $V_{fs\ min}$ ,  $V_{fs\ max}$ ,  $V_{fs\ ZVS}$  w blokach 5 i 6, podawany jest na wejście generatora VCO 9. Dla przypadku z rysunku 5.8b sygnał wyjściowy z regulatora 2 zsumowany z sygnałem z generatora 4, ograniczony do wartości  $V_{fs\ min}$ ,  $V_{fs\ max}$ ,  $V_{fs\ ZVS}$  w blokach 5 i 6, podawany jest na wejście generatora VCO 9. Sygnał  $f_s$  z generatora VCO steruje tranzystorami falownika napięcia 12. Ograniczenia  $V_{fs\ min}$ ,  $V_{fs\ max}$ ,  $V_{fs\ ZVS}$  powodują, że częstotliwość  $f_s$  mieścić się będzie w zadanym przedziale ( $f_{s\ min}$ ,  $f_{s\ max}$ ) oraz nie będzie mniejsza od częstotliwości  $f_{s\ ZVS}$ .

Sygnał z generatora 4 o częstotliwości  $f_{PDM}$  skokowo zmienia częstotliwość  $f_s$  powodując, że do obciążenia dociera moc o wartości oscylującej z częstotliwością  $f_{PDM}$ . Zamknięty układ regulacji mocy (z regulatorem 2) powoduje, że średnia moc procesu  $P$  równa jest mocy zadanej  $P^*$  pomimo działania generatora 4.



Rys. 5.7. Ilustracja nowego sposobu modulacji PDM-PFM [104]: a) ze zmiennym wypełnieniem, b) ze stałym wypełnieniem (przykład)

Bloki o numerach 6, 7, 8 i 10 gwarantują, że wartość przesunięcia fazowego  $\varphi_{ui}$  między falą prądu a falą napięcia wyjściowego falownika nie zmniejszy się poniżej zadanej wartości  $\varphi_{ui}^*$ , a częstotliwość  $f_s$  nie zmniejszy się poniżej częstotliwości  $f_{sZVS}$ , co umożliwi miękką komutację (typu ZVS) tranzystorów falownika.

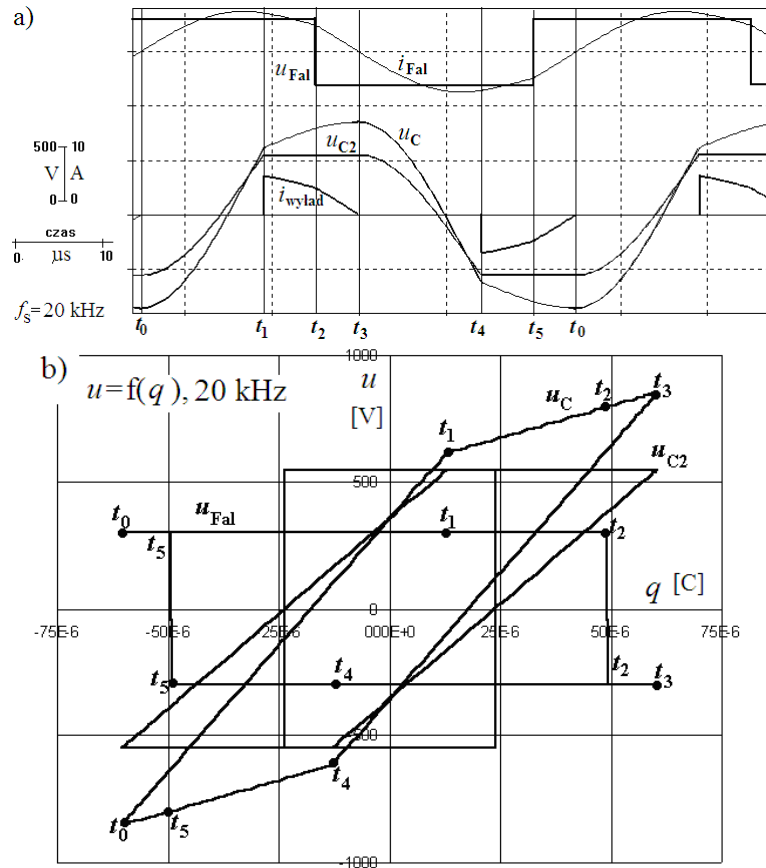


Rys. 5.8. Schematy blokowe układów sterowania falownikiem rezonansowym w zastosowaniu do aktywatora folii – przykłady realizacji: a) układ pracujący ze zmiennym wypełnieniem impulsów generatora PDM, b) układ pracujący ze stałym wypełnieniem impulsów generatora PDM [106]; 1, 3, 8 – węzły sumujące, 2, 7 – regulatory, 4 – generator impulsów o częstotliwości  $f_{PDM}$ , 5 – układ ograniczenia częstotliwości przełączeń tranzystorów do wartości nie przekraczających  $f_{s \min}$  oraz  $f_{s \max}$ , 6 – układ ograniczenia częstotliwości przełączeń tranzystorów do wartości gwarantujących miękką komutację typu ZVS, 9 – generator przestrajany napięciem, 10 – dyskryminator fazy, 11 – sieć zasilająca, 12 – falownik napięcia, 13 – przekładnik, 14 – uproszczony schemat obwodu obciążenia

Sygnal  $V_{fPDM}$  może mieć różne kształty (jest sygnałem analogowym), w szczególności może być to sygnał prostokątny o zmiennym (rys. 5.8a) lub o stałym (rys. 5.8b) wypełnieniu. Napięcie i prąd wyjściowy falownika dla różnych sygnałów wyjściowych z generatora 4 ilustruje rysunek 5.7. Natomiast przykład przebiegu prądu wyjściowego falownika w układzie rzeczywistym, dla klasycznej metody PDM oraz nowej metody PDM – PFM, przedstawiono w podrozdziale 7.2. Na rysunku 5.7 przez  $t_{onPDM}$  oznaczono czas pracy falownika z mocą maksymalną (przy częstotliwości napięcia wyjściowego  $f_{s \min}$ ), natomiast przez  $T_{PDM}$  oznaczono okres sygnału wyjściowego z generatora 4.

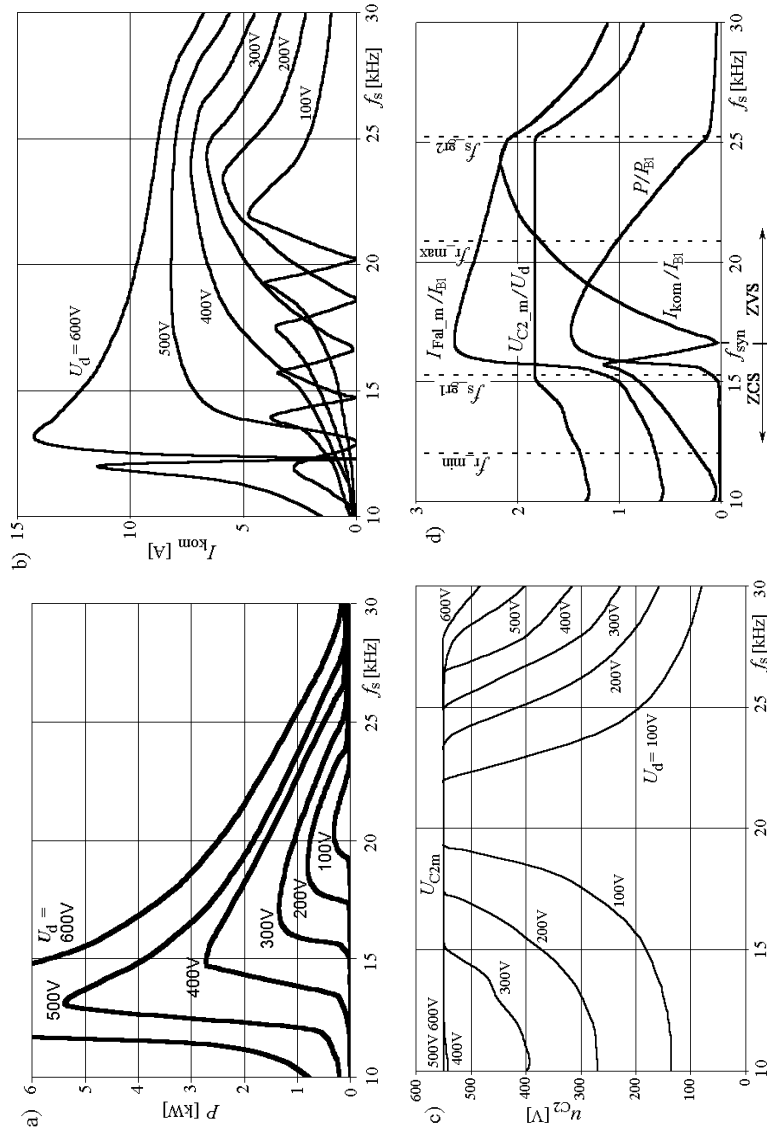
Taki sposób sterowania zapewnia równomierność wyładowań w szerokim zakresie regulacji mocy oraz ma dodatkowe zalety w porównaniu z klasyczną metodą PDM. Nowa metoda nie wymaga tak rozbudowanych układów sterowania, jak dla typowego PDM [36, 59, 60, 86, 91]. Układ sterowania nie wymaga zastosowania dodatkowego układu pamiętającego częstotliwość z chwili przed zatrzymaniem pracy falownika oraz układu zliczającego ilości półfal napięcia wyjściowego falownika. Kolejną zaletą jest łatwość adaptacji istniejących układów sterowania PFM do pracy zgodnie z nową metodą (rys. 5.8b).





Rys. 5.9. Przebiegi napięć i prądów w układzie uzyskane w wyniku symulacji: a) w funkcji czasu, b) w funkcji ładunku

Na rysunkach 5.10a, b, c przedstawiono wartości: mocy wyjściowej, prądu tranzystorów w chwili komutacji i amplitudy napięcia na kondensatorze  $C_2$  w funkcji częstotliwości przełączeń  $f_s$  dla różnych napięć zasilających falownik [91]. Na rysunku 5.10d przedstawiono wykresy tych samych zmiennych (odniesione do wartości bazowych:  $I_{B1} = U_d / \sqrt{L_r / C_1}$ ,  $P_{B1} = U_d^2 / \sqrt{L_r / C_1}$ ) w funkcji częstotliwości dla napięcia zasilającego falownik  $U_d = 300$  V. Zaznaczono przy tym charakterystyczne częstotliwości obliczone z zależności (5.5), (5.6), (5.10) i (5.11). Płaski odcinek charakterystyki  $u_{C2}(f_s)$ , równy wartości  $U_{C2m}$ , zawarty jest między częstotliwościami granicznymi  $f_{sgr1}$  a  $f_{sgr2}$  zgodnie ze wzorami (5.10) i (5.11).



Rys. 5.10. Charakterystyki mocy, napięcie i prądów w funkcji częstotliwości przełączeń uzyskane w wyniku symulacji (komora 1): a) moc wyjściowa, b) prąd tranzystora w chwili komutacji, c) napięcie na kondensatorze  $C_2$ , d) przebiegi z rys. a-c (wartości względne) przy napięciu zasilającym falownik  $U_d = 300$  V

#### 5.4. Podsumowanie rozdziału

Autor dokonał opisu matematycznego układu złożonego z falownika, dławika dopasowującego, transformatora i komory wyładowczej. Wyznaczył analitycznie charakterystyczne wartości napięć i częstotliwości, dla których możliwa jest praca tranzystorów jako łączników ZVS lub ZCS oraz dla których pojawiają się i gasną wyładowania snopiące.

Schemat zastępczy komory wyładowczej, przedstawiony w [128], został przez autora zweryfikowany. Po identyfikacji parametrów elementów tego schematu wyznaczone zostały symulacyjnie rodziny charakterystyk układu (dla różnych napięć zasilających i częstotliwości przełączania tranzystorów) oraz porównane z uzyskanymi analitycznie i eksperymentalnie (podrozdz. 7.2). Modele symulacyjne oraz matematyczne okazały się wystarczająco dobre do zastosowań praktycznych (podrozdz. 7.2).

Wyznaczone analitycznie częstotliwości graniczne, przy których pojawia się prąd obciążenia nieliniowego (np. wyładowania w komorze aktywatora), zgodne są z częstotliwościami wyznaczonymi symulacyjnie (rys. 5.10d) i eksperymentalnie (podrozdz. 7.2, rozbieżność kilka – kilkanaście %). Wyznaczenie parametrów obciążenia nieliniowego i mocy procesu na podstawie trajektorii  $u(q)$ , wyznaczenie częstotliwości  $f_{sgr1}, f_{sgr2}, f_{syn\_min}, f_{syn\_max}$ , jak również znajomość kształtu charakterystyk z rysunków 5.10 są bardzo istotne przy projektowaniu generatora.

Autor opracował i zbadał różne sposoby sterowania falownikiem aktywatora (PWM, PFM, PAM, PDM i ich kombinacje, w tym nowe metody łączące modulację PDM z PFM).

## 6. METODY STEROWANIA SZEREGOWEGO FALOWNIKA REZONANSOWEGO SPEŁNIAJĄCE KRYTERIA PRZEŁĄCZANIA ZVS I ZCS

W rozdziale przedstawiono różne metody sterowania szeregowym falownikiem rezonansowym. Zwrócono szczególną uwagę na możliwość pracy tranzystorów jako łączników miękko przełączających. Szczególnie istotne, ze względu na minimalizację strat komutacyjnych i możliwość pracy z wysokimi częstotliwościami przełączeń, będzie znalezienie takich metod sterowania, które umożliwią równoczesną pracę tranzystorów jako łączników ZVS i quasi-ZCS.

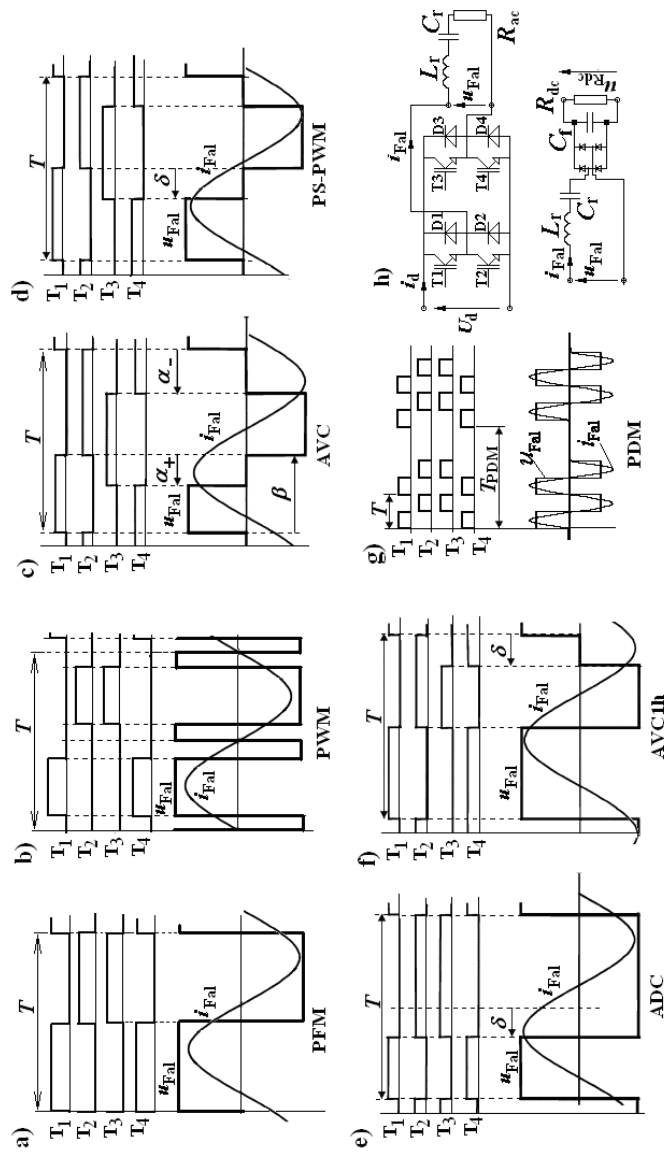
Do często stosowanych metod sterowania szeregowego falownika rezonansowego należą (rys. 6.1):

- modulacja częstotliwości (PFM) [71],
- modulacja szerokości impulsów (PWM),
- modulacja szerokości impulsów za pomocą przesunięcia fazowego sygnałów sterujących poszczególne gałęzie mostka (ang. Phase-Shift, PS-PWM, Clamped-Mode Control) powodująca symetryczne „zerowanie” napięcia wyjściowego falownika (ang. Symmetrical Voltage Cancellation – SVC) [48]; modulacja ta nie jest stosowana w półmostkach,
- asymetryczne „zerowanie” napięcia wyjściowego falownika (ang. Asymmetrical Voltage Cancellation – AVC) [2, 9], nie jest stosowane w półmostkach,
- asymetryczne zmiany współczynnika wypełnienia (ang. Asymmetrical Duty-Cycle – ADC [9, 42], Asymmetrical PWM) [44],
- modulacja gęstości impulsów (PDM) wraz z jej odmianami określanymi jako różne warianty sterowania integracyjnego [64],
- modulacja amplitudy (PAM),
- kombinacje wyżej wymienionych metod.

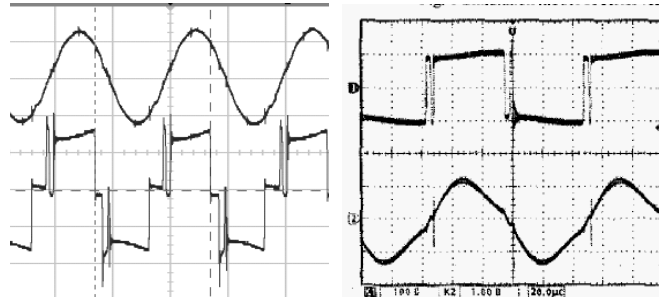
Na rysunku 6.1 przedstawiono typowe przebiegi dla wymienionych powyżej sposobów sterowania, przy czym szczególnymi przypadkami modulacji AVC [2] są: PS-PWM (rys. 6.1d), ADC (rys. 6.1e), AVC1h (rys. 6.1f).

Niektóre stwierdzenia przedstawione w literaturze dotyczącej falowników z szeregowym obwodem rezonansowym – zdaniem autora – wydają się nieprawdziwe lub słuszne, jedynie przy dodatkowych, niewymienionych założeniach. Należą do nich: 1) przy modulacji PFM, aby tranzystory mogły pracować jako łączniki ZVS, przełączanie powinno odbywać się z częstotliwością większą od rezonansowej, 2) do obciążenia przekazywana jest energia z maksymalną mocą w przypadku, gdy następuje synchronizacja napięcia i prądu wyjściowego falownika (jako uzasadnienie często podawano fakt, że nie występują stany, w których przewodzą diody zwrotne i energia nie jest zwracana do źródła), 3) przełączanie z częstotliwością synchronizacji fali prądu i napięcia (występujące np. przy tzw. sterowaniu integracyjnym) gwarantuje minimalne straty komutacyjne.





Rys. 6.1. Typowe przebiegi napięcia i prądu wyjściowego falownika przy modulacji: a) PFM, b) PWM, c) AVC, d) PS-PWM, e) ADC, f) AVC1h, g) PDM oraz schematy ideowe h) szeregowych falowników rezonansowych z szeregowym odbiornikiem rezystancyjnym ( $R_{ac}$ ) lub odbiornikiem w postaci prostownika z filtrem pojemnościowym i rezystorem ( $R_{dc}$ )



Rys. 6.2. Przykłady przebiegów napięcia i prądu wyjściowego falownika przy tzw. przełączaniu „krytycznym ZCS”

W związku z powyższym autor postawił sobie za cel bardziej szczegółową analizę tych zagadnień. Przeprowadził analizę wpływu wartości i chwil występowania tzw. czasu martwego na procesy komutacyjne. Ponadto, dla różnych, wybranych sposobów sterowania wyznaczył za pomocą symulacji komputerowej wartości zmiennych sterujących, dla których występuje maksymalna moc obciążenia oraz granica między komutacją ZVS a ZCS. Wartości te porównane zostały z wartościami charakterystycznymi dla tych zmiennych (np. z częstotliwością rezonansową oraz drgań własnych, przesunięciem fazowym  $\varphi_{st} = \pi$  itp.). Porównane zostały także charakterystyki falowników o identycznych strukturach i parametrach obciążenia przy różnych sposobach sterowania. W znanej autorowi literaturze brak było takiego porównania.

W rzeczywistych układach, przy synchronizacji podstawowej harmonicznej napięcia wyjściowego falownika oraz prądu, odstęp czasu (czas martwy) między załączaniem a wyłączaniem tranzystorów uniemożliwia występowanie komutacji miękkiej zarówno ZCS, jak i ZVS. W pobliżu chwil odpowiadających zerowym wartościom prądu obciążenia następuje wielokrotna komutacja (tranzystor – dioda, dioda – dioda, dioda – tranzystor, rys. 6.2, tabela 6.1, lp. 5-9).

O istnieniu tego problemu autor pisał w artykule [96], a zachodzące, analogiczne zjawiska (jak przy modulacji PWM) przedstawił w pracy [91]. Zdaniem autora nie powinno się tak sterować falownika rezonansowego. Tymczasem w wielu publikacjach opisane jest właśnie takie, niekorzystne sterowanie [45, 50].

W publikacjach [120-122] (Nagai i inni) przedstawione zostały metody sterowania, które umożliwiają pracę dwóch tranzystorów mostka jako łączników ZCS oraz dwóch jako łączników ZVS. Jedną z przedstawionych metod, polegającą na jednoczesnej modulacji PS-PWM oraz Load-Adaptive PFM (LA-PFM), jest szczególnie ciekawa, ponieważ gwarantuje tzw. „krytyczne ZCS”. „Krytyczne ZCS” to wyłączenie jednego i załączenie drugiego tranzystora, tej samej dwuczłonowej gałęzi, przy symetrycznym „położeniu” czasu martwego względem chwili odpowiadającej zerowej wartości prądu obciążenia.

Odnosząc się do publikacji [120] autor jest zdania, że zaprezentowany sposób sterowania powinien być zmodyfikowany: czas martwy między stanami przewodzenia tranzystorów pracujących jako łączniki ZVS nie powinien być stały, lecz wyznaczany w układzie sterownika łącznika ZVS. Lepszym rozwiązaniem, zdaniem autora, jest więc kontrolowanie napięcia na łącznikach ZVS, zamiast ustalanie wartości czasu martwego.

Podobnie, zamiast utrzymywać „krytyczne ZCS”, należałoby nieznacznie zwiększyć częstotliwość, aby druga para tranzystorów pracowała w warunkach ZVS i quasi-ZCS. W takim przypadku uniknie się problemu związanego z przeładowaniem własnych pojemności tranzystorów.

W artykułach [121, 122] pokazano przebiegi, dla których dwa tranzystory pracują jako łączniki ZVS, a pozostałe dwa jako łączniki ZVS i quasi-ZCS. Nie uwzględniono natomiast wpływu czasów martwych na pracę tych łączników i nie wyznaczono czasów wyprzedzenia wyłączania tranzystorów w stosunku do chwil odpowiadających zerowym wartościom prądu. Autor uważa, że przeprowadzenie bardziej szczegółowej analizy pracy falownika, wykorzystującego modulację PS-PWM i jednocześnie LA-PFM, przy uwzględnieniu zjawisk komutacyjnych w gałęzi z łącznikami ZCS jest celowe.

Analizując stan obecny wiedzy wybrane zostały następujące układy i metody sterowania, które poddano dalszej, bardziej szczegółowej analizie pod względem możliwości zapewnienia równoczesnej pracy tranzystorów jako łączników ZVS i quasi-ZCS:

- układy z odbiornikiem liniowym ( $R_{ac}$ ) oraz nieliniowym w postaci prostownika z filtrem (pojemnościowym lub indukcyjnym) oraz rezystorem ( $R_{dc}$ ), układy z odbiornikiem włączonym bezpośrednio oraz przez transformator,
- praca falownika bez modulacji (lub z modulacją PDM) albo z jednoczesną modulacją PS-PWM i LA-PFM.

## 6.1. Rodzaje komutacji

W układzie falownika wyróżnić można rodzaje komutacji przedstawione w tabeli 6.1 [96]. Przyjęto oznaczenia: T, D – tranzystor, dioda;  $\rightarrow$ ,  $\uparrow$  – komutacja między elementami połączonymi równolegle, szeregowo;  $T \rightarrow I_{Fal} = 0$ ,  $D \rightarrow I_{Fal} = 0$  – prąd tranzystora (diody) zanika wraz z prądem wyjściowym falownika;  $I_{Fal} = 0 \rightarrow T$ ,  $I_{Fal} = 0 \rightarrow D$  – prąd wyjściowy falownika zaczyna płynąć po załączeniu tranzystora (diody); „+, -” – spełnienie (+) lub nie spełnienie (-) warunków do pracy jako łącznika ZCS albo ZVS. Każdy z przypadków komutacji  $\uparrow$  wiąże się z przeładowaniem pojemności złącz i ewentualnie dodatkowych kondensatorów, jeśli są one dołączone. Komutacja  $T \uparrow D$  przebiegać będzie z naturalnym przeładowaniem pojemności złącz, bez stresów prądowych. Natomiast przy komutacji  $D \uparrow T$  występować będą stropy prądowe w elementach związane z impulsowym rozładowaniem pojemności oraz prądami wstecznymi diod zwrotnych.

O tym, czy w danym przekształtniku można zastosować łączniki miękko przełączające decydują poniższe warunki [96]:

1. Warunkiem koniecznym, aby dany łącznik w przekształtniku mógł pracować jako ZVS (ZCS), jest wystąpienie w czasie każdego cyklu pracy przynajmniej jednej komutacji oznaczonej w tabeli 6.1 symbolem „+” dla danego typu łącznika.
2. Dany łącznik w przekształtniku nie może pracować jako ZVS (ZCS), jeśli zachodzi przynajmniej jedna komutacja spełniająca warunek oznaczony w tabeli 6.1 symbolem „-” dla danego typu łącznika.
3. Komutacje, które nie zostały oznaczone w tabeli 6.1 symbolem „+” ani „-”, mogą zachodzić przy pracy łączników jako ZVS lub ZCS.

Warunki te zostały sprawdzone dla różnych sposobów sterowania falownikiem, a wyniki zamieszczone w załączniku 3.

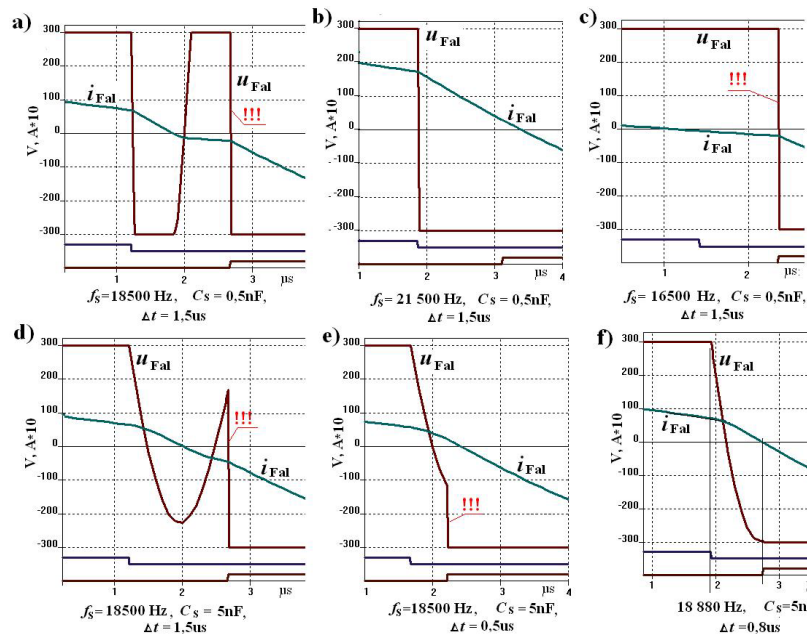
Tabela 6.1. Możliwość pracy łączników jako miękko przełączających w zależności od rodzaju komutacji

Lp.	Typ komutacji	Możliwość pracy		
		ZVS	ZCS	
1	T→D		+	
2	D→T	+		
3	T⇕D		-	
4	D⇕T	-		
5	T⇕T	T⇕D, D⇕D, D⇕T	-	-
6		T⇕D, D→T	+	-
7		T→D, D⇕T	-	+
8		T⇕T	-	-
9		T⇕T <sub>optymalne</sub>	+	
10	D⇕D			
11	T→ $I_{Fal}=0$		+	
12	$I_{Fal}=0$ →T	-		
13	D→ $I_{Fal}=0$			
14	$I_{Fal}=0$ →D			

Na szczególną uwagę zasługuje komutacja T⇕T. W zależności od wartości czasu martwego (między przewodzeniem jednego a drugiego tranzystora), jego występowania w stosunku do momentu odpowiadającego zerowej wartości prądu wyjściowego falownika oraz pojemności tranzystorów i diod (wraz z dołączonymi kondensatorami) mogą zajść następujące przypadki:

1. Tranzystor wyłącza się przed, a kolejny tranzystor załącza się po „przejściu przez zero” fali prądu wyjściowego falownika, następuje trzykrotne przeładowanie pojemności łączników, w tym jedno związane ze stresem prądowym (D⇕T) – niemożliwa jest praca tranzystorów jako łączników ZVS ani jako ZCS (tab. 6.1, lp. 5, rys. 6.3a).
2. Komutacja rozpoczyna się i kończy przed osiągnięciem zerowej wartości przez prąd wyjściowy falownika, następuje naturalne przeładowanie pojemności łączników – możliwa jest komutacja ZVS (tab. 6.1, lp. 6, rys. 6.3b).
3. Komutacja rozpoczyna się i kończy po „przejściu przez zero” fali prądu wyjściowego falownika, występuje stres prądowy (D⇕T) – możliwa jest komutacja ZCS (tab. 6.1, lp.7, rys. 6.3c).
4. Komutacja rozpoczyna się przed chwilą odpowiadającą zerowej wartości prądu wyjściowego falownika, a kończy się po (tab. 6.1, lp. 8, rys. 6.3d) lub przed tą chwilą (tab. 6.1, lp. 8, rys. 6.3e). W obu przypadkach następuje niepełne naturalne przeładowanie pojemności elementów i stres prądowy spowodowany ich wymuszonym przeładowaniem – niemożliwa jest praca tranzystorów jako łączników ZVS ani jako ZCS.
5. Komutacja rozpoczyna się przed chwilą odpowiadającą zerowej wartości prądu wyjściowego falownika, a kończy się dokładnie w chwili, gdy napięcie na załączanym elemencie i prąd wyjściowy osiągną wartość zero [66] (tab. 6.1, lp. 9, rys. 6.3f)

– możliwa jest komutacja ZVS, a prąd wyłączany przez tranzystor jest minimalny. Jest to przypadek optymalny, lecz trudny w realizacji praktycznej.



Rys. 6.3. Przebiegi prądu i napięcia wyjściowego falownika (wyznaczone symulacyjnie) w zależności od czasu martwego i jego występowania w stosunku do chwili odpowiadającej zeroj wartości prądu wyjściowego falownika oraz od zastępczej pojemności łączników

Na rysunku 6.3 wykrzyknikami (!!!) zaznaczono przypadki niekorzystnego, impulsowego przeładowania pojemności własnych elementów półprzewodnikowych (i dołączonych kondensatorów odciążających) oraz związanych z tym stresów prądowych. Jeśli jest zbyt duża pojemność złącz (i dodatkowych kondensatorów) lub zbyt późne rozpoczęcie procesów komutacyjnych przez łączniki półprzewodnikowe, napięcie na załączanym tranzystorze nie osiągnie wartości równej zero. W tym przypadku najkorzystniej jest załączać kolejny tranzystor przy jego minimalnym napięciu, tj. w chwili, gdy prąd wyjściowy falownika równy jest zero (rys. 6.3d).

Sposób wyznaczenia czasu trwania naturalnego rozładowania pojemności związanych z łącznikami falownika, który jest czasem trwania komutacji ZVS przedstawiono na rysunku 6.4. Na rysunku tym pokazano przebieg prądu i napięcia wyjściowego falownika przy dobroci obwodu rezonansowego  $Q_{ac} = 1$ . W rozważaniach, dla uproszczenia przyjęto sinusoidalny kształt prądu wyjściowego falownika (krzywa 3). Już dla dobroci  $Q_{ac} = 2$  rzeczywisty kształt prądu praktycznie nie odbiega od sinusoidy, a rzeczywista i przybliżona wartość prądu w chwili komutacji różni się zaledwie o kilka procent w stosunku do amplitudy.

## 6.2. Metody sterowania szeregowego falownika rezonansowego zapewniające jednoczesną komutację ZVS i quasi-ZCS

Prąd wyjściowy falownika dla układu mostkowego i obciążenia w obwodzie AC (bez prostownika wyjściowego) wyrażony jest przybliżoną zależnością [94]:

$$i_{\text{Fal}} = I_m \sin(\omega_s t) \quad (6.1)$$

$$\text{gdzie: } I_m = \frac{U_m}{Z}, \quad U_m = \frac{4U_d}{\pi}, \quad Z = R_{\text{ac}} \sqrt{1 + (Q_{\text{ac}} \delta)^2},$$

$$\delta = \frac{\omega_s}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_s}, \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}, \quad Q_{\text{ac}} = \frac{Z_0}{R_{\text{ac}}}, \quad Z_0 = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$$

$U_d$  – napięcie zasilające falownik,

$R_{\text{ac}}$  – rezystancja obciążenia w obwodzie AC,

$Q_{\text{ac}}$  – dobroć obwodu rezonansowego,

$\omega_s$  – pulsacja odpowiadająca częstotliwości przełączania.

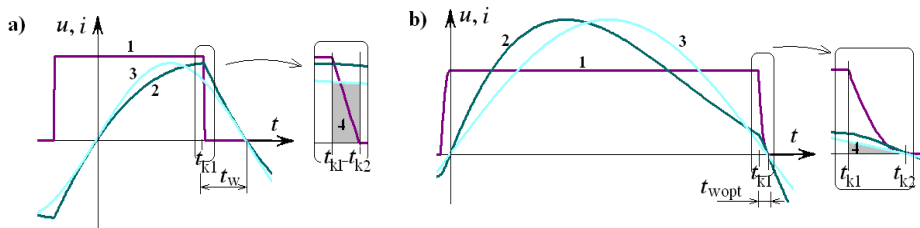
Ładunek potrzebny do rozładowania pojemności łączników (dla założonego, sinusoidalnego prądu wyjściowego falownika, rys. 6.4, obszar 4) wynosi:

$$Q = \int_{t_{k1}}^{t_{k2}} I_m \sin(\omega_s t) dt = 2C_{\text{sn}} U_d \quad (6.2)$$

gdzie:  $t_{k1}$  – czas w chwili rozpoczęcia komutacji,

$t_{k2}$  – czas zakończenia komutacji ZVS (w którym napięcie na załączanym łączniku osiąga wartość równą zero),

$C_{\text{sn}}$  – sumaryczna pojemność złącz tranzystora, diody zwrotnej oraz równoległe dołączonego kondensatora.



Rys. 6.4. Sposób wyznaczenia czasu trwania naturalnego rozładowania zastępczej pojemności łączników w szeregowym falowniku rezonansowym [111], przebiegi przy: a) komutacji ZVS, b) komutacji ZVS w warunkach optymalnych; 1, 2 – napięcie i prąd wyjściowy falownika, 3 – aproksymowany sinusoidalny prąd wyjściowy falownika, 4 – ładunek zgromadzony w złączach (i dołączonych równoległe kondensatorach)

Z zależności (6.2) wynika czas trwania komutacji ZVS (rys. 6.4a)  $\Delta t_k = t_{k2} - t_{k1}$ :

$$\Delta t_k = \frac{1}{\omega_s} \arccos \left( \cos(\omega_s t_{k1}) - 2\omega_s \frac{C_{\text{sn}} U_d}{I_m} \right) - t_{k1} \quad (6.3)$$

Dla optymalnego przypadku (tab. 6.1, lp. 9; rys. 6.3f, 6.4b), gdy napięcie na załączonym tranzystorze oraz prąd wyjściowy falownika osiągają wartości równe zeru w chwili  $t = T_s/2$ , czas trwania komutacji wynosi:

$$\Delta t_{\text{kopt}} = \frac{T_s}{2} - t_{\text{k1opt}} = t_{\text{wopt}} = \frac{T_s}{2} - \frac{1}{\omega_s} \arccos\left(2\omega_s \frac{C_{\text{sn}} U_{\text{d}}}{I_{\text{m}}} - 1\right) \quad (6.4)$$

Zależność (6.4) wskazuje także optymalną wartość czasu wyprzedzenia  $t_{\text{wopt}}$  wyłączenia tranzystora w stosunku do chwili odpowiadającej zerowej wartości prądu wyjściowego falownika. Przy aproksymacji przebiegu prądu  $i_{\text{Fal}}$  w pobliżu  $t = T_s/2$  funkcją liniową, równanie (6.4) przyjmuje postać:

$$\Delta t_{\text{kopt}} = t_{\text{wopt}} \approx 2 \sqrt{\frac{C_{\text{sn}} U_{\text{d}}}{\omega_s I_{\text{m}}}} \quad (6.5)$$

Ze wzorów (6.4) i (6.5) wynika, że czas wyprzedzenia wyłączenia  $t_{\text{wopt}}$  zależy m.in. od obciążenia i częstotliwości przełączeń. Powinien być on na bieżąco wyznaczany przez układ sterowania falownikiem. Prościej, aczkolwiek gorszym rozwiązaniem staje się przyjęcie czasu wyprzedzenia większego od optymalnego (6.5) dla założonego zakresu zmian obciążenia i częstotliwości. Częstotliwość przełączeń  $f_s$  jest w tym przypadku od kilku do kilkanastu procent wyższa niż częstotliwość drgań własnych  $f_{\text{wl}}$  obwodu rezonansowego  $R_{\text{ac}} L_{\text{r}} C_{\text{r}}$ .

Jeśli odbiornikiem dla szeregowego falownika rezonansowego jest prostownik z filtrem pojemnościowym, to rezystancja w obwodzie prądu przemiennego jest pomijalna i przebieg prądu wyjściowego falownika dla częstotliwości przełączeń  $f_s \approx f_{\text{wl}} \approx f_0$  praktycznie nie odbiega kształtem od sinusoidy. W celu osiągnięcia optymalnej komutacji ZVS i quasi-ZCS należy zatem sterować falownik zgodnie z zależnością (6.4) lub (6.5), albo przyjęc przykład gorszy, lecz prostszy w realizacji – stałą wartość czasu wyprzedzenia wyłączenia wyznaczoną dla minimalnego założonego obciążenia. W tym przypadku niemożliwa jest praca tranzystorów falownika jako łączników ZVS w stanie jałowym. Amplituda prądu falownika przy odbiorniku będącym prostownikiem z filtrem pojemnościowym i rezystorem  $R_{\text{dc}}$  wynosi [112]:

$$I_{\text{m}} = \frac{\pi U_{\text{Rdc}}}{2 R_{\text{dc}}} \frac{1}{f_s / f_0} = \frac{\pi}{2} I_{\text{Rdc}} \frac{1}{f_s / f_0} = \frac{\pi U_{\text{d}}}{4 R_{\text{dc}}} \frac{1}{f_s / f_0} \quad (6.6)$$

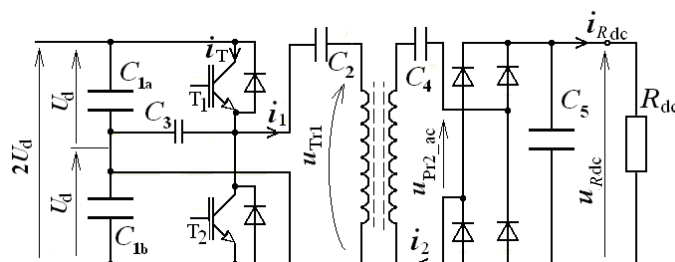
gdzie:  $R_{\text{dc}}$ ,  $U_{\text{Rdc}}$ ,  $I_{\text{Rdc}}$  – rezystancja, napięcie i prąd odbiornika w obwodzie DC za prostownikiem.

Cechą charakterystyczną takiego falownika (z prostownikiem wyjściowym) jest impulsowy przebieg prądu falownika (rys. 2.6) dla  $f_s < f_{\text{wl}} \approx f_0$  i rezystancji dołączonej do wyjścia prostownika [94]:

$$R_{\text{dc}} > \frac{1}{8C_{\text{r}} f_s} = Z_0 \frac{\pi f_0}{4 f_s} \quad (6.7)$$

Ponadto dla tego zakresu obciążeń i częstotliwości napięcie na wyjściu prostownika jest stałe i równe napięciu wejściowemu falownika (rys. 2.6). Układ taki może być zatem stosowany w przekształtnikach DC/DC, zachowujących stały stosunek napięcia wyjściowego do wejściowego. Jeśli na wyjściu falownika znajdować się będzie trans-

formator (rys. 6.5), to stosunek ten równy jest przekładni transformatora, a indukcyjności rozproszenia wykorzystane mogą być jako części składowe obwodu rezonansowego [107, 112]. Natomiast indukcyjność główna transformatora powoduje, że przez tranzystory płynie prąd magnesowania, niezależnie od tego czy układ jest w stanie jałowym, czy też obciążony rezystancją  $R_{dc}$ . W odróżnieniu od układu i sposobu sterowania opisanego w [66], gdzie praca optymalna możliwa jest jedynie dla prądów  $I_m > \omega_s Q_{ac}/2 = \omega_s C_{sn} U_d$ , w układzie z rysunku 6.5 uzyskać można pracę tranzystorów jako łączników ZVS i quasi-ZCS także w stanie jałowym ( $R_{dc} \rightarrow \infty$ ).



Rys. 6.5. Schemat ideowy szeregowego falownika rezonansowego z łącznikami ZVS i quasi-ZCS, w którym elementami obwodów rezonansowych są indukcyjności rozproszeń i indukcyjność główna transformatora

Jak bardzo proces wyłączenia tranzystorów zbliża się do idealnego ZCS zależy od wartości prądu magnesowania transformatora w chwili komutacji, a więc od tego, czy jest to transformator ze szczeliną powietrzną, czy też bez niej. Transformatory ze szczeliną powietrzną, to np. transformatory z obrotową częścią wtórną. Natomiast transformatory z nieruchomą częścią wtórną mogą mieć szczelinę o pomijalnej szerokości. W tym przypadku można sterować tak tranzystory, aby pracowały jako łączniki ZVS, a wyłączenie przez nie prąd wynosił zaledwie kilka procent wartości prądu maksymalnego.

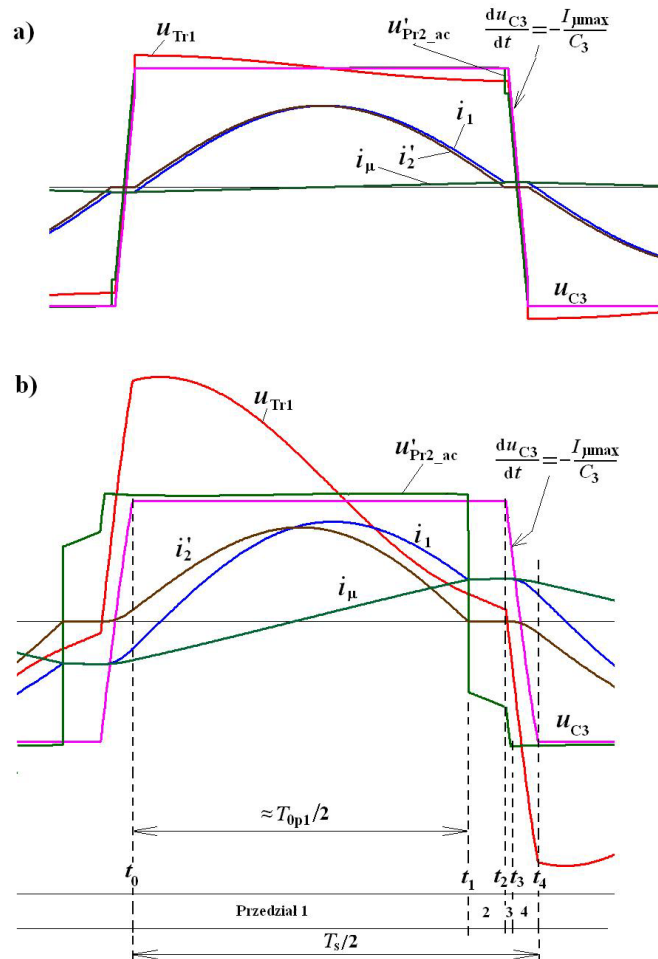
Na rysunku 6.6 przedstawione zostały przebiegi prądów i napięć w układzie w przypadku transformatorów z różnymi wartościami prądów magnesujących uzyskane za pomocą symulacji. Wyniki badań eksperymentalnych tych układów zamieszczone zostały w podrozdziale 7.1.

Na rysunku 6.6a przedstawiono przebiegi w układzie z transformatorem bez szczeliny [112], natomiast na rysunku 6.6b ze szczeliną powietrzną [107]. W układzie z transformatorem bez szczeliny indukcyjności rozproszeń były około 10-krotnie mniejsze, a indukcyjność główna około 10-krotnie większa niż w przypadku transformatora ze szczeliną. Pojemności kondensatorów  $C_2$ ,  $C_4$  oraz  $C_3$  dobrano tak, aby częstotliwości pracy oraz czasy komutacji w obu przypadkach były zbliżone. Napięcie zasilające wynosiło 300 V, a moc energii dostarczonej do rezystora  $R_{dc}$  była równa około 900 W.

W półokresie pracy układu wyróżnić można 4 przedziały czasowe (indeksy p1, p2, p3, p4 oznaczają przedziały 1, 2, 3 i 4).

W **przedziale 1** załączony jest prostownik wyjściowy. Obwód rezonansowy, składający się z kondensatorów  $C_2$ ,  $C_4$  i indukcyjności rozproszenia  $L_{1\sigma}$  i  $L'_{2\sigma}$ , pobudzony zostaje w chwili  $t_0$  poprzez załączenie tranzystora  $T_1$  ( $T_2$  w drugim półokresie). Ten obwód rezonansowy ma niewielką impedancję, która określa amplitudę prądu (o kształcie zbliżonym do sinusoidy). W przedziale 1 przez tranzystor płynie także prąd magnesowania transformatora, którego kształt zbliżony jest do trójkątnego.





Rys. 6.6. Przebiegi prądów i napięć w układzie z rysunku 6.5 przy różnych wartościach indukcyjności głównej transformatora (wyniki symulacji komputerowej): a) układ z transformatorem bez szczeliny powietrznej, b) układ z transformatorem ze szczeliną powietrzną

**Przedział 2.** W chwili  $t_1$  prostownik wyjściowy blokuje się. Powstaje nowy obwód rezonansowy utworzony z kondensatora  $C_2$  i indukcyjności  $L_{1\sigma} + L_\mu$  (dla małych szczelin  $L_{1\sigma} + L_\mu \approx L_\mu$ ). Wartość prądu  $i_1$  transformatora oraz łącznika zwiększa się w przybliżeniu liniowo.

**Przedział 3.** W chwili  $t_2$  wyłączony zostaje przewodzący tranzystor. Prąd magnesowania transformatora zaczyna płynąć przez kondensator  $((C_2 C_3 / (C_2 + C_3)) \approx C_3$ ). Przebiegi napięcia na kondensatorze  $C_3$  oraz na łącznikach zależą więc od prądu magnesowania w chwili  $t_2$  oraz od pojemności  $C_3$ . Napięcie na łącznikach zmienia się w przybliżeniu liniowo.

**Przedział 4.** W momencie  $t_3$  zaczyna przewodzić prostownik wyjściowy, ponieważ wartość napięcia na jego wejściu przekracza wartość  $u'_{Rdc}$ . Prąd tego prostownika jest

mały w porównaniu z prądem magnesowania, dlatego stromość narastania (opadania) napięcia na kondensatorze  $C_3$  jest praktycznie taka sama, jak w przedziale 3. Przedział 4 trwa do chwili  $t_4$ , w której napięcie na dotychczas nie przewodzącym tranzystorze osiągnie wartość równą zero. W chwili  $t_4$  następuje załączenie tego tranzystora (ZVS).

Sterując tranzystory tak, że czas  $t_2 - t_1 = 0$ , zostanie wyeliminowany przedział 2. Dobierając odpowiedni kondensator  $C_3$  uzyskuje się zamierzony czas narastania (opadania) napięcia na tranzystorach i transformatorze. Jeśli dodatkowo  $t_4 - t_2 \ll t_1 - t_0 = T_{0p1}/2$ , to  $T_s \approx T_{0p1}$  ( $f_s \approx f_{0p1}$ , częstotliwość przełączeń jest w przybliżeniu równa częstotliwości drgań własnych obwodu  $C_2, C'_4, L_{1\sigma}, L'_{2\sigma}$ ).

Prąd przeładowujący kondensator  $C_3$  w przedziałach komutacji 3 i 4 wynosi [107]:

$$I_{\mu\max} \approx U_d / (4(L_{1\sigma} + L_{\mu})f_s) \quad (6.8)$$

Czas komutacji ZVS nie zależy od wartości napięcia zasilającego ani obciążenia [107] (pod warunkiem, że tranzystor nie został wyłączony przed końcem przedziału 1). Dla przeładowywania tego kondensatora prądem o stałej wartości  $I_{\mu\max}$  (6.8) czas ten wynosi [111]:

$$\Delta t_k = t_4 - t_2 = t_f = (C_3 / I_{\mu\max}) \Delta U_{C3} = 4(L_{1\sigma} + L_{\mu})C_3 f_s \quad (6.9)$$

Regulacja napięcia (mocy) na wyjściu falownika w opisanych wyżej przypadkach odbywać się może za pomocą modulacji PAM (zmiana napięcia zasilającego falownik) lub różnych odmian modulacji PDM.

Ciekawym sposobem sterowania falownikiem, w którym dwa tranzystory załączane są przy zerowym napięciu (ZVS), a pozostałe dwa przełączane są synchronicznie z falą prądu obciążenia (tzw. „krytyczne ZCS”), jest jednoczesna modulacja PS-PWM i Load-Adaptive PFM (LA-PFM) [121, 122]. W wymienionych publikacjach nie rozważono jednak doboru czasów martwych i czasu wyprzedzenia przełączania dwóch łączników tak, aby mogły one pracować jako łączniki ZVS i quasi-ZCS jednocześnie. Autor niniejszej rozprawy wykazał [96], że analogiczne przebiegi czasowe (oraz charakterystyki) uzyskuje się także przy jednoczesnym sterowaniu z niesymetryczną modulacją PWM (jak na rys. 6.16a) i LA-PFM. Dalsze rozważania dotyczyć więc będą obu sposobów sterowania: LA-PFM i PS-PWM oraz LA-PFM i niesymetrycznego PWM.

Sygnaly sterujące tranzystory T1 i T2 są synchronizowane z falą prądu obwodu RLC (Load-Adaptive PFM). Dla dodatniej wartości prądu  $i_{fal}$  załączony jest tranzystor T1, a dla ujemnej tranzystor T2 (rys. 6.12). Przy przyspieszonym wyłączaniu tych tranzystorów, w stosunku do fali prądu, tranzystory te mogą pracować jako łączniki ZVS i (prawie) ZCS jednocześnie. Optymalnym jest takie sterowanie tranzystorów T1 i T2, aby komutacja odbywała się tak, jak to pokazano na rysunkach 6.3f i 6.4b. Czas  $t_w$  wyprzedzenia wyłączania tych tranzystorów wyznaczyć można z zależności (6.1)-(6.5), przy czym inna będzie amplituda podstawowej harmonicznej napięcia wyjściowego falownika:

$$U_m = \frac{4U_d}{\pi} \cos \frac{\varphi_{st}}{2} \quad (6.10)$$

gdzie (zgodnie z rys. 6.7, 6.12 i 6.16):

$$\varphi_{st} = 2\pi f_s \left( \frac{T_s}{2} - t_{on} \right) \quad (6.11)$$

dla modulacji LA-PFM i PWM (przy  $t_d = T_s/2$ ) lub

$$\varphi_{st} = 2\pi f_s \left| \frac{T_s}{2} - t_d \right| \quad (6.12)$$

dla modulacji LA-PFM i PS-PWM.

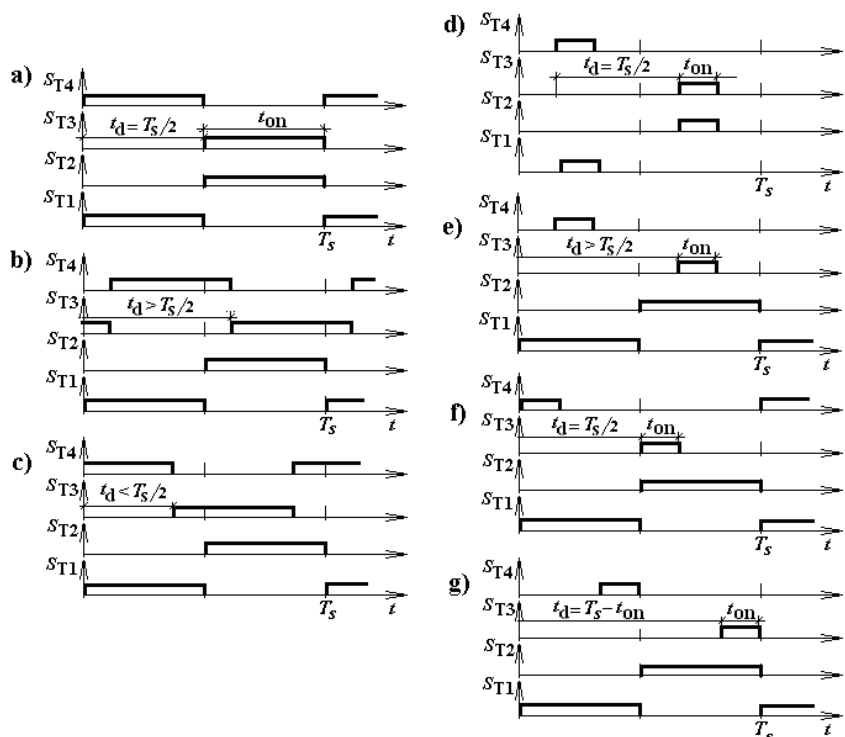
### 6.3. Charakterystyki szeregowych falowników rezonansowych przy różnych sposobach sterowania

Przeprowadzono symulację pracy szeregowego falownika rezonansowego przy różnych, wybranych metodach sterowania, jak: modulacja częstotliwościowa (PFM), modulacja szerokości impulsów PWM oraz PS-PWM, równoczesne sterowanie PWM i Load-Adaptive PFM (PWM + LA-PFM, PS-PWM + LA-PFM). Na rysunku 6.7 przedstawiono przebiegi sygnałów sterujących tranzystorami falownika. Podrozdziały 6.3.1-6.3.3 dotyczyły układów z odbiornikiem rezystancyjnym  $R_{ac}$  (SL-SRI). W podrozdziale 6.3.4 porównano wybrane charakterystyki układów z odbiornikiem  $R_{ac}$  z charakterystykami układów z odbiornikiem składającym się z prostownika, filtra pojemnościowego i rezystora  $R_{dc}$  (SL-SRC). Schematy ideowe rozpatrywanych obwodów głównych falownika były takie, jak na rysunku 6.1h. W podrozdziale 6.3.5 porównano natomiast wybrane charakterystyki falownika z odbiornikiem równoległym: z odbiornikiem rezystancyjnym  $R_{ac}$  (PL-SRI) oraz odbiornikiem składającym się z prostownika, filtra indukcyjnego i rezystora  $R_{dc}$  (PL-SRC).

Sposoby sterowania za pomocą zmiany napięcia zasilającego (PAM) oraz modulacji gęstości impulsów (PDM) mogą być zastosowane niezależnie od wyżej wymienionych metod, przy czym napięcie na odbiorniku jest proporcjonalne do napięcia zasilającego oraz współczynnika wypełnienia dla modulacji PDM. W dalszych rozważaniach przyjęto, iż napięcie zasilające jest stałe, nieregulowane, a modulacja PDM nie występuje (lub współczynnik wypełnienia dla tej modulacji jest równy 1). Założono, że między stanem załączenia tranzystorów T1 a T2 (T3 a T4) w każdym z rozważanych przypadków występują czasy martwe. Czasy martwe są jednak dużo mniejsze od czasu trwania okresu i na rysunku 6.7 są niezauważalne. Podczas symulacji, przy wyznaczaniu charakterystyk ograniczono częstotliwość przełączeń tranzystorów do zakresu  $0,5f_0 < f_s < 2f_0$ . Założono idealne łączniki – straty mocy czynnej w przekształtniku pominięto.

Na rysunku 6.7a przedstawiono sygnały sterujące  $S_{T1-T4}$  o wypełnieniu  $t_{on}/T_s$  równym 50%. Między sygnałami sterującymi tranzystory T1 i T2 a T3 i T4 występuje stałe przesunięcie fazowe  $\varphi_{st}$  równe  $\pi$  ( $t_d = T_s/2$ ). Regulacja mocy i napięcia na odbiorniku odbywać się może w wyniku zmiany częstotliwości przełączania łączników (PFM).

Na rysunku 6.7b, c przedstawiono sygnały sterujące o wypełnieniu 50%. Regulacja mocy odbiornika odbywać się może za pomocą zmiany przesunięcia fazowego (PS-PWM) między sygnałami sterującymi tranzystory T1 i T2 a T3 i T4. Rysunek 6.7b dotyczy przypadku, gdy przesunięcie fazowe jest większe od  $\pi$  ( $t_d > T_s/2$ ). Na rysunku 6.7c przedstawiono przypadek, gdy przesunięcie fazowe jest mniejsze od  $\pi$  ( $t_d < T_s/2$ ). Częstotliwość przełączania łączników może być stała lub może zmieniać się tak, aby gwarantować załączanie i wyłączanie jednej pary tranzystorów (np. T1 i T2) przy prądzie równym lub bliskim zeru (LA-PFM).



Rys. 6.7. Sygnały sterowania tranzystorami w szeregowym falowniku rezonansowym przy różnych sposobach sterowania: a) o wypełnieniu  $t_{on}/T_s$  równym 50% i przesunięciu fazowym  $\varphi_{st} = \omega_s \cdot t_d = \pi$ , b), c) o wypełnieniu równym 50% i przesunięciu fazowym  $\varphi_{st} \neq \pi$ , d) o wypełnieniu mniejszym od 50% i przesunięciu fazowym  $\varphi_{st} = \pi$ , e), f), g) o wypełnieniu równym 50% dla pierwszej gałęzi falownika i wypełnieniu mniejszym od 50% dla drugiej gałęzi, przy różnych przesunięciach fazowych

Na rysunku 6.7d przedstawiono sygnały sterujące o wypełnieniu mniejszym niż 50% (PWM). Między sygnałami sterującymi tranzystory T1 i T2 a T3 i T4 występuje stałe przesunięcie fazowe równe  $\pi$ . Regulacja mocy odbywać się może, w tym przypadku, przez zmianę współczynnika wypełnienia sygnałów sterujących. Położenie sygnałów sterujących poszczególne tranzystory jest centralne w każdym półokresie. Założono, że układ pracuje ze stałą częstotliwością.

Na rysunku 6.7e, f, g przedstawiono sygnały sterujące tranzystory T1 i T2 o wypełnieniu równym 50%. Natomiast wypełnienie sygnałów sterujących tranzystory T3 i T4 jest mniejsze (lub równe) niż 50%. Regulacja mocy odbiornika odbywać się może w wyniku zmiany współczynnika wypełnienia sygnałów sterujących tranzystory T3 i T4. Częstotliwość regulowana jest w taki sposób, aby tranzystory T1 i T2 wyłączały i załączały się przy prądzie równym (bliskim) zeru. Na rysunkach 6.7f i 6.7g przedstawiono szczególne przypadki, gdy: 1)  $t_d = T_s/2$ , 2)  $t_d = T_s - t_{on}$ .

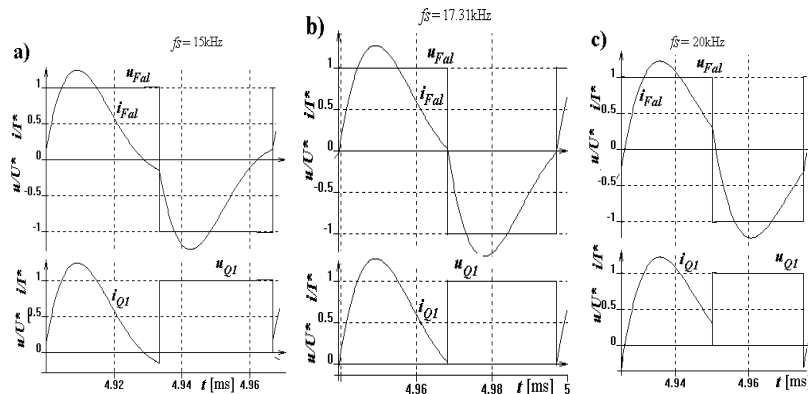
Dla każdej z wybranych metod sterowania przeprowadzono symulacje komputerowe i przeanalizowano pracę układu z szeregowym odbiornikiem o następujących danych:  $U_d = 300$  V,  $C_r = 1$   $\mu$ F,  $L_r = 63,39$   $\mu$ H,  $Z_0 = \sqrt{L_r / C_r} = 7,96$   $\Omega$ ,  $f_0 = f_r = 20$  kHz,

$Z_0/R_{ac} = 1$  ( $R_{ac} = 7,96 \Omega$ ;  $f_{wl} = 17,31 \text{ kHz}$ ). Założono, że łączniki są idealne. Przebiegi wartości chwilowych prądów i napięć na łącznikach, uzyskane podczas symulacji, pozwoliły zidentyfikować rodzaje komutacji (zgodnie z tabelą 6.1) i ich kolejność następowania (załącznik 3). Pozwoliło to określić, czy możliwa jest miękka komutacja oraz jej rodzaj (ZVS czy ZCS).

W celu porównania własności układu, przy różnych sposobach sterowania, przedstawiono przebiegi wartości chwilowych prądów i napięć oraz charakterystyki względnych wartości: maksymalnego prądu tranzystora  $I_{max}/I_B$ , mocy odbiornika  $P/P_B = I_d/I_B$ , prądu w chwili załączenia lub wyłączenia tranzystora  $I_{kom}/I_B$  oraz maksymalnego prądu tranzystora w stosunku do prądu średniego na wejściu falownika  $I_{max}/I_d = (I_{max}/I_B)/(P/P_B)$  w funkcji zmiennej sterującej (częstotliwości, przesunięcia fazowego lub współczynnika wypełnienia). Charakterystyki te pozwalają określić miejsca maksymalnego obciążenia tranzystora, maksymalnej mocy dostarczonej do odbiornika oraz minimalnego obciążenia tranzystora w stosunku do mocy odbiornika. Pozwalają także określić, w jakich zakresach zmiennej sterującej poszczególne łączniki mogą pracować jako łączniki ZVS lub ZCS. Jako wartości odniesienia przyjęto:  $I_B = U_d/Z_0 = 37,7 \text{ A}$ ,  $P_B = U_d^2/Z_0 = 11,3 \text{ kW}$ .

### 6.3.1. Regulacja mocy za pomocą zmiany częstotliwości przełączania tranzystorów

Sygnaly sterowania tranzystorów przy regulacji częstotliwościowej przedstawiono na rysunku 6.7a, natomiast na rysunku 6.8 typowe przebiegi napięcia i prądu łącznika Q1 (tranzystora T1 oraz diody D1) przy różnych częstotliwościach  $f_s$  przełączeń. W rozpatrywanym przedziale częstotliwości oraz dla danej dobroci prąd obciążenia jest ciągły. Rodzaje procesów komutacyjnych zachodzących w układzie zestawiono w tabeli Z3.1 (załącznik 3).



Rys. 6.8. Przebiegi napięcia i prądu wyjściowego falownika oraz napięcia i prądu łącznika Q1 (tranzystora T1 i diody D1) przy różnych częstotliwościach  $f_s$  przełączeń tranzystorów w stosunku do częstotliwości drgań własnych obwodu RLC (wyniki symulacji): a)  $f_s < f_{syn} = f_{wl}$ , b)  $f_s \approx f_{syn} = f_{wb}$ , c)  $f_s > f_{syn} = f_{wl}$ ;  $Q_{ac} = 1$

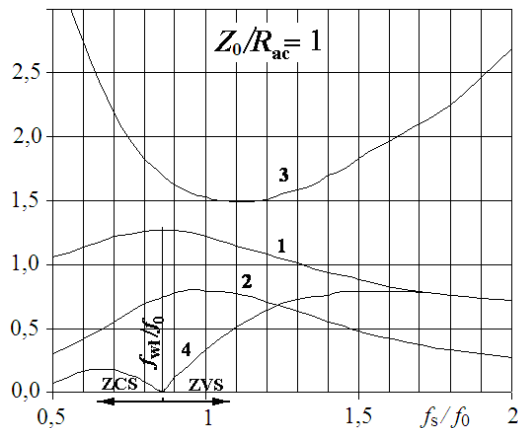
Dla częstotliwości  $f_s < f_{syn}$  (rys. 6.8a) zachodzi komutacja  $T \rightarrow D$ , a następnie niekorzystna komutacja  $D \uparrow T$ . Możliwa jest praca tranzystorów jako łączników ZCS.

Na rysunku 6.8b przedstawiono przebiegi prądów i napięć falownika przy pracy z częstotliwością równą częstotliwości drgań własnych. W rzeczywistości czasy martwe powodują, że sytuacja, w której  $f_s = f_{syn}$ , jest niekorzystna. Jest ona opisana szczegółowo w podrozdziale 6.2. Zazwyczaj tranzystory przełączają się krótko przed lub za „przejściem przez zero” fali prądu i wówczas, przy analizie procesów komutacyjnych, należy rozpatrywać przypadek  $f_s < f_{syn} = f_{wl}$  lub  $f_s > f_{syn} = f_{wl}$ . Zgodnie z zależnościami (6.4), (6.5) można tak sterować falownikiem, aby zachodziła optymalna komutacja tranzystorów, tzn. aby wyłączenie ich odbywało się przy możliwie najmniejszym prądzie (quasi-ZCS) gwarantującym komutację ZVS.

Dla częstotliwości  $f_s > f_{syn} = f_{wl}$  zachodzi komutacja  $D \rightarrow T$ , a następnie  $T \downarrow D$ . Możliwa jest praca tranzystorów jako łączników ZVS. Przy włączeniu kondensatorów równoległe z tranzystorami (jako układów odciążających) procesy komutacyjne zachodzą praktycznie bezstratnie.

Na rysunku 6.9 przedstawione zostały charakterystyki względnych wartości: maksymalnego prądu tranzystora, prądu komutowanego oraz mocy. Z rysunków 6.8 i 6.9 wynika, że:

- przełączanie z częstotliwością  $f_s \approx f_{syn} = f_{wl}$ , pomimo braku przedziałów czasowych, w których energia zwracana jest do źródła zasilającego, wiąże się z przepływem prądu tranzystora o największej wartości szczytowej (krzywa 1),
- maksymalna moc czynna odbiornika występuje przy przełączaniu z częstotliwością rezonansową  $f_s \approx f_r = f_0$  (krzywa 2),
- szczytowy prąd tranzystora odniesiony do prądu średniego na wejściu przekształtnika  $I_{max}/I_d$  jest najmniejszy przy częstotliwości  $f_s$  nieco większej od  $f_r = f_0$  (krzywa 3, ok.  $f_s/f_0 = 1,2; 1,1; 1,05$  dla  $Z_0/R_{ac} = 0,5; 1; 2$ ), w tych warunkach istnieje także możliwość pracy tranzystorów jako łączników ZVS (krzywa 4),
- prąd komutowany przez tranzystory jest równy zero dla częstotliwości przełączania równej częstotliwości synchronizacji, która równa jest, w tym przypadku, częstotliwości drgań własnych  $f_{wl}$  obwodu  $RLC$  (krzywa 4).



Rys. 6.9. Wykresy wartości względnych prądów i mocy (wyniki symulacji) przy sterowaniu częstotliwościowym przy  $Z_0/R_{ac}=1$ ; 1 –  $I_{max}/I_B$ , 2 –  $P/P_B$ , 3 –  $I_{max}/I_d$ , 4 –  $I_{kom}/I_B$

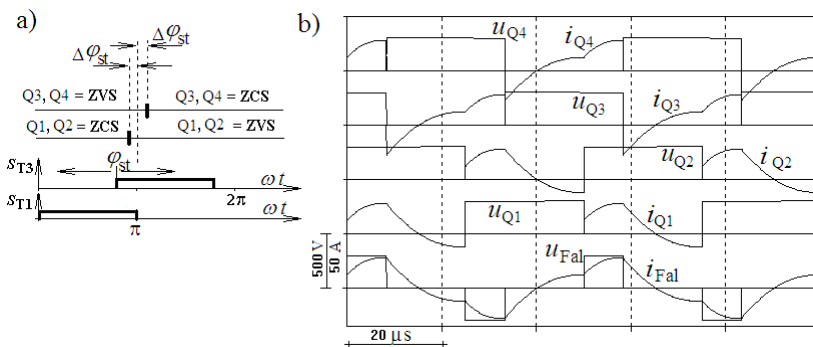
### 6.3.2. Regulacja mocy za pomocą zmiany przesunięcia fazowego między sygnałami sterującymi tranzystory

Każdy z tranzystorów przewodzi przez pół okresu pracy falownika. Regulacja mocy za pomocą zmiany przesunięcia fazowego odbywać się może przy stałej lub zmiennej częstotliwości przełączania  $f_s$ . Przesunięcie fazowe  $\varphi_{st} = 2\pi f_s t_d$  sygnału sterującego  $S_{T3}$  ( $S_{T4}$ ) w stosunku do sygnału  $S_{T1}$  ( $S_{T2}$ ) może przyjmować wartości z przedziału  $0 \dots 2\pi$  (rys. 6.7b, c). Kształt napięcia wyjściowego jest falą prostokątną o modulowanej szerokości (PS-PWM) lub o modulowanej szerokości i zależnej od obciążenia częstotliwości (PS-PWM + LA-PFM). Taki sposób sterowania powoduje, że występują tylko stany przewodzenia diagonalnego typu tranzystor – tranzystor lub zwarcie. Nie ma przedziałów czasowych, w których energia z obwodu  $RLC$  zwracana jest do źródła zasilającego. W rozpatrywanych przypadkach prąd obciążenia był ciągły.

#### Regulacja za pomocą zmiany przesunięcia fazowego przy stałej częstotliwości przełączania

Przyjęcie stałej częstotliwości przełączania  $f_s = f_t = f_0$  umożliwia regulację mocy wyjściowej falownika w najszerszych granicach. Wynika to bezpośrednio z rysunku 6.9, gdzie przy stałym przesunięciu fazowym  $\varphi_{st} = \pi$ , dla  $f_s/f_0 = 1$  funkcja  $P/P_B$  osiąga maksimum (krzywa 2).

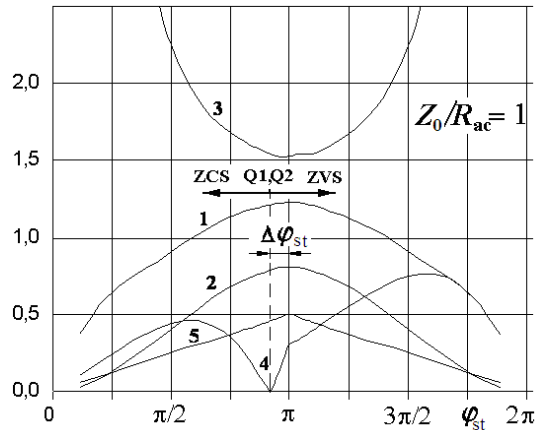
Rysunek 6.10a ilustruje, który z tranzystorów może pracować jako łącznik ZVS, a który jako ZCS, w zależności od wartości przesunięcia fazowego  $\varphi_{st}$ . Jeśli przesunięcie fazowe  $\varphi_{st}$  jest dostatecznie bliskie  $\pi$ , a więc jeśli  $|\pi - \varphi_{st}| < \Delta\varphi_{st}$ , to wszystkie tranzystory mogą pracować jako łączniki ZVS. (Kąt  $\Delta\varphi_{st}$  określa granicę, przy której wszystkie łączniki mogą pracować jako ZVS.) Typy procesów komutacyjnych zachodzących w układzie dla  $|\pi - \varphi_{st}| > \Delta\varphi_{st}$  zestawiono w załączniku 3 (tab. Z3.2). Wartość  $\Delta\varphi_{st}$  (rys. 6.10a) zależy od dobroci obwodu  $RLC$  i maleje ze wzrostem dobroci. Dla dużych dobroci obwodu wartość  $\Delta\varphi_{st}$  jest pomijalna.



Rys. 6.10. Możliwość pracy tranzystorów jako łączników ZVS lub ZCS (wyniki symulacji) w zależności od przesunięcia fazowego  $\varphi_{st}$  przy  $f_s/f_0 = 1$ : a) przebiegi sygnałów sterujących, b) przebiegi napięć i prądów w falowniku przy  $Z_0/R_{ac} = 1$  i przesunięciu fazowym  $\varphi_{st} = 2\pi f_s t_d < \pi - \Delta\varphi_{st}$  sygnału sterującego  $S_{T3}$  w stosunku do sygnału  $S_{T1}$

Na rysunku 6.10b przedstawiono przebiegi napięć i prądów łączników oraz napięcia i prądu wyjściowego falownika dla  $Z_0/R_{ac} = 1$ , przy wartości przesunięcia fazowego

$\varphi_{st} = 2\pi f_s t_d < \pi - \Delta\varphi_{st}$  sygnału sterującego  $S_{T3}$  w stosunku do sygnału  $S_{T1}$ . Przebieg napięcia wyjściowego jest przebiegiem modulowanym (PS-PWM), a współczynnik wypełnienia równy jest  $D = t_d/T_s$  dla  $0 < t_d < T_s/2$  oraz  $D = (T_s - t_d)/T_s$  dla  $T_s/2 < t_d < T_s$ . Charakterystyki układu w funkcji przesunięcia fazowego przedstawiono na rysunku 6.11.



Rys. 6.11. Wykresy wartości względnych prądów, mocy oraz współczynnika wypełnienia (wyniki symulacji) w funkcji przesunięcia fazowego  $\varphi_{st} = 2\pi f_s t_d$ , przy  $f_s = f_0$  i  $Z_0/R_{ac} = 1$ ; 1 –  $I_{max}/I_B$ , 2 –  $P/P_B$ , 3 –  $I_{max}/I_d$ , 4 –  $I_{kom}/I_B$ , 5 –  $D$

Z przeprowadzonych badań symulacyjnych oraz rysunku 6.11 wynika, że:

- minimum funkcji  $I_{max}/I_d$  wystąpiło przy przesunięciu fazowym  $\varphi_{st}$  równym  $\pi$  (krzywa 3),
- maksimum funkcji  $I_{max}/I_B$ ,  $P/P_B$ ,  $D$  wystąpiło przy przesunięciu fazowym  $\varphi_{st}$  równym  $\pi$  (krzywe 1, 2, 5),
- prąd komutowany przez łączniki Q1 oraz Q2 osiąga minimum (wartość zero) dla przesunięcia fazowego  $\varphi_{st} = \pi - \Delta\varphi_{st}$  (krzywa 4),
- przebieg funkcji  $I_{kom}/I_B$  dla łączników Q3 i Q4 (nie pokazany na rys. 6.11) jest symetrycznym obrazem tejże funkcji (krzywej 4) dla łączników Q1 i Q2, osią symetrii jest pionowa prosta przechodząca przez punkt  $\varphi_{st} = \pi$ ,
- wartość  $\Delta\varphi_{st}$  zmniejsza się wraz ze wzrostem dobroci obwodu  $RLC$ .

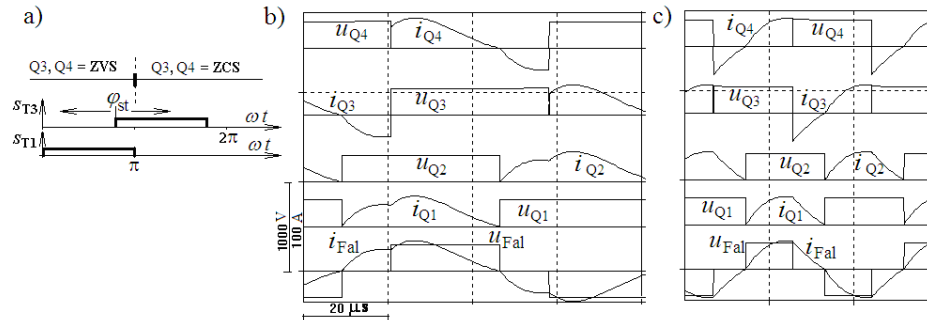
Charakterystyczną cechą tego układu jest to, że pracując ze stałą częstotliwością przełączania tranzystorów zapewnia ich pracę z miękką komutacją i umożliwia regulację mocy wyjściowej w szerokim zakresie, przy czym dwa z tranzystorów pracują jako łączniki ZVS, a kolejne dwa jako ZCS.

### Regulacja za pomocą zmiany przesunięcia fazowego przy zmiennej częstotliwości przełączania

Sygnały sterujące tranzystory T1 i T2 są synchronizowane z falą prądu obwodu  $RLC$  (Load-Adaptive PFM). Dla dodatniej wartości prądu  $i_{Fal}$  załączony jest tranzystor T1, a dla ujemnej tranzystor T2. Przypadek idealnej synchronizacji fali napięcia na łącznikach Q1 i Q2 (diody D1 i D2 nie przewodzą), przy pominięciu czasu martwego,



przedstawiony jest na rysunku 6.12. Szczegółowa analiza uwzględniająca wpływ czasu martwego na procesy komutacyjne została przeprowadzona w podrozdziale 6.2. Zgodnie z zależnościami (6.4), (6.5) i (6.10)-(6.12) można tak sterować falownikiem, aby zachodziła optymalna komutacja tranzystorów T1 i T2, tzn. aby wyłączenie ich odbywało się przy możliwie najmniejszym prądzie (quasi-ZCS), gwarantującym komutację ZVS.



Rys. 6.12. Przebiegi sygnałów sterujących (a), napięć i prądów łączników oraz napięcia i prądu wyjściowego falownika (b, c – wyniki symulacji), dla  $Z_0/R_{ac} = 1$ ,  $f_s/f_0 = \text{var}$  przy różnych wartościach przesunięcia fazowego  $\varphi_{st} = 2\pi f_s t_d$  sygnału sterującego  $S_{T3}$  w stosunku do sygnału  $S_{T1}$ : b)  $\pi < \varphi_{st} < 2\pi$ , c)  $0 < \varphi_{st} < \pi$

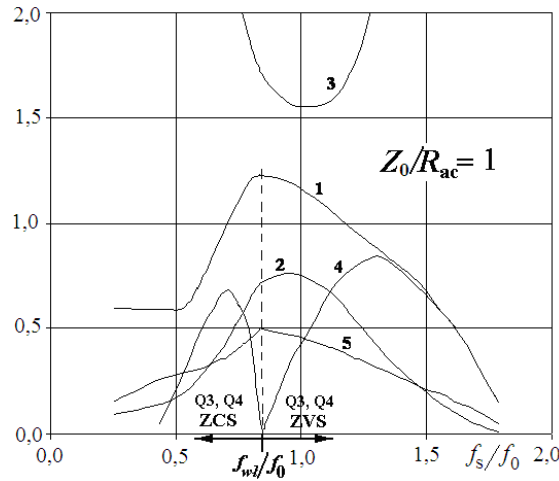
Tranzystory T3 i T4 przełączane są z tą samą częstotliwością, co tranzystory T1 i T2. Każdy z tranzystorów wysterowany jest przez pół okresu pracy falownika. Regulacja mocy odbywa się w wyniku zmiany przesunięcia fazowego sygnałów sterowania tranzystorów T3 i T4 w stosunku do sygnałów sterowania T1 i T2 (rys. 6.7b, c). Przebieg napięcia wyjściowego jest przebiegiem modulowanym (PS-PWM + LA-PFM), a współczynnik wypełnienia równy jest  $D = t_d/T_s$  dla  $0 < t_d < T_s/2$  oraz  $D = (T_s - t_d)/T_s$  dla  $T_s/2 < t_d < T_s$ . Przy przesunięciu fazowym między sygnałem sterującym  $S_{T1}$  ( $S_{T2}$ ) a  $S_{T3}$  ( $S_{T4}$ ) równym  $\pi$  tranzystory falownika przełączają się z częstotliwością równą częstotliwości drgań własnych obwodu RLC.

Przy przesunięciu fazowym  $\varphi_{st} = 2\pi f_s t_d < \pi$  sygnału sterującego  $S_{T3}$ , w stosunku do sygnału sterującego  $S_{T1}$  (rys. 6.12a, c), łączniki Q3 i Q4 (T3 + D3, T4 + D4) mogą pracować jako łączniki ZVS. Komutacje zachodzą zgodnie z sekwencją: D3→T3, T3↓D4, D4→T4, T4↓D3, analogicznie do przedstawionych w tabeli Z3.3 z załącznika 3. Spełniona jest przy tym zależność  $f_s > f_{wl}$ .

Przy przesunięciu fazowym  $\varphi_{st} = 2\pi f_s t_d > \pi$  (rys. 6.12a, b) łączniki Q3 i Q4 mogą pracować jako łączniki ZCS. Komutacje zachodzą zgodnie z sekwencją: T3→D3, D3↓T4, T4→D4, D4↓T3 (jak w tab. Z3.3). Spełniona jest przy tym zależność  $f_s < f_{wl}$ .

Na rysunku 6.13 przedstawiono wykresy wartości względnych prądów i mocy oraz współczynnika wypełnienia w funkcji częstotliwości względnej. Z rysunku tego wynika, że:

- maksimum funkcji  $I_{\max}/I_B$  oraz  $D$  (krzywe 1 i 5) występuje przy przełączaniu z częstotliwością  $f_s = f_{wb}$ , odpowiada to granicy między pracą łączników Q3 i Q4 jako ZCS a ZVS, prąd komutowany jest zerowy, a przesunięcie fazowe  $\varphi_{st} = \pi$ ,
- minimum funkcji  $I_{\max}/I_d$  oraz maksimum funkcji  $P/P_B$  (krzywe 3 oraz 2) występuje przy  $f_s = f_r = f_0$ .



Rys. 6.13. Wykresy wartości względnych prądów, mocy i współczynnika wypełnienia (wyniki symulacji) w funkcji częstotliwości względnej  $f_s/f_0$  przy sterowaniu PS-PWM + LA-PFM i przy  $Z_0/R_{ac} = 1$ ; 1 –  $I_{max}/I_B$ , 2 –  $P/P_B$ , 3 –  $I_{max}/I_{ds}$ , 4 –  $I_{kom}/I_B$ , 5 –  $D$

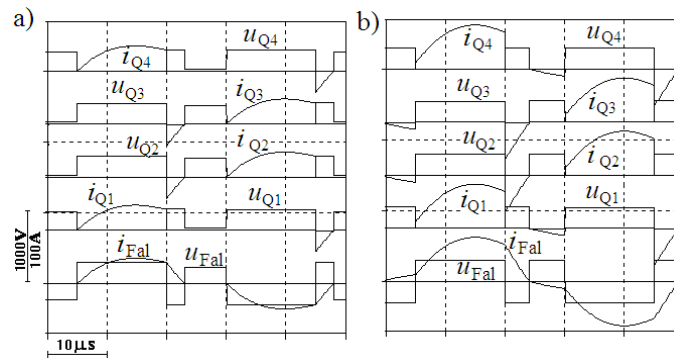
Charakterystyczną cechą tego układu jest to, że regulując moc wyjściową w szerokim zakresie zapewnia się pracę tranzystorów z miękką komutacją, przy czym dwa z tranzystorów mogą pracować w optymalnych warunkach z punktu widzenia minimalizacji strat komutacyjnych (tzn. wyłączanie ich odbywa się przy możliwie najmniejszym prądzie quasi-ZCS gwarantującym komutację ZVS).

### 6.3.3. Regulacja mocy za pomocą modulacji szerokości impulsów oraz modulacji częstotliwości

Kształt impulsów sterujących o regulowanej szerokości (PWM) przedstawiony został na rysunku 6.7d. W odróżnieniu od pozostałych, analizowanych przypadków w falowniku nie ma stanów zwarciovych obwodu  $RLC$ , występują natomiast stany przewodzenia diagonalnego tranzystorów i diod (rys. 6.14). Podczas przewodzenia diod część energii zmagazynowanej w elementach  $L$  i  $C$  wraca do źródła zasilającego. Mogą więc stany bezprądowe występować częściej niż przy modulacji PS-PWM realizowanej za pomocą zmiany przesunięcia fazowego sygnałów sterujących. W układzie zachodzą procesy komutacyjne scharakteryzowane w tabeli Z3.4 (zał. 3). Zarówno dla przewodzenia impulsowego, jak i ciągłego występują procesy komutacyjne dyskwalifikujące pracę łączników jako miękko przełączających. W związku z powyższym charakterystyki układu przy modulacji PWM (jak na rys. 6.7d i 6.14) nie zostały przedstawione.

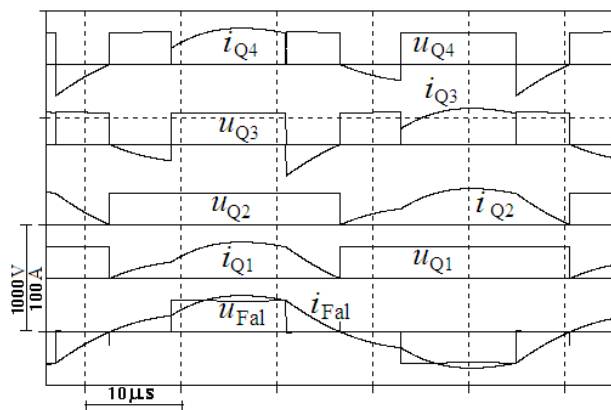
Sygnały sterujące tranzystory przy regulacji przez modulację szerokości impulsów oraz modulację częstotliwości (PWM + LA-PFM) przedstawiono na rysunkach 6.7e, f, g. Rysunek 6.7e dotyczy przypadku ogólnego, natomiast pozostałe dwa przypadki szczególnych:  $t_d = T_s/2$  oraz  $t_d = T_s - t_{on}$  (rys. 6.7f, g). Sygnały sterujące tranzystory T1 i T2 są synchronizowane z falą prądu obwodu  $RLC$  (Load-Adaptive PFM). Dla dodatniej wartości prądu  $i_{Fal}$  załączony jest tranzystor T1, a dla ujemnej tranzystor T2. Zgodnie z zależnościami (6.4), (6.5) i (6.10)-(6.12) można tak sterować falownikiem, aby zachodziła optymalna komutacja tranzystorów T1 i T2, polegająca na wyłączaniu

ich przy możliwie najmniejszym prądzie (quasi-ZCS) gwarantującym komutację ZVS. Sygnały sterujące tranzystory T3 i T4 mają wypełnienie mniejsze lub równe 50%. Wypełnienie to ma wpływ na częstotliwość fali prądu obwodu rezonansowego. Przy takim sterowaniu nie występują etapy przewodzenia diagonalnego diod zwrotnych. Występują natomiast stany przewodzenia diagonalnego tranzystorów oraz stany zwarcia tranzystor – dioda.



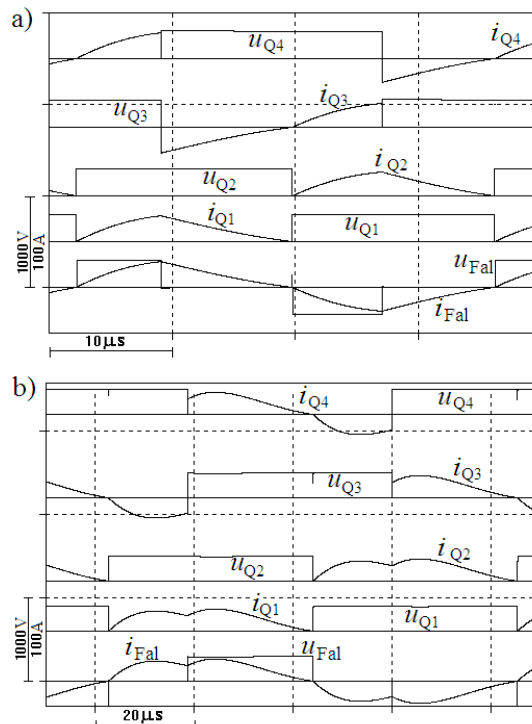
Rys. 6.14. Przebiegi napięć i prądów łączników oraz napięcia i prądu wyjściowego falownika dla modulacji PWM,  $f_s/f_0 = 1$ : a)  $D = t_{on}/T_s = 0,3$ ,  $Z_0/R_{ac} = 1$ , prąd wyjściowy falownika impulsowy, b)  $D = t_{on}/T_s = 0,3$ ,  $Z_f/R_{ac} = 2$ , prąd wyjściowy falownika ciągły

**Modulacja PWM + LA-PFM, przypadek ogólny.** Sposób sterowania tranzystorów przedstawiono na rysunku 6.7e. Takiemu sterowaniu odpowiadają przebiegi napięć i prądów poszczególnych łączników przedstawione na rysunku 6.15. W tabeli Z3.5 (zał. 3) zestawione zostały rodzaje komutacji. Ponadto wykazano brak możliwości pracy łączników Q3 i Q4 jako miękko przełączających. Wyeliminowanie komutacji twardych (oznaczonych w tabeli Z3.5 znakiem „-”) możliwe jest przez przesunięcie sygnału sterującego tranzystory Q3 i Q4, co pokazano na rysunkach 6.7f oraz 6.7g.



Rys. 6.15. Przebiegi napięć i prądów łączników oraz napięcia i prądu wyjściowego falownika dla modulacji PWM + LA-PFM, przypadek ogólny;  $f_s/f_0 = 1,04$ ,  $D = (t_{on}/T_s) = 0,25$ ,  $t_d = 5,7 \mu s$ ,  $Z_0/R_{ac} = 1$

**Modulacja PWM + LA-PFM,  $t_d = T_s/2$ .** Sposób sterowania tranzystorów T3 i T4 przedstawiony został na rysunku 6.7.f. Odpowiadają jemu przebiegi z rysunku 6.16a. Sygnały sterujące tranzystory T3 i T4 przesunięte zostały tak, że nie ma przerwy między końcem sygnału sterującego  $S_{T1}$  ( $S_{T2}$ ) a początkiem sygnału  $S_{T3}$  ( $S_{T4}$ ). Spowodowało to wyeliminowanie niektórych etapów pracy i procesów komutacyjnych. W tabeli Z3.6 (zał. 3) zestawiono zostały rodzaje komutacji oraz określono możliwości pracy łączników jako miękko przełączających. W tym przypadku możliwa jest praca łączników Q3 i Q4 jako łączników ZVS.



Rys. 6.16 Przebiegi napięć i prądów łączników oraz napięcia i prądu wyjściowego falownika (wyniki symulacji) dla modulacji PWM + LA-PFM: a)  $t_d = T_s/2$ ,  $f_s/f_0 = 1,46$ ,  $D = t_{on}/T_s = 0,21$ ,  $Z_0/R_{ac} = 1$ , b)  $t_d = T_s - t_{on}$ ,  $f_s/f_0 = 0,6$ ,  $D = t_{on}/T_s = 0,31$ ,  $Z_0/R_{ac} = 1$

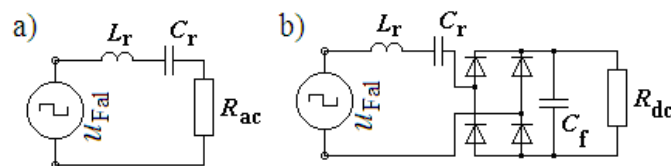
Przebiegi prądów i napięć w układzie przy sterowaniu PWM + LA-PFM przy  $t_d = T_s/2$  są takie same jak przy sterowaniu za pomocą zmiany przesunięcia fazowego, przy zmiennej częstotliwości przełączania (rys. 6.12c). Analogicznie, charakterystyki układu odpowiadają charakterystykom uzyskanym przy sterowaniu za pomocą zmiany przesunięcia fazowego dla  $f_s > f_{w1}$ , w obszarze oznaczonym Q3, Q4 – ZVS (rys. 6.13).

**Modulacja PWM + LA-PFM,  $t_d = T_s - t_{on}$ .** Sposób sterowania tranzystorów T3 i T4 przedstawiony został na rysunku 6.7g. Odpowiadają jemu przebiegi z rysunku 6.16b. W tabeli Z3.7 (zał. 3) zestawiono rodzaje komutacji oraz określono możliwości pracy łączników jako miękko przełączających. Przesunięcie sygnałów sterujących tranzystory T3 i T4 jest takie, że czas przerwy i czas przewodzenia tranzystora T3 (T4) równy jest okresowi pracy falownika ( $t_d + t_{on} = T_s$ ). Spowodowało to wyeliminowanie niektórych

etapów pracy i procesów komutacyjnych. W tym przypadku możliwa jest praca łączników Q3 i Q4 jako łączników ZCS. Przebiegi prądów i napięć w układzie przy sterowaniu PWM + LA-PFM dla  $t_d = T_s - t_{on}$  są takie same, jak przy sterowaniu za pomocą zmiany przesunięcia fazowego i zmiennej częstotliwości przełączania (rys. 6.12b). Analogicznie, charakterystyki układu odpowiadają charakterystykom uzyskanym przy sterowaniu za pomocą przesunięcia fazowego dla  $f_s < f_{wl}$ , w obszarze oznaczonym Q3, Q4 – ZCS (rys. 6.13).

### 6.3.4. Porównanie wybranych charakterystyk szeregowych falowników rezonansowych z odbiornikiem szeregowym

W podrozdziale przedstawiono analizę porównawczą wybranych charakterystyk szeregowych falowników rezonansowych z szeregowymi odbiornikami: układu z odbiornikiem rezystancyjnym  $R_{ac}$  (rys. 6.17a) oraz układu z odbiornikiem w postaci prostownika z filtrem pojemnościowym i rezystorem  $R_{dc}$  (rys. 6.17b). Porównanie dotyczyło charakterystyk względnych mocy i względnych prądów przy różnych sposobach sterowania (rys. 6.7). Na rysunkach z charakterystykami zaznaczono zakresy zmiennej sterującej, w których łączniki pracować mogą z miękką komutacją typu ZVS lub ZCS.

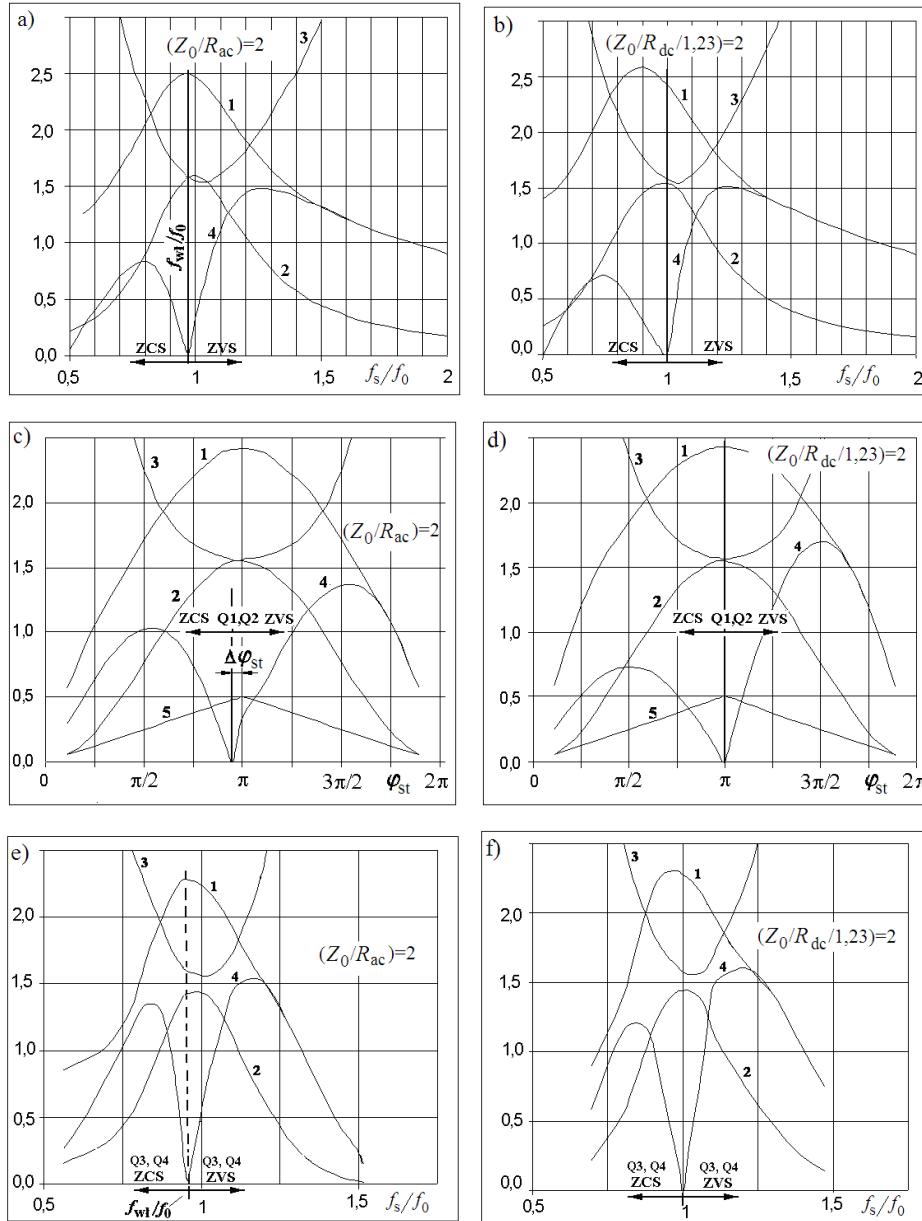


Rys. 6.17. Struktury porównywanych układów: a) z odbiornikiem rezystancyjnym, b) z odbiornikiem składającym się z prostownika z filtrem pojemnościowym i rezystorem  $R_{dc}$

Przyjęto wartości rezystancji odbiornika  $R_{dc} = (\pi^2/8)R_{ac} \approx 1,23R_{ac}$  zgodnie z rozważaniami prowadzonymi w podrozdziale 2.2.2. Założono dobroć  $Q_{ac} = Z_0/R_{ac} = 2$ , co gwarantowało ciągły prąd w obwodzie rezonansowym dla wszystkich analizowanych przypadków.

**Modulacja PFM.** Na rysunkach 6.18a i 6.18b przedstawiono charakterystyki uzyskane przy modulacji częstotliwościowej. Rysunek 6.18a dotyczy odbiornika rezystancyjnego  $R_{ac}$  – układ bez prostownika, natomiast rysunek 6.18b odbiornika z prostownikiem, filtrem pojemnościowym i rezystorem  $R_{dc}$ . Kształty charakterystyk są zbliżone, przy czym:

- dla odbiornika  $R_{ac}$  granica między warunkami do komutacji typu ZCS a warunkami do komutacji ZVS („granica ZCS/ZVS”, synchronizacja fali prądu i napięcia) występuje przy częstotliwości drgań własnych obwodu  $R_{ac}L_rC_r$  ( $f_{syn} = f_{wl}$ ),
- dla odbiornika z prostownikiem granica ZCS/ZVS występuje przy częstotliwości drgań własnych obwodu nietłumionego  $L_rC_r$  ( $f_{syn} = f_0 = f_r$ ).



Rys. 6.18. Porównanie charakterystyk szeregowego falownika rezonansowego przy różnych sposobach modulacji i różnych odbiornikach: a), b) modulacja PFM, c), d) modulacja PS-PWM,  $\varphi_{st} = 2\pi f_s t_d$ ,  $f_s = f_0$ , e), f) modulacja PS-PWM + LA-PFM, a), c), e) odbiornik rezystancyjny  $R_{ac}$ , b), d), f) odbiornik składający się z prostownika, filtra pojemnościowego i rezystora  $R_{dc}$ ; 1 -  $I_{max}/I_B$ , 2 -  $P/P_B$ , 3 -  $I_{max}/I_d$ , 4 -  $I_{kom}/I_B$ , 5 -  $D$ ,  $Z_0/R_{ac}=2$

**Modulacja PS-PWM.** Na rysunkach 6.18c oraz 6.18d przedstawione są charakterystyki uzyskane przy zmianach przesunięcia fazowego sygnałów sterujących tranzystory dla stałej częstotliwości przełączania. Rysunek 6.18c dotyczy odbiornika rezystancyjnego  $R_{ac}$ , natomiast rysunek 6.18d dotyczy odbiornika w postaci prostownika z filtrem pojemnościowym i rezystorem  $R_{dc}$ . Kształty charakterystyk są zbliżone, przy czym:

- dla odbiornika rezystancyjnego  $R_{ac}$  granica ZCS/ZVS występuje przy przesunięciu fazowym  $\varphi_{st}$  sygnałów sterujących o kąt  $\pi - \Delta\varphi_{st}$ , ze wzrostem dobroci  $Z_0/R_{ac}$  kąt  $\Delta\varphi_{st}$  dąży do zera,
- dla odbiornika z prostownikiem granica ZCS/ZVS występuje przy przesunięciu sygnałów sterujących o kąt  $\pi$ .

**Modulacja PS-PWM + LA-PFM.** Na rysunku 6.18e przedstawiono charakterystyki uzyskane przy zmianach przesunięcia fazowego sygnałów sterujących tranzystory (PS-PWM) przy zmiennej częstotliwości przełączania ( $f_s = f_{syn} = \text{var}$ , LA-PFM) dla odbiornika rezystancyjnego  $R_{ac}$ . Rysunek 6.18f natomiast przedstawia te charakterystyki dla odbiornika w postaci prostownika z filtrem pojemnościowym i rezystorem  $R_{dc}$ . Kształty charakterystyk są zbliżone, przy czym:

- dwa tranzystory (np. T1 i T2) przełączają się synchronicznie; zgodnie z zależnościami (6.4), (6.5), (6.10)-(6.12) można tak sterować falownikiem, aby zachodziła optymalna komutacja tych tranzystorów,
- dla odbiornika  $R_{ac}$ , dla tranzystorów (T3 i T4), granica ZCS/ZVS występuje przy częstotliwości  $f_s = f_{wl}$  (drgań własnych obwodu  $R_{ac}L_rC_r$ ) i wypełnieniu  $D = 50\%$ ,
- dla odbiornika z prostownikiem granica ta występuje przy częstotliwości  $f_s = f_0$  (drgań własnych obwodu nietłumionego  $L_rC_r$ ),
- w obu przypadkach współczynnik wypełnienia przy synchronizacji przełączania tranzystorów T3 i T4 z falą prądu osiąga maksimum i jest bliski 0,5.

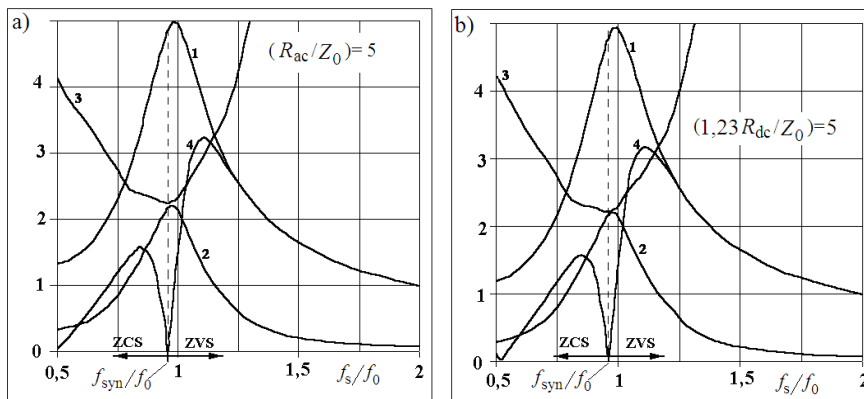
Wyniki badań przedstawione powyżej, a w szczególności granice możliwości zastosowania łączników typu ZCS i ZVS przy modulacji PFM, pokrywają się z wynikami zamieszczonymi na rysunku 2.12.

### 6.3.5. Porównanie wybranych charakterystyk szeregowych falowników rezonansowych z odbiornikiem równoległym

Przedstawione w rozdziale 6 metody sterowania zastosowane mogą być także do sterowania falownikiem szeregowym z odbiornikiem równoległym. Przy metodach, w których zmianie ulega częstotliwość przełączeń (PFM, PWM + LA-PFM, PS-PWM + LA-PFM), częstotliwość synchronizacji może zostać odczytana z charakterystyki przedstawionej na rysunku 3.9, dla określonej dobroci obwodu  $RLC$ . Dla modulacji PFM z charakterystyk tych określić można także częstotliwość, przy której występuje maksimum mocy dla danej dobroci.

Na rysunku 6.19 przedstawiono przykładowe charakterystyki uzyskane symulacyjnie. Dane do symulacji były takie same jak przy symulacjach falownika obciążonego szeregowo, przy czym charakterystyki na rysunku 6.19a dotyczą przypadku odbiornika rezystancyjnego  $R_{ac}$  i dobroci  $Q_{ac} = R_{ac}/Z_0 = 5$ . Dla odbiornika z prostownikiem (rys. 6.19b), zgodnie z rozważaniami przeprowadzonymi w podrozdziale 3.2.2 przyjęto  $(1,23R_{dc})/Z_0 = 5$ . Charakterystyki zamieszczone na rysunkach 6.19a oraz 6.19b mają

bardzo zbliżone kształty. Częstotliwości synchronizacji oraz częstotliwości dla maksimum mocy odpowiadają częstotliwościom zamieszczonym na charakterystykach przedstawionych na rysunku 3.9. Należy zauważyć, że w odróżnieniu od falownika szeregowego obciążonego szeregowo z prostownikiem wyjściowym i filtrem pojemnościowym, w falowniku szeregowym z odbiornikiem równoległym i prostownikiem z filtrem indukcyjnym częstotliwości synchronizacji nie są równe częstotliwości drgań  $f_0$  nietłumionego obwodu  $L_r C_r$ .



Rys. 6.19. Wykresy wartości względnych prądów i mocy (wyniki symulacji) w funkcji częstotliwości względnej  $f_s/f_0$  przy modulacji PFM i odbiorniku równoległym: a) odbiornik rezystancyjny  $R_{ac}$ , b) odbiornik w postaci prostownika z filtrem indukcyjnym i rezystorem  $R_{dc}$ ; 1 –  $I_{max}/I_B$ , 2 –  $P/P_B$ , 3 –  $I_{max}/I_d$ , 4 –  $I_{kom}/I_B$

Z uwagi na analogiczne przebiegi prądów i napięć oraz kształt charakterystyk podobny do charakterystyk falownika z odbiornikiem szeregowym (w szczególności dla  $Q_{ac} \gg 1$ ) zaniechano dalszego opisu zjawisk w falowniku szeregowym z odbiornikiem równoległym.

#### 6.4. Podsumowanie rozdziału

W rozdziale przedstawiono różne sposoby sterowania szeregowym falownikiem rezonansowym oraz scharakteryzowano procesy komutacji tranzystorów i diod w tym falowniku. Określono, w jakich zakresach zmiennej sterującej (częstotliwości, przesunięcia fazowego lub współczynnika wypełnienia) poszczególne łączniki mogą pracować jako łączniki ZVS lub ZCS.

Podano zależności matematyczne, które powinny być spełnione, aby przełączanie tranzystorów było optymalne:

- dla odbiornika rezystancyjnego, jak i odbiornika składającego się z prostownika z filtrem (indukcyjnym lub pojemnościowym) i rezystorem,
- dla obciążenia z transformatorem (indukcyjność główna pełni rolę wstępnego obciążenia i umożliwia komutację optymalną także dla stanu jałowego),
- dla przebiegów o modulowanej częstotliwości i szerokości impulsów.



Określono sposoby sterowania falownikiem umożliwiające regulację mocy przy pracy:

- dwóch tranzystorów przełączających miękko w warunkach optymalnych ze względu na minimalizację strat komutacyjnych (ZVS i quasi-ZCS),
- dwóch pozostałych tranzystorów z komutacją miękką ZVS albo ZCS.

Porównano własności układu przy różnych sposobach sterowania:

- przedstawiono przebiegi wartości chwilowych prądów i napięć oraz charakterystyki względnych wartości: maksymalnego prądu tranzystora  $I_{\max}/I_B$ , mocy odbiornika  $P/P_B = I_d/I_B$ , prądu w chwili załączenia lub wyłączenia tranzystora  $I_{\text{kom}}/I_B$  oraz maksymalnego prądu tranzystora w stosunku do prądu średniego na wejściu falownika  $I_{\max}/I_d$  w funkcji zmiennej sterującej,
- określono warunki maksymalnego obciążenia tranzystora, maksymalnej mocy odbiornika oraz minimalnego obciążenia tranzystora w stosunku do mocy odbiornika.

W szczególności wykazano, że dla falownika z szeregowym odbiornikiem:

- maksimum mocy odbiornika rezystancyjnego  $R_{ac}$  występuje dla częstotliwości przełączeń równej częstotliwości rezonansowej, niezależnie od sposobu sterowania,
- praca z częstotliwością  $f_s \approx f_{wl}$ , pomimo braku przedziałów czasowych, w których energia zwracana jest do źródła zasilającego, wiąże się z przepływem prądu tranzystora o największej wartości szczytowej; dla odbiorników  $R_{ac}$  w tych warunkach nie występuje jednak maksymalna moc,
- granica między warunkami dla komutacji ZVS a ZCS występuje przy częstotliwości:
  - $f_s = f_{wl}$  i odbiorniku  $R_{ac}$ ,
  - $f_s = f_r = f_0$  i odbiorniku z prostownikiem, filtrem pojemnościowym i rezystorem  $R_{dc}$ .

## 7. BADANIA EKSPERYMENTALNE

W rozdziale przedstawiono opracowane przez autora układy eksperymentalne z tranzystorowymi, szeregowymi falownikami rezonansowymi. Celem badań tych układów było wykazanie możliwości wykorzystania zjawisk rezonansowych do poprawy warunków pracy elementów półprzewodnikowych przekształtnika i wybranych parametrów przekształcanej energii elektrycznej (jak np. sprawności energetycznej, oddziaływania na sieć zasilającą) lub jakości procesu technologicznego.

Celem badań eksperymentalnych było także potwierdzenie wybranych (spośród opisanych wcześniej) zależności matematycznych, modeli symulacyjnych i metod:

- ograniczenia ustępliwości charakterystyk wyjściowych, prądowo-napięciowych,
- minimalizacji prądu łączników,
- sterowania, spełniającego kryteria miękkiego przełączania, a w szczególności jednoczesnego przełączania ZVS i quasi-ZCS,
- sterowania spełniającego kryteria miękkiego przełączania przy jednoczesnej poprawie jakości procesu technologicznego (aktywacji tworzyw),
- opisu matematycznego zjawisk przy obciążeniu nieliniowym o charakterze ogranicznika napięcia.

Układy eksperymentalne, ze względu na specyfikę ich budowy, różnić się mogły w szczegółach w porównaniu z układami opisanymi w poprzednich rozdziałach. W związku z powyższym, dla układów eksperymentalnych zamieszczono w niniejszym rozdziale bardziej szczegółową, poszerzoną analizę ich działania. Opis opracowanych i zastosowanych przez autora podczas badań układów sterowania łącznikami miękko przełączającymi przedstawiono w załączniku 5.

Znaczna część spośród opisanych poniżej układów eksperymentalnych znalazła zastosowanie przemysłowe.

### 7.1. Szeregowy falownik rezonansowy z łącznikami ZVS i quasi-ZCS w układzie przekształtnika DC/DC

W podrozdziale przedstawiono opracowane (i wdrożone) przez autora przekształtniki rezonansowe DC/DC [6, 77-79, 82, 107-109, 112, 117, 164], których tranzystory (wraz z układami sterowania) w znacznym stopniu jednoczą zalety łączników załączających przy zerowym napięciu (ZVS) i łączników wyłączających przy zerowym prądzie (ZCS). Punktem wyjścia do opracowania tych przekształtników była analiza prac [32, 56, 150-152].

Omawiane przekształtniki mają takie cechy charakterystyczne, jak szeregowy falownik rezonansowy z odbiornikiem szeregowym, z prostownikiem i filtrem pojemnościowym (rozd. 2). Różnią się jednak od typowego falownika szeregowego tym, że wykorzystano w nich dodatkowo indukcyjność główną transformatora do wspomagania procesów komutacyjnych (podrozdz. 6.2). Układy te łączą zatem w sobie cechy falownika szeregowego i tzw. bieguna rezonansowego. Z uwagi na różnice w budowie i działaniu, w porównaniu z typowym falownikiem szeregowym, przeprowadzono bardziej szczegółową analizę procesów. Wyniki analizy porównano z wynikami symulacji i ba-

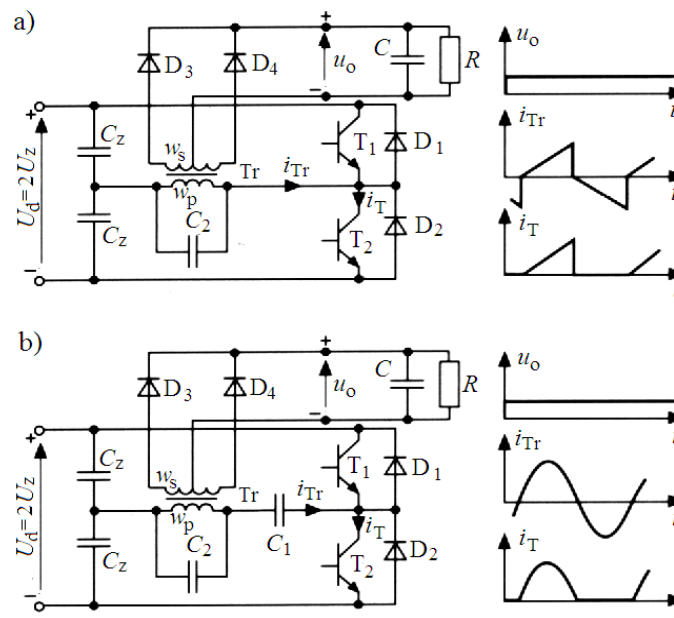
dań eksperymentalnych. Analiza ta dotyczyła układu z transformatorem bez szczeliny powietrznej (o względnie małej wartości prądu magnesowania) oraz ze szczeliną (o względnie dużej wartości prądu magnesowania, z obrotową częścią wtórną do bezstykowego transferu energii) [107-109].

### Przekształtnik DC/DC z transformatorem bez szczeliny powietrznej

Poniżej opisano zalety układu rezonansowego o miękko przełączających tranzystorach w porównaniu z układem o komutacji twardej.

Konwencjonalny przekształtnik DC/DC w układzie półmostkowym z twardo przełączającymi tranzystorami (rys. 7.1a) zamieniony został w układ o miękko przełączających tranzystorach (rys. 7.1b). W tym celu dodano kondensator  $C_1$  i zmodyfikowano pojemność elementu  $C_2$ . Oba przekształtniki porównane zostały pod względem strat mocy, charakterystyk zewnętrznych, doboru elementów oraz poziomu generowanych zaburzeń radioelektrycznych.

Kondensator  $C_1$  wraz z indukcyjnościami rozproszoną transformatora tworzy szeregowy obwód rezonansowy. Natomiast pojemność kondensatora  $C_2$  dobrano tak, aby zmniejszyć stromości narastania/opadania napięcia na łącznikach do założonych wartości. Przedstawiony na rysunku 7.1b układ sterowany jest w ten sposób, że łączniki załączają się przy niewielkim napięciu (kilką V) i wyłączają się w chwili, gdy wartość prądu zbliżonego kształtem do sinusoidy jest bliska zeru. W porównaniu z układem wyjściowym (rys. 7.1a) uzyskuje się zwiększenie sprawności i zmniejszenie poziomu generowanych zaburzeń radioelektrycznych, co wykazano doświadczalnie.



Rys. 7.1. Badane układy przekształtników półmostkowych oraz schematyczne przebiegi napięć i prądów: a) przekształtnik półmostkowy z tranzystorami przełączającymi twardo (t-PP), b) przekształtnik półmostkowy z tranzystorami przełączającymi miękko (m-PP)

Założono, że tranzystory przełączają się z taką częstotliwością  $f_s$  oraz przekształtnik jest obciążony w taki sposób, że prąd płynący przez prostownik wyjściowy jest impulsowy. Warunki te określa zależność (2.12a) lub (2.12b).

Schemat zastępczy układu (z rys. 7.1b) przedstawiony jest na rysunku 7.2. Wszystkie parametry elementów sprowadzono na stronę pierwotną transformatora (wielkości z indeksem prim). Dla uproszczenia analizy założono, że struktura przedstawiona na rysunku 7.1b zasilana jest z dwóch źródeł o napięciu  $U_Z$  ( $C_Z \rightarrow \infty$ ,  $U_d = 2U_Z$ ). Pomińnięto także spadki napięcia na elementach półprzewodnikowych. Założono przy tym, że napięcie wyjściowe w czasie trwania jednego cyklu pracy nie zmienia się ( $C \rightarrow \infty$ ) oraz  $C_2 \ll C_1$ . W czasie trwania połowy cyklu pracy wyróżnić można 4 przedziały czasowe, w których topologia układu pozostaje stała (rys. 7.3, układ z transformatorem bez szczeliny powietrznej). Zgodnie ze schematem zastępczym (rys. 7.2) przekształtnik opisać można zależnościami od (7.1) do (7.9) [117]:

$$u_{C2} - R_1 i_1 - L_{1\sigma} di_1 / dt - R_2' i_2' - L_{2\sigma}' di_2' / dt - (\text{sgn } i_2') u_o' = 0 \quad (7.1)$$

$$u_{C2} - R_1 i_1 - L_{1\sigma} di_1 / dt - u_m = 0 \quad (7.2)$$

$$\alpha U_Z - u_{C1} - u_{C2} = 0 \quad (7.3)$$

$$u_m - L_m di_m / dt = 0 \quad (7.4)$$

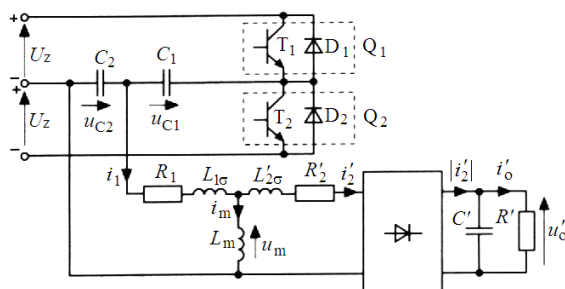
$$i_1 = -C_3 du_{C2} / dt \quad (7.5)$$

$$i_m = i_1 - i_2' \quad (7.6)$$

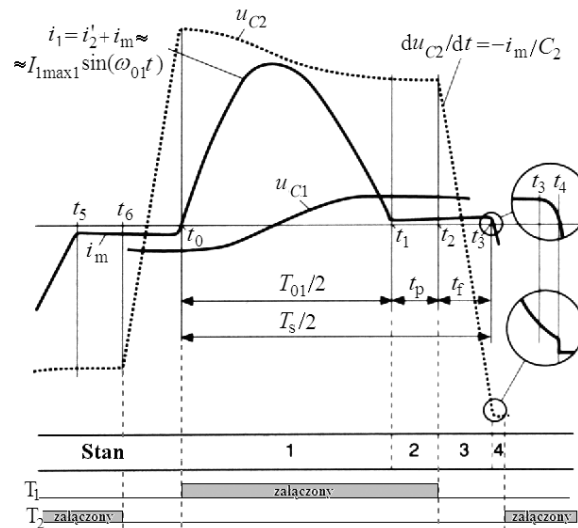
$$|i_2'| = C' du_o' / dt + u_o' / R' \quad (7.7)$$

$$\alpha = \begin{cases} +1 & \text{gdy } Q_1 \text{ zał. i } Q_2 \text{ wył.} \\ -1 & \text{gdy } Q_1 \text{ wył. i } Q_2 \text{ zał.} \end{cases} \quad (\text{zał.} = \text{załączony, wył.} = \text{wyłączony}) \quad (7.8)$$

$$C_3 = \begin{cases} C_1 \parallel C_2 & \text{gdy } Q_1 \text{ zał. lub } Q_2 \text{ zał.} \\ C_2 & \text{gdy } Q_1 \text{ wył. i } Q_2 \text{ wył.} \end{cases} \quad (7.9)$$



Rys. 7.2. Schemat zastępczy przekształtnika półmostkowego z łącznikami miękko przełączającymi



Rys. 7.3. Przebiegi prądów ( $i_1$ ,  $i_m$ ) i napięć ( $u_{C1}$ ,  $u_{C2}$ ) w układzie z transformatorem bez szczeliny powietrznej

Równanie (7.1) spełnione jest tylko wtedy, gdy prostownik wyjściowy jest w stanie przewodzenia. Ponadto, równania (7.3) nie uwzględnia się, gdy oba tranzystory  $T_1$  i  $T_2$  są zablokowane.

W celu uproszczenia opisu zjawisk we wspomnianych powyżej 4 przedziałach (stanach) pracy należy pominąć rezystory przedstawione na rysunku 7.2. Wtedy, przy pominięciu spadków napięcia na elementach półprzewodnikowych, zgodnie ze wzorem (2.9), napięcie wyjściowe  $u_o = U_o$  równe jest napięciu wejściowemu  $U_Z$  [150]. Częstotliwości rezonansowe obwodów powstałych w poszczególnych stanach pracy, jak również amplitudy wybranych prądów i napięć, przy pominięciu rezystancji i spadków napięcia na elementach półprzewodnikowych, zestawiono w tabeli 7.1. Przyjęto przy tym, że  $L_m \gg L_\sigma = L_{1\sigma} + L'_{2\sigma}$ ,  $C_1 \gg C_2$ ,  $T_{01}/2 \gg t_p + t_f$ . Indeksy przy zmiennych w tabeli 7.1 przyjęto tak, aby określały numer stanu pracy przekształtnika. Czasy  $t_p$  oraz  $t_f$ , zaznaczone na rysunku 7.3, oznaczają odpowiednio czas między blokowaniem się diod prostownika wyjściowego a wyłączeniem się tranzystora oraz czas opadania napięcia na tranzystorze, który ma zostać załączony.

W **stanie 1** załączony jest prostownik wyjściowy. Obwód rezonansowy, składający się z kondensatora  $C_1$  i indukcyjności rozproszenia transformatora, pobudzony zostaje poprzez załączenie tranzystora  $T_1$ . Obwód ten ma niewielką impedancję falową, która określa amplitudę prądu (o kształcie zbliżonym do sinusoidy) w transformatorze. Ponieważ  $L_m \gg L_{1\sigma} + L'_{2\sigma}$ , zatem wpływ prądu magnesowania na prąd obwodu rezonansowego jest pomijalny. W chwili  $t_1$  prostownik wyjściowy blokuje się i rozpoczyna się **stan 2**. Powstaje nowy obwód rezonansowy utworzony z kondensatora  $C_1$  i bardzo dużej indukcyjności głównej  $L_m$  transformatora. Wartość prądu  $i_m$  transformatora oraz tranzystora zwiększa się w przybliżeniu liniowo. W chwili  $t_2$  wyłączony zostaje tranzystor  $T_1$  i rozpoczyna się **stan 3**. Prąd magnesowania transformatora zaczyna płynąć przez kondensator  $C_2$  i przeładowuje go w obwodzie  $L_m$ ,  $L_{1\sigma}$ ,  $C_2$ . Przebiegi napięcia na kondensatorze  $C_2$  oraz na łącznikach zależą od prądu magnesowania w chwili  $t_2$  oraz od

pojemności  $C_2$ . Przebiegi te nie zależą od prądu obciążenia. Ponieważ powstały obwód rezonansowy ma dużą wartość impedancji oraz niską częstotliwość drgań własnych, napięcie na łącznikach zmienia się w przybliżeniu liniowo.

Tabela 7.1. Wielkości charakterystyczne dla czterech stanów pracy

Stan	Częstotliwość rezonansowa	Impedancja obwodu rezonansowego	Amplituda prądu transformatora	Amplituda napięcia na kondensatorze
1	$\omega_{01} = 1/\sqrt{L_\sigma C_1}$ (7.10a)	$Z_{01} = \sqrt{L_\sigma / C_1}$ (7.11a)	$I_{1\max 1} = (\pi/2)(P/U_Z)(f_{01}/f_s)$ (7.12a)	$U_{C1\max} =$ $= (1/4C_1)(P/U_Z)/f_s$ (7.13a)  $U_{C2\max} =$ $= U_Z + U_{C1\max}$ (7.13b)
2	$\omega_{02} = 1/\sqrt{L_m C_1}$ (7.10b)	$Z_{02} = \sqrt{L_m / C_1}$ (7.11b)	$I_{1\max 2} = U_Z / (4L_m f_s)$ (7.12b)	
3	$\omega_{03} = 1/\sqrt{L_m C_2}$ (7.10c)	$Z_{03} = \sqrt{L_m / C_2}$ (7.11c)	$I_{1\max 3} = U_Z / (4L_m f_s)$ (7.12c)	
4	$\omega_{04} = 1/\sqrt{L_\sigma C_2}$ (7.10d)	$Z_{04} = \sqrt{L_\sigma / C_2}$ (7.11d)	$I_{1\max 4} = U_Z / (4L_m f_s)$ (7.12d)	

W momencie  $t_3$  zaczyna przewodzić prostownik wyjściowy (stan 4), gdyż wartość napięcia na transformatorze równa  $u_{C2}$  przekracza wartość  $u_0'$ . Napięcie łączników wynosi wówczas  $U_{C1\max}$ . Prąd płynący w indukcyjności rozproszenia  $L_{1\sigma}$  ładuje w dalszym ciągu kondensator  $C_2$  przez prostownik wyjściowy. Napięcie na tranzystorze, który ma zostać załączony, zmniejsza się (obwód rezonansowy  $L_{1\sigma}$  i  $L'_{2\sigma}$ ,  $C_2$ ). Minimalna wartość tego napięcia (przy uwzględnieniu zależności z tabeli 7.1) wynosi:

$$U_{Q\min} = U_{C1\max} - I_{1\max 4} Z_{04} \quad (7.14)$$

przy czym:

$$U_{C1\max} = 0,5(I'/C_1)T_s / 2 = U_Z T_s / (4R' C_1) = (1/4C_1)(P/U_Z)/f_s \quad (7.15)$$

W chwili  $t_4$  zostaje załączony tranzystor  $T_2$  rozpoczynając stan pracy 1 (dla drugiego półokresu cyklu pracy).

Przebiegi prądów i napięć z rysunku 7.3 wskazują, że opisany przekształtnik zachowuje się jak szeregowy falownik rezonansowy. Stan 4 trwa bardzo krótko. Częstotliwość przełączeń można zatem wyznaczyć z czasu przeładowania kondensatora  $C_1$  (stan 1), czasu  $t_p$  (stan 2) oraz czasu przeładowania kondensatora  $C_2$  (stan 3):

$$f_s = 1/T_s = 1/[2(t_4 - t_0)] \approx 1/[2(\pi\sqrt{L_\sigma C_1} + t_f + t_p)] \quad (7.16)$$

Ponieważ w stanie 2 nie odbywa się transport energii do wyjścia układu, czas  $t_p$  powinien być możliwie krótki. Ponadto, maksymalna częstotliwość przełączeń zależna jest od pojemności kondensatora  $C_2$ , którą dobiera się z uwagi na ograniczenie stromości narastania (opadania) napięcia na łącznikach, a więc ze względu na ograniczenie

poziomu zaburzeń radioelektrycznych. Częstotliwość  $f_{01} = \omega_{01}/2\pi$  zależy od indukcyjności rozproszenia transformatora i pojemności kondensatora  $C_1$ .

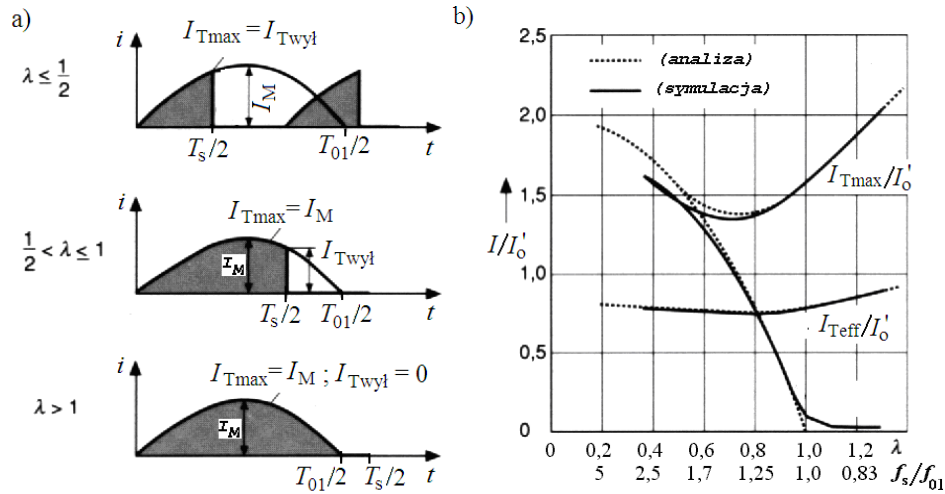
**Napięcia i prądy tranzystorów.** W celu porównania obu przekształtników (z łącznikami o komutacji twardej i miękkiej) przeprowadzono porównanie wartości prądów i napięć na tych elementach. Przy pominięciu prądu magnesującego, czasów  $t_p$  i  $t_f$  oraz strat mocy, porównać można w prosty sposób przebiegi prądów w tych łącznikach. W tym celu wprowadzono parametr  $\lambda$  (będący odwrotnością względnej częstotliwości przełączania  $f_s/f_0$  z poprzednich rozdziałów):

$$\lambda = f_{01} / f_s \quad (7.17)$$

W poniższych rozważaniach założono, że tranzystory przełączać się mogą z częstotliwością  $f_s$ , zarówno większą, jak i mniejszą od  $f_{01}$ . Przy  $f_s < f_{01}$  i spełnieniu zależności (2.13a) lub (2.13b) przepływ prądu szeregowego obwodu rezonansowego przerywany jest przez prostownik wyjściowy. Prąd ten jest impulsowy. Odpowiada to pracy układu w obszarze ograniczonym linią  $f_{gr}$ , przedstawionym na rysunku 2.12. Przy  $f_s > f_{01}$  dla dowolnych wartości dobroci  $Q_{dc} = Z_{01}/R_{dc}$  prąd w obwodzie rezonansowym jest ciągły.

Na rysunku 7.4a przedstawiono przebiegi prądów w idealnych łącznikach, przy uwzględnieniu powyższych założeń, w zależności od wartości parametru  $\lambda$ . W tabeli 7.2 natomiast zestawiono wartości prądu tranzystorów: maksymalnego  $I_{Tmax}$ , wyłączanego  $I_{Twył}$  i skutecznego  $I_{Teff}$  (w zależności od  $\lambda$ ). Wartości tych prądów zostały odniesione do sprowadzonego, wyjściowego prądu średniego  $I_o'$ . Wyniki uzyskane z równań z tabeli 7.2 przedstawiono na rysunku 7.4b. Dodatkowo na rysunku tym przedstawiono wyniki uzyskane symulacyjnie, przy uwzględnieniu rezystancji oraz prądu magnesującego. Można zauważyć dużą zbieżność wyników w interesującym nas zakresie względnych częstotliwości przełączeń  $\lambda$ . Jeśli częstotliwość rezonansowa  $f_{01}$  równa jest zeru (przypadek graniczny, układ z rys. 7.1a), to wartość prądu wyłączanego przez tranzystor jest równa podwójnej wartości średniej prądu wyjściowego. Przy wzroście częstotliwości  $f_{01}$  prąd wyłączany przez tranzystor maleje. Maksymalny prąd tranzystora początkowo maleje i osiąga minimum przy  $\lambda \approx 0,8$  ( $f_s/f_{01} = 1,25$ ), a następnie szybko wzrasta. Podobnie, wartość skutecznego prądu tranzystora osiąga minimum dla  $\lambda \approx 0,8$ . Obciążenie prądowe tranzystora miękko przełączającego (w falowniku rezonansowym) jest mniejsze niż tranzystora przełączającego twarde, przy odpowiednim doborze względnej częstotliwości przełączeń. Przebieg charakterystyki  $I_{Twył}(\lambda)$  z rysunku 7.4b odpowiada fragmentowi przebiegu  $I_{kom}$  z rysunku 6.18b, przy czym prąd  $I_{Twył}$  wyznaczony symulacyjnie i eksperymentalnie (rys. 7.9) nie osiąga wartości równej zeru z uwagi na obecność prądu magnesującego. Wartości napięć na tranzystorach w obu układach są takie same.

**Napięcie i prąd kondensatora  $C_1$ .** Wartości maksymalnego napięcia na kondensatorze  $C_1$  wyznaczyć można z zależności 7.15. Wartość maksymalnego prądu tego kondensatora równa wartości maksymalnej prądu tranzystora wynika z równań zamieszczonych w tabeli 7.2 ( $\lambda \geq 1$ ) lub z tabeli 7.1. Należy stwierdzić, że dla badanego laboratoryjnie przekształtnika rezonansowego ( $P_N = 3,5$  kW,  $f_s = 22$  kHz) iloczyn prądu maksymalnego i napięcia maksymalnego kondensatora  $C_1$  wynosił zaledwie 20% mocy wyjściowej układu. Iloczyn ten zmniejsza się wraz ze zmniejszeniem indukcyjności rozproszenia transformatora.



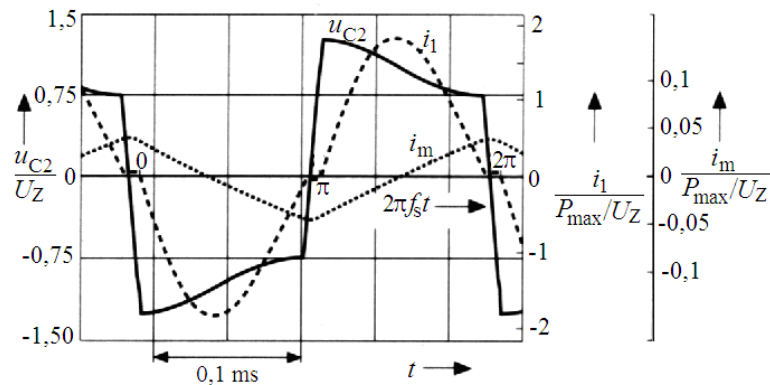
Rys. 7.4. Przebieg prądu (a) oraz charakterystyki obciążenia tranzystora (b) w zależności od  $\lambda$ :  $I_{Twył}$  – prąd wyłączany przez tranzystor,  $I_{Tmax}$  – wartość maksymalna prądu tranzystora,  $I_{Teff}$  – wartość skuteczna prądu tranzystora,  $I_M$  – amplituda prądu o kształcie sinusoidalnym

Tabela 7.2. Wartości prądów tranzystorów odniesione do średniego, sprowadzonego prądu wyjściowego

$\lambda \leq \frac{1}{2}$	$\frac{I_{Tmax}}{I_o'} = \frac{I_{Twył}}{I_o'} = \pi\lambda \frac{\sin(\pi\lambda)}{1 - \cos(\pi\lambda)}$	(7.18a)
	$\frac{I_{Teff}}{I_o'} = \frac{\pi}{2} \lambda \sqrt{\frac{1 - \frac{1}{2\pi\lambda} \sin(2\pi\lambda)}{1 - \cos(\pi\lambda)}}$	(7.18b)
$\frac{1}{2} < \lambda \leq 1$	$\frac{I_{Tmax}}{I_o'} = \pi\lambda \frac{1}{1 - \cos(\pi\lambda)}$	(7.19a)
	$\frac{I_{Twył}}{I_o'} = \pi\lambda \frac{\sin(\pi\lambda)}{1 - \cos(\pi\lambda)}$	(7.19b)
	$\frac{I_{Teff}}{I_o'} = \frac{\pi}{2} \lambda \sqrt{\frac{1 - \frac{1}{2\pi\lambda} \sin(2\pi\lambda)}{1 - \cos(\pi\lambda)}}$	(7.19c)
$\lambda > 1$	$\frac{I_{Tmax}}{I_o'} = \frac{\pi}{2} \lambda$	(7.20a)
	$\frac{I_{Twył}}{I_o'} = 0$	(7.20b)
	$\frac{I_{Teff}}{I_o'} = \frac{\pi}{4} \sqrt{\lambda}$	(7.20c)



**Napięcia i prądy transformatora, indukcja w rdzeniu.** Przebiegi prądów i napięcia uzwojenia pierwotnego transformatora w układzie z miękką komutacją, uzyskane w wyniku symulacji, przedstawiono na rysunku 7.5 Symulowana była praca rzeczywistego układu przy maksymalnym obciążeniu i czasie  $t_p = 0$ . Prąd magnesowania przedstawiony został w powiększeniu.



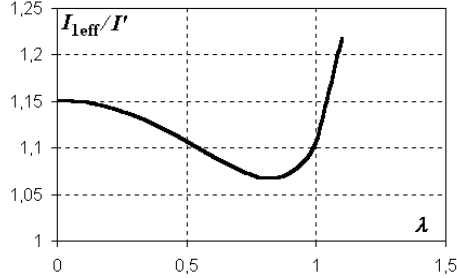
Rys. 7.5. Przebiegi napięcia i prądu transformatora, w układzie z miękką komutacją tranzystorów, uzyskane na drodze symulacji przy  $t_p = 0$ ;  $P = P_{\max} = 3,5$  kW,  $L_m = 5,3$  mH,  $L_\sigma = 16,3$   $\mu$ H,  $C_1 = 4,7$   $\mu$ F,  $C_2 = 4,7$  nF

Wartość skuteczną prądu uzwojenia pierwotnego (oraz wtórnego sprowadzonego na stronę pierwotną), przy pominięciu prądu magnesującego, wyznaczyć można z poniższych zależności:

$$\lambda \leq 1 \quad \frac{I_{\text{eff}}}{I'} = \frac{\pi}{\sqrt{2}} \lambda \sqrt{\frac{1 - \frac{1}{2\pi\lambda} \sin(2\pi\lambda)}{1 - \cos(\pi\lambda)}} \quad (7.21a)$$

$$\lambda > 1 \quad \frac{I_{\text{eff}}}{I'} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \sqrt{\lambda} \quad (7.21b)$$

Są to zależności wynikające bezpośrednio z równań (7.18b), (7.19c) oraz (7.20c) przy uwzględnieniu, że przez tranzystor prąd płynie tylko w jednym półokresie, a przez transformator w obu półokresach cyklu pracy układu. Jeśli tranzystory przełączają się ze względną częstotliwością  $\lambda \approx 1$ , wówczas można przyjąć, że  $I_{\text{eff}} = 1,11 I'$ . Na rysunku 7.6 przedstawiono zależność wartości skutecznej prądu transformatora (przy pominięciu prądu magnesującego) w funkcji względnej częstotliwości  $\lambda$ .



Rys. 7.6. Wartość skuteczna prądu transformatora odniesiona do średniego prądu wyjściowego w funkcji częstotliwości względnej  $\lambda$

Innym ważnym parametrem transformatora jest iloczyn przekroju rdzenia  $s$  i liczby zwojów uzwojenia pierwotnego  $z_1$  (lub wtórnego sprowadzonego na stronę pierwotną). Wyznaczyć go można z ogólnej zależności:

$$u_m = z_1 s \frac{dB}{dt} \quad (7.22)$$

gdzie  $u_m$  jest napięciem na indukcyjności głównej  $L_m$  transformatora.

Po pominięciu strat mocy oraz wpływu prądu magnesującego na wartość napięcia kondensatora  $C_1$ , założeniu liniowego przeładowania kondensatora  $C_2$  (stan 3) i uwzględnieniu oznaczeń jak na rysunku 7.7, przyrost indukcji  $\Delta B$  (w czasie  $T_s/2$ ) wynosi:

$$\Delta B = \frac{1}{z_1 s} \int_0^{T_s/2} u_m dt = \frac{1}{z_1 s} \left[ \int_0^{t_a} \frac{2U_Z}{t_f} t dt + \int_0^{T_{01}/2} \left( U_Z - u_{C1} - L_{1\sigma} \frac{di_1}{dt} \right) dt + \int_0^{t_p} (U_Z - U_{C1\max}) dt + \int_0^{t_b} \left( \frac{-2U_Z}{t_f} t + U_Z - U_{C1\max} \right) dt \right] \quad (7.23)$$

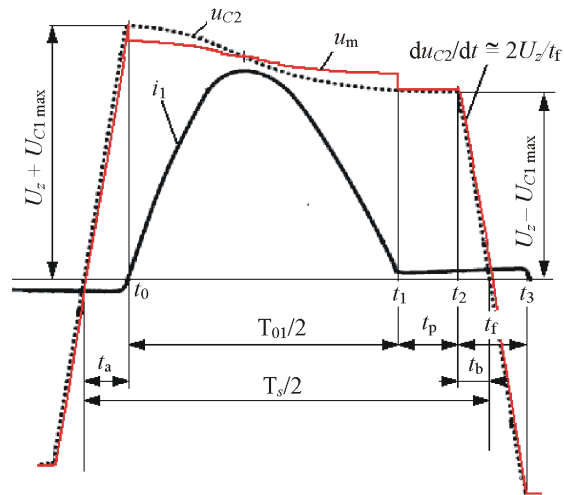
Przy uwzględnieniu, że  $t_a + t_b = t_f$  oraz wyżej wymienionych uproszczeń można wykazać, że:

$$\int_0^{T_{01}/2} \left( U_Z - u_{C1} - L_{1\sigma} \frac{di_1}{dt} \right) dt \approx \int_0^{T_{01}/2} U_Z dt = U_Z \frac{T_{01}}{2} \quad (7.24a)$$

$$\int_0^{t_a} \frac{2U_Z}{t_f} t dt + \int_0^{t_b} \left( \frac{-2U_Z}{t_f} t + U_Z - U_{C1\max} \right) dt \approx \frac{1}{2} t_f \left( U_Z + \frac{U_{C1\max}^2}{U_Z} \right) \quad (7.24b)$$

Maksymalna indukcja w rdzeniu transformatora  $B_{\max}$  nie powinna przekraczać wartości indukcji nasycenia  $B_{\text{nas}}$ . Przy symetrycznym magnesowaniu transformatora przyrost indukcji  $\Delta B = 2B_{\max}$ . Stąd, przy założonej wartości  $B_{\max}$  i uwzględnieniu, że  $T_{01}/2 + t_p + t_f = T_s/2 = 1/2f_s$  otrzymano:

$$z_1 s \approx \frac{1}{2B_{\max}} \left[ U_Z \frac{T_{01}}{2} + (U_Z - U_{C1\max}) t_p + \frac{1}{2} \left( U_Z + \frac{U_{C1\max}^2}{U_Z} \right) t_f \right] < \frac{U_Z}{4B_{\max} f_s} \quad (7.25)$$



Rys. 7.7. Przebiegi wartości chwilowych prądu oraz napięć transformatora (wyniki symulacji)

Z zależności (7.21a, b) oraz (7.25) wynika, że dla  $\lambda \approx 1$  gabaryty transformatora, dla układu z miękką komutacją tranzystorów, mogą być mniejsze o kilka procent od gabarytów transformatora w układzie z komutacją twardą o piłokształtnym przebiegu prądu.

**Sterowanie łącznikami.** W ogólnym przypadku sterowanie przekształtnika powinno zapewnić symetryczne namagnesowanie transformatora, a przez to stabilną pracę układu. Wpływ sposobu sterowania na pracę układu badano za pomocą symulacji komputerowej. Wybrane algorytmy sterowania sprawdzono eksperymentalnie. Badano przy tym kombinację następujących warunków załączenia (WZ) z warunkami wyłączenia (WW) [79]:

Warunki załączenia:

$$\text{WZ1:} \quad \text{dla } Q_1, Q_2: (u_Q < U_{\text{zat}}) \quad (7.26)$$

$$\text{WZ2:} \quad \text{dla } Q_1: (u_{Q1} < U_{\text{zat}} \wedge i_1 \geq 0) \vee (u_{Q1} < 0) \quad (7.27a)$$

$$\text{dla } Q_2: (u_{Q2} < U_{\text{zat}} \wedge i_1 \leq 0) \vee (u_{Q2} < 0) \quad (7.27b)$$

Warunki wyłączenia

$$\text{WW1:} \quad (|i_2| < I_{2\text{wyt}}) \wedge (t > T_{\text{smin}}/2) \quad (7.28)$$

$$\text{WW2:} \quad (|i_2| < I_{2\text{wyt}}) \wedge (i_m > I_{\text{mwyt}}) \quad (7.29)$$

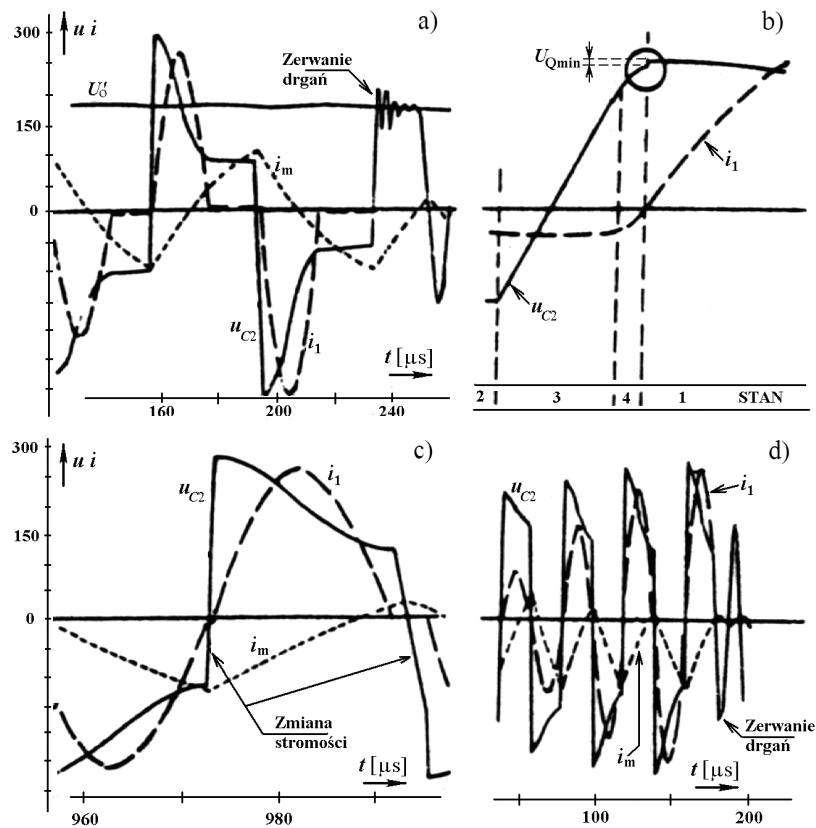
$$\text{WW3:} \quad (|i_2| < I_{2\text{wyt}}) \wedge \left( \int |u_m| dt > a \right) \quad (7.30)$$

$$\text{WW4:} \quad (t > T_s/2) \quad (7.31)$$

$$\text{WW5:} \quad (i_m > I_{\text{mwyt}}) \quad (7.32)$$

gdzie:  $u_{Q1}$ ,  $u_{Q2}$ ,  $u_m$  – napięcie na łącznikach (tranzystorach i diodach) oraz napięcie na indukcyjności  $L_m$  transformatora,  $i_2$ ,  $i_m$  – prąd uzwojenia wtórnego oraz prąd magnesujący,  $t$  – czas od chwili wyłączenia dowolnego z tranzystora,  $U_{\text{zat}}$ ,  $I_{2\text{wyt}}$ ,  $I_{\text{mwyt}}$ ,  $T_{\text{smin}}$ ,  $T_s$ ,  $a$  – parametry ustawiane w układzie regulacji, przy których następuje załączenie (wyłączenie) tranzystorów (wartości: napięcia na tranzystorze, prądu uzwojenia wtórnego, prądu magnesowania, minimalnego okresu przełączeń, okresu przełączeń).

**Warunki załączenia** odpowiedzialne są za pracę tranzystorów zbliżoną do pracy łączników ZVS. Warunek **WZ1** jest najprostszy. Minimalna wartość napięcia na tranzystorze, osiągnięta w sposób naturalny, rośnie ze wzrostem prądu obciążenia (7.14). Wartość  $U_{zai}$  powinna gwarantować pracę przekształtnika przy maksymalnym obciążeniu. Układ jest odporny na przeciążenia i zwarcia. Przeciążenie (zwarcie) powoduje, że napięcie na tranzystorach nie osiąga założonej wartości ( $U_{zai}$ ) i wówczas następuje „zerwanie” drgań (rys. 7.8a). Warunek **WZ2** powoduje, że tranzystory załączają się w momencie, gdy napięcie na nich osiągnie minimum (rys. 7.8b). Wartość  $U_{zai}$  decyduje w tym przypadku jedynie o chwili zerwania drgań na skutek przeciążenia (zwarcia). Warunek ten jest najkorzystniejszy ze względu na minimalizację strat przy załączaniu (i tak bardzo małych). Wymaga on jednak dodatkowych czujników prądu. Ponadto jest on dość trudny do spełnienia z uwagi na opóźnienia w układzie sterowania.



Rys. 7.8. Przebiegi prądów i napięć w układzie (wyniki symulacji): a) „zerwanie” drgań na skutek przeciążenia, b) załączenie tranzystora przy  $u_Q = U_{Qmin}$ , c) zmiana stromości napięcia  $u_{C2}$  w przedziale 3, d) „zerwanie” drgań wywołane stałą w prądzie  $i_m$ ;  $u$  [V],  $8 \cdot i_j$  [A],  $200 \cdot i_m$  [A]

**Warunki wyłączenia** odpowiedzialne są za pracę tranzystorów zbliżoną do pracy łączników ZCS oraz za stabilną pracę układu. Warunek **WW1** powoduje wyłączenie tranzystora w chwili, gdy prąd obwodu rezonansowego  $C_1 - L_{1\sigma} - L'_{2\sigma} - \dots$  jest dosta-

teczenie mały (dla  $I_{2\text{wyt}} = 0$  tranzystory wyłączają jedynie prąd równy  $i_m$ ). Minimalizacji ulega czas trwania przedziału 2, w którym nie występuje ani transport energii, ani kształtowanie prądów lub napięć na elementach. Część warunku  $t > T_{\text{smi}}/2$  zapewnia pracę przekształtnika w stanie jałowym. Praca z tym warunkiem powoduje, że układ staje się wrażliwy na niesymetrię (różnice w czasie wyłączania i załączania tranzystorów itp.). W prądzie magnesowania transformatora pojawić się może składowa stała. Zmieniają się wówczas stromości narastania (opadania) napięcia na transformatorze i na tranzystorach (rys. 7.8c). Zbyt duża stromość narastania napięcia na tranzystorze powoduje generowanie silniejszych zaburzeń radioelektrycznych i strat mocy. Zbyt mała stromość powoduje „zerwanie” drgań w sposób niezamierzony (rys. 7.8d).

Warunek **WW2** (podobnie do WW1) zapewnia wyłączenie tranzystorów przy niewielkim prądzie oraz minimalizację czasu trwania przedziału 2. Ze względu na bezpośrednią kontrolę prądu magnesowania ( $|i_m| > I_{\text{mwyt}}$ ) układ charakteryzuje się bardzo stabilną pracą, nawet przy znacznych niesymetriach sterowania i znacznym rozrzucie parametrów zastosowanych elementów. Praktyczna realizacja układu spełniającego warunek WW2 wymaga jednak zastosowania dwóch układów pomiaru prądu (moduły LEM). Warunek **WW3** jest podobny do WW2, przy czym pomiar prądu magnesowania odbywa się w sposób pośredni. Warunek **WW4** powoduje pracę przekształtnika ze stałą częstotliwością. Układ wrażliwy jest na niesymetrię (podobnie do WW1, rys. 7.8c, d). Ponadto niekontrolowana jest wartość prądu tranzystorów podczas ich wyłączania. Budowa układu sterowania jest jednak bardzo prosta. Dla zapewnienia poprawnej pracy konieczne jest zagwarantowanie wysokiej symetrii geometrycznej (i „elektrycznej”) obwodu głównego i sterującego. Warunek **WW5**, podobnie jak WW2, zapewnia stabilną pracę układu. Warunek ten zastosować można jedynie wtedy, gdy napięcie wejściowe nie zmienia się. Podobnym, lecz prostszym rozwiązaniem jest pośredni pomiar prądu magnesowania jak w warunku WW3.

**Sterowanie łącznikami zastosowane w badaniach eksperymentalnych.** W badanym przekształtniku sprawdzono różne, opisane powyżej sposoby sterowania. W celu porównania układu z tranzystorami o komutacji twardej oraz miękkiej zastosowano przy wyłączaniu tranzystorów warunek WW4. Częstotliwość  $f_{01}$  dobrano tak, że w chwili rozpoczęcia wyłączania przez tranzystory płynął tylko prąd magnesowania transformatora. Straty mocy przy wyłączaniu są w związku z tym bardzo małe. Przy załączaniu natomiast, na tranzystorze panuje niewielkie napięcie, którego minimalną wartość  $U_{\text{Qmin}}$  wyznaczyć można z zależności 7.11d, 7.12d i 7.14. Jest ono zależne od obciążenia. Wartość tego napięcia można jednak zminimalizować poprzez dobór  $L_m$  (wielkość szczeliny) tak, aby jego wartość była mała w stosunku do wartości napięcia zasilającego. Sterowanie tranzystorów w badanym układzie odbywało się według następujących warunków załączenia WZ i wyłączenia WW:

$$\text{WZ1:} \quad u_Q \leq U_{\text{zal}} \quad (7.33)$$

$$\text{WW4:} \quad t > T_s/2 \quad (7.34)$$

Wartość  $U_{\text{zal}}$  została wyznaczona tak (7.14), aby przekształtnik mógł pracować przy założonej maksymalnej mocy.

**Wytyczne projektowania.** Przy projektowaniu układu ważne są następujące dane:

$I_{Tmax}$	– wartość maksymalna prądu tranzystorów,
$U_{Qmin}$	– wartość minimalna napięcia na łącznikach (przed momentem załączenia),
$U_{Qmax}$	– wartość maksymalna napięcia na łącznikach (tranzystorach i diodach),
$U_{C1max}, U_{C2max}$	– maksymalne napięcie na kondensatorach $C_1, C_2$ ,
$(du_{C2}/dt)_3$	– stromość narastania (opadania) napięcia na transformatorze (i na tranzystorach, stan 3),
$Q_{C1}$	– moc bierna kondensatora $C_1$ .

Wartości wyżej wymienionych parametrów łatwo można wyznaczyć [79], przyjmując, że straty mocy w układzie są pomijalne oraz  $L_m \gg L_{1\sigma}, L'_{2\sigma}, C_1 \gg C_2, T_s/T_{01} \approx 1, (t_p + t_f \ll T_s/2)$ :

$$I_{Tmax} = (\pi/2)(P/U_Z)(f_{01}/f_s) \quad (7.35)$$

$$U_{C1max} = (1/4C_1)(P/U_Z)(1/f_s) \quad (7.36)$$

$$U_{C2max} = U_Z + U_{C1max} \quad (7.37)$$

$$U_{Qmin} = U_{C1max} - (U_Z/4L_m f_s) \left[ (L_{1\sigma} + L'_{\sigma 2})/C_2 \right]^{1/2} \quad (7.38)$$

$$U_{Qmax} = 2U_Z \quad (7.39)$$

$$(du_{C2}/dt)_3 = \pm (U_Z/4L_m f_s)/C_2 \quad (7.40)$$

$$Q_{C1} = (\pi^3/4) f_s (L_{1\sigma} + L'_{2\sigma}) (P/U_Z) \quad (7.41)$$

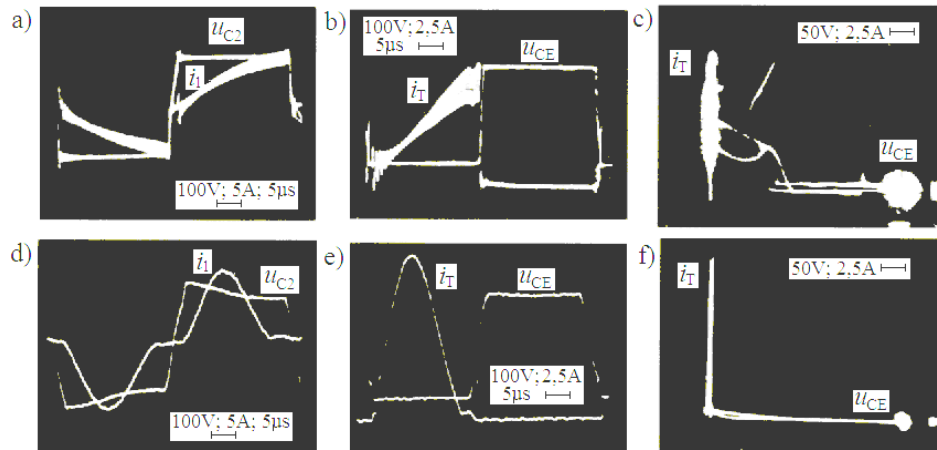
W celu minimalizacji strat mocy przy przewodzeniu tranzystorów (rys. 7.4b) należałoby wybrać stosunek częstotliwości  $\lambda \approx 0,8$ . Minimalizując straty mocy przy wyłączaniu (i stosunkowo małych stratach przewodzenia), wybiera się  $\lambda \approx 1$ . Obciążenie prądowe tranzystorów w badanym układzie ( $\lambda \approx 1$ ) jest mniejsze od obciążenia tranzystorów układu z twardą komutacją i trójkątnym przebiegiem prądu ( $\lambda \approx 0$ , tzn.  $C_1$  jest zwarty oraz brak kontroli napięcia na tranzystorach przy ich załączaniu).

### Wyniki badań eksperymentalnych i wnioski – układ z transformatorem bez szczeliny powietrznej

Sterowniki tranzystorów układu pracującego z komutacją twardą zostały zmodyfikowane w taki sposób, że tranzystory załączać się mogły dopiero przy dostatecznie małym napięciu (zgodnie z WZ1). W badanym układzie nie kontrolowano prądu w celu określenia momentu wyłączania tranzystorów. Dotychczasowy układ określający częstotliwość przełączania ( $f_s = 22$  kHz) został zachowany. W związku z tym spełniono warunek wyłączania WW4, zgodnie z zależnością (7.31).

Za pomocą symulacji komputerowej zbadano zachowanie układu dla różnych wartości pojemności  $C_1$  i  $C_2$ . Kondensatory te dobrano tak, że uzyskano poprawną pracę układu dla mocy do 3,5 kW, przy zachowaniu minimalnego czasu  $t_p$  (rys. 7.5).

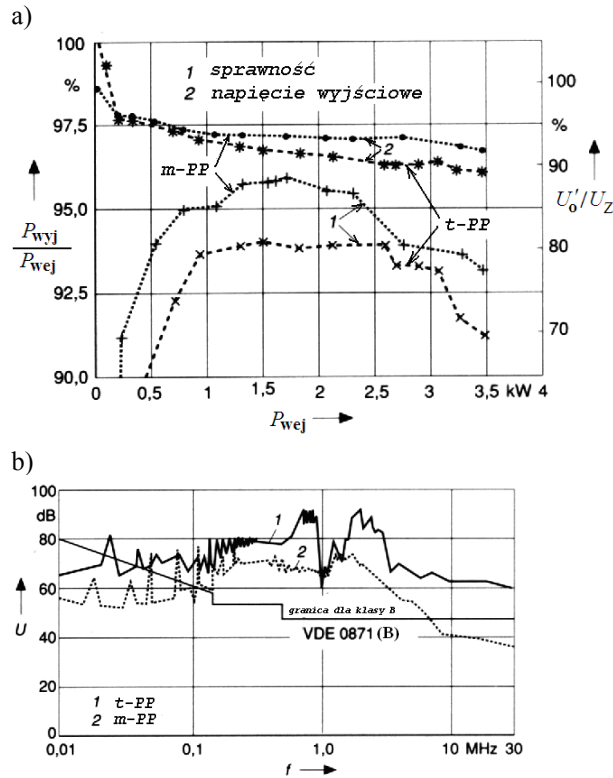
Na rysunku 7.9 przedstawiono przebiegi napięć i prądów tranzystora oraz transformatora przy mocy wyjściowej 1 kW i napięciu zasilającym  $U_d = 2U_z = 400$  V. Porównując rysunki 7.9e oraz 7.9f z rysunkami 7.9b i 7.9c zauważyć można istotną zaletę układu z łącznikami miękko przełączającymi. W układzie z komutacją miękką tranzystory przełączają się pewnie (punkt pracy przemieszcza się blisko osi  $I_T - U_{CE}$ , daleko od granic obszaru bezpiecznej pracy SOA [22, 162, 167]), praktycznie bezstratnie. Przebiegi prądu i napięcia transformatora (rys. 7.9d) odpowiadają przebiegom z rysunków 7.3 oraz 7.5. Praca przy mocy 1 kW (z tranzystorami BUV298) odbywa się z czasem  $t_p = 1,5$   $\mu$ s. Uzyskane eksperymentalnie przebiegi prądów i napięć odpowiadały przebiegom wynikającym z analizy teoretycznej z podrozdziału 2.1.2, dla impulsowego prądu prostownika wyjściowego. Różnice wynikały z obecności prądu magnesującego oraz strat mocy w układzie rzeczywistym.



Rys. 7.9. Przebiegi napięcia i prądu transformatora a), d) oraz tranzystora b), e); a), b), c) – układ z łącznikami twardo przełączającymi, d), e), f) – układ z łącznikami miękko przełączającymi, c), f) – prąd i napięcie tranzystora w układzie  $i_T = f(u_{CE})$

Na rysunku 7.10a porównano sprawność oraz wartość napięcia wyjściowego w funkcji obciążenia dla przekształtnika z komutacją twardą oraz miękką [112, 117]. Bezpośrednie porównanie było możliwe, ponieważ zarówno częstotliwość przełączania, jak i zastosowane elementy w obu układach były identyczne (układ z łącznikami miękko przełączającymi miał dodatkowo kondensator  $C_1$  oraz zmienioną wartość pojemności kondensatora  $C_2$ ). Układ ten osiąga przy napięciu zasilającym równym 400 V i mocy od ok. 1 kW do ok. 2,5 kW sprawność wyższą od 95%. Okazuje się, że układ z łącznikami miękko przełączającymi ma o około 2% wyższą sprawność w badanym zakresie obciążeń.

Przedstawione na rysunku 7.10a zależności napięcia wyjściowego od obciążenia świadczą o bardziej „sztywnej” charakterystyce  $U_o = f(I_o)$  układu z łącznikami o komutacji miękkiej. W układzie z komutacją twardą napięcie wyjściowe (sprowadzone) zmienia się w granicach +10% ...–12% w stosunku do napięcia wejściowego. W układzie rezonansowym natomiast zmiany napięcia ograniczone zostały do ok. 0...–8%.



Rys. 7.10. Porównanie charakterystyk przekształtników z łącznikami twardo oraz miękko przełączającymi: a) sprawność oraz napięcie wyjściowe w zależności od mocy wejściowej, b) spektrum zakłóceń asymetrycznych; *t-PP* – przekształtnik półmostkowy z łącznikami twardo przełączającymi, *m-PP* – przekształtnik półmostkowy z łącznikami miękko przełączającymi

Istotną cechą obu przekształtników jest oddziaływanie na sieć zasilającą. Ważne jest bowiem, aby zaburzenia radioelektryczne nie przekraczały wartości określonych w normach [169, 170]. Napięcie zaburzeń przedstawione w formie spektrum mierzone było na zaciskach tzw. sieci sztucznej (LISN – Line Impedance Stabilization Network), której budowa określona jest normą CISPR 16. Porównane zostało spektrum zaburzeń asymetrycznych (quasi-pik) obu przekształtników [77, 78, 82, 112, 117]. Przy porównaniu zrezygnowano z dodatkowych filtrów przeciwzakłóceńowych. Okazuje się, że zaburzenia generowane przez układ z łącznikami miękko przełączającymi są mniejsze o 10...15dB w całym zakresie pomiarowym (rys. 7.10b).

Pomiary, których wyniki zamieszczone zostały na rysunkach 7.9 i 7.10, dokonano za pomocą przyrządów dostępnych podczas badań w Institut für Stromrichtertechnik und Elektrische Antriebe RWTH Aachen. Przy rejestracji przebiegów prądu użyto sond serii TCP (o paśmie DC - 50 MHz, Tektronix). Charakterystyki z rysunku 7.10a uzyskano za pomocą przyrządu „Norma power analyzer” firmy Norma. Podczas pomiarów widma zaburzeń przewodzonych (rys. 7.10b) badany przekształtnik zasilany był z sieci poprzez autotransformator, sieć sztuczną (o parametrach charakterystycznych 50  $\mu$ H, 50  $\Omega$ ) i prostownik mostkowy. Do badań użyto selektywnego mikrowoltomierza USVH firmy



Rohde&Schwarz (pasmo częstotliwości pomiarowych 10 kHz...30 MHz, napięcia mierzone w zakresie 0,2 uV...1 V lub -134 dB...+2 dB, przestrajanie i odczyt – manualne).

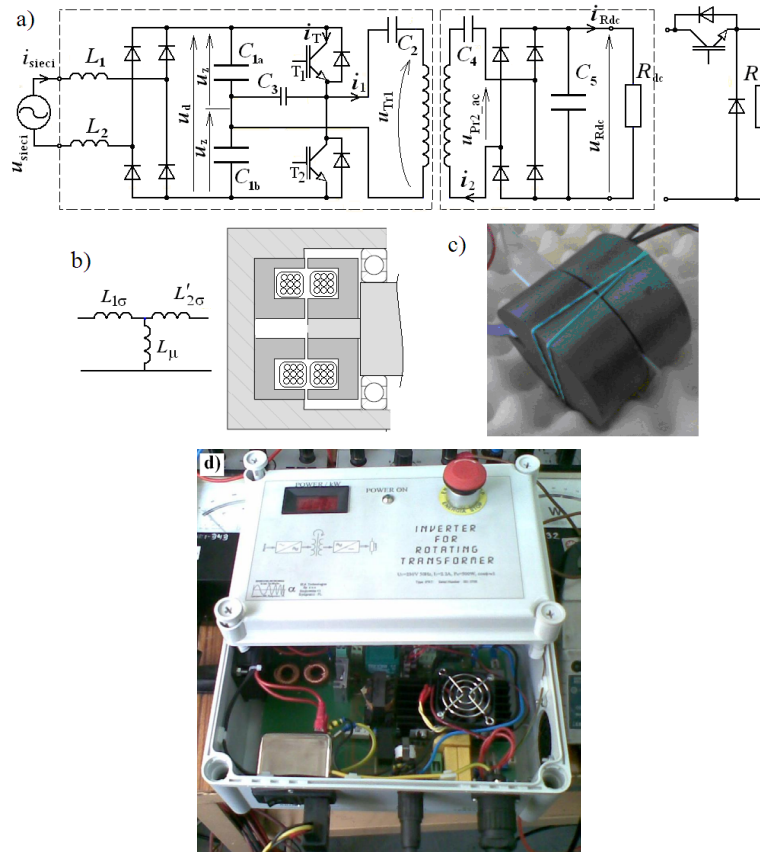
### Układ do bezstykowego zasilania urządzeń – z transformatorem ze szczeliną powietrzną

Istotną różnicę w porównaniu z układem opisanym powyżej stanowiło zastosowanie transformatora o rdzeniu kubkowym, którego połówki znajdować się mogą w ruchu obrotowym względem siebie. Wiąże się to z wprowadzeniem szczeliny powietrznej oraz znacznie większym prądem magnesowania. Układ o mocy znamionowej 1 kW [24] zbudowany i zbadany został przy współpracy autora rozprawy i uwzględnieniu wcześniejszych jego opracowań. Układ ten przeznaczony był m.in. do zasilania ramion robotów przemysłowych.

Kolejne prace autora dotyczyły bezstykowego zasilania ruchomych urządzeń grzewczych. Autor opracował teoretycznie, zaprojektował i wykonał układ do bezstykowego transferu energii elektrycznej o sinusoidalnym prądzie wejściowym i miękko przełączających tranzystorach [107-109, 111]. Schemat układu oraz budowę transformatora z obrotową częścią wtórną przedstawiono na rysunku 7.11.

Przekształtnik DC/DC, stanowiący część układu przedstawionego na rysunku 7.11, różni się w szczegółach od podanego na rysunku 7.1 z powodu zastosowania dwóch kondensatorów ( $C_2$ ,  $C_4$ ) szeregowego obwodu rezonansowego, po stronie pierwotnej i wtórnej transformatora. Wprowadzenie dwóch kondensatorów o odpowiednio dobranych wartościach pojemności powoduje, że charakterystyki prądowo-napięciowe  $u_{Rdc} = f(i_{Rdc})$  na wyjściu układu, przy częstotliwości przełączania  $f_s \approx f_0$ , są mało ustepliwie. Odpowiada to płaskiemu odcinkowi charakterystyki z rysunku 2.6. Prąd szeregowego obwodu rezonansowego ma w tym przypadku charakter impulsowy, a zakres zmian obciążenia zależy od częstotliwości przełączania  $f_s$  oraz zastępczej indukcyjności i pojemności szeregowego obwodu rezonansowego (2.13a, b). Dla częstotliwości  $f_s/f_0 \approx 1$  uzyskuje się optymalne warunki pracy tranzystorów, prąd w chwili wyłączenia tranzystora przyjmuje wówczas najmniejszą wartość przy jednocześnie względnie małej wartości skutecznej (rys. 7.4b).

Kondensator  $C_3$  pełni funkcję bezstratnego układu odciążającego tranzystory, które pracują jako łączniki typu ZVS (i quasi-ZCS). Elementy filtrów pojemnościowych i indukcyjnych ( $L_1$ ,  $L_2$ ,  $C_1$ ,  $C_5$ ) dobrano tak, aby stałe czasowe (związane z tymi elementami i rezystancją obciążenia) oraz okresy drgań własnych tych filtrów były dużo większe od okresu drgań szeregowego obwodu rezonansowego utworzonego z kondensatorów  $C_2$ ,  $C_4$  i indukcyjności rozproszeń transformatora (oraz od okresu cyklu pracy falownika). Jednocześnie powinny być one dużo mniejsze od okresu napięcia zasilającego. Sposób doboru elementów (zamieszczony w załączniku 4) gwarantuje pobór sinusoidalnego prądu z sieci, pod warunkiem rezystancyjnego obciążenia wyjścia układu. Prąd wejściowy zachowa kształt sinusoidalny także przy regulacji mocy, jeśli zastosowany zostanie regulator histerezowy, przełączający z częstotliwością niższą od częstotliwości napięcia sieci zasilającej (np. w przypadku urządzeń grzewczych) lub zastosowany zostanie tzw. modulator rezystancji w obwodzie obciążenia, przełączający z dostatecznie wysoką częstotliwością.



Rys. 7.11. Układ do bezstykowego transferu energii elektrycznej o sinusoidalnym prądzie wejściowym i miękko przełączających tranzystorach: a) schemat ideowy, b) schemat zastępczy i budowa transformatora z wirującą częścią wtórną, c), d) prototyp podczas badań laboratoryjnych

Opis procesów zachodzących w tym układzie przedstawiony został w podrozdziale 6.2. Przebiegi prądów i napięć, z podziałem na przedziały czasowe odpowiadające stałej topologii układu, uzyskane w wyniku symulacji, przedstawione zostały na rysunku 6.6b. Poszczególne przedziały czasowe oznaczone zostały w równaniach indeksami p1 – p4.

Pulsację i impedancję obwodu rezonansowego oraz amplitudy prądu transformatora (i tranzystorów) w rozważanych przedziałach czasowych, przy powyższych założeniach, opisują równania:

$$\omega_{0p1} = 1 / \sqrt{(L_{1\sigma} + L'_{2\sigma})(C_2 C_4) / (C_2 + C_4)} \quad (7.42)$$

$$Z_{0p1} = \sqrt{(L_{1\sigma} + L'_{2\sigma}) / ((C_2 C_4) / (C_2 + C_4))} \quad (7.43)$$

$$I'_{2maxp1} = (\pi/2)(P/U_z) \quad (7.44)$$

$$I_{\mu \max p1} \approx I_{\mu \max} \approx U_z / (4(L_{1\sigma} + L_{\mu})f_s) \quad (7.45)$$

$$I_{1 \max p1} \approx \sqrt{I_{2 \max p1}^2 + I_{\mu \max}^2} \quad (7.46)$$

$$I_{1 \max p3} = I_{1 \max p4} = I_{\mu \max} \quad (7.47)$$

Prąd  $i_1$  jest sumą dwóch składowych przesuniętych względem siebie o ok.  $90^\circ$  (rys. 6.6b): sprowadzonego prądu obciążenia (7.44) i prądu magnesowania (7.45). Amplituda prądu  $i_1$  może być zatem w sposób przybliżony wyrażona jako suma geometryczna tych składowych (7.46). W stanie jałowym maksymalna wartość prądu w przedziale 1 równa jest maksymalnej wartości prądu z przedziałów 3 i 4 (7.47). Podobnie, napięcie na kondensatorze  $C_2$  pochodzi także od tych dwóch składowych prądu. Amplituda napięcia na tym kondensatorze może być w sposób przybliżony oszacowana jako suma geometryczna:

$$U_{C2 \max} = \sqrt{U_{C2 \max \text{ Load}}^2 + U_{C2 \max \mu}^2} \quad (7.48)$$

przy czym:

$$U_{C2 \max \text{ Load}} = (1/4 C_2)(P/U_z)/f_s \quad (7.49)$$

$$U_{C2 \max \mu} = (1/32 C_2)(L_{1\sigma} + L_{\mu})/f_s^2 \quad (7.50)$$

Równanie (7.50) zostało wyznaczone przy założeniu, że prąd magnesowania ma kształt trójkątny, złożony z odcinków prostoliniowych.

Przebieg napięcia na kondensatorze  $C_4$  spowodowany jest prądem obciążenia o kształcie półfal sinusoidy. Amplituda tego napięcia wynosi:

$$U_{C4 \max} = (1/4 C_4)(P/U_z)/f_s \quad (7.51)$$

Czas narastania (opadania) napięcia na kondensatorze  $C_3$  nie zależy od wartości napięcia zasilającego ani od obciążenia (pod warunkiem, że tranzystor nie został wyłączony przed końcem przedziału 1). Dla przeładowywania tego kondensatora prądem o stałej wartości  $I_{\mu \max}$  ((7.45), (7.47)) czas ten wynosi:

$$t_4 - t_2 = t_f = (C_3 / I_{\mu \max}) \Delta U_{C3} = 4(L_{1\sigma} + L_{\mu})C_3 f_s \quad (7.52)$$

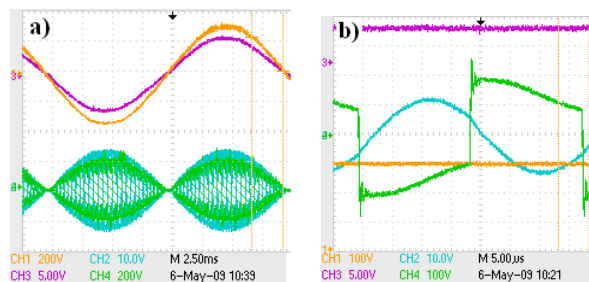
### Wyniki badań eksperymentalnych i wnioski – układ z transformatorem ze szczeliną powietrzną

Układ, którego schemat przedstawiono na rysunku 7.11, został wykonany i zbadany. Rysunek 7.12 przedstawia przebiegi napięcia i prądu sieci zasilającej oraz napięcia i prądu uzwojenia pierwotnego transformatora przy mocy wyjściowej równej ok. 850 W. Kształt napięcia i prądu sieci jest sinusoidalny, a współczynnik mocy wynosi ok. 0,98. Na rysunku 7.12b przedstawiono te same przebiegi, co na rysunku 7.12a, lecz w innej skali czasu. Wybrany przedział czasu odpowiada chwilowej wartości napięcia sieci równej ok. 300 V. Jest zjawiskiem charakterystycznym, że przy odpowiednim doborze częstotliwości przełączeń tranzystorów ( $f_s \approx f_{0p1}$ ) czas trwania narastania (opadania) napięcia na tranzystorach oraz transformatorze jest stały i nie zależy od chwilowej war-

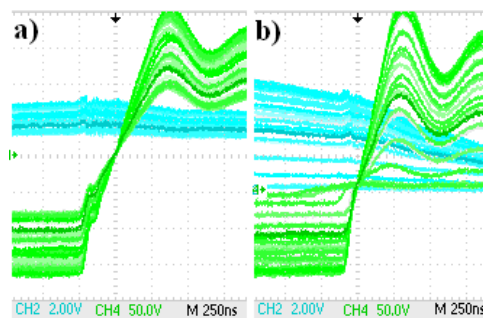
tości napięcia sieci oraz obciążenia (rys. 7.13). Jeśli zaobserwuje się wpływ obciążenia, wówczas oznacza to, że przedział 1 nie zakończył się przed momentem wyłączenia przewodzącego tranzystora.

Charakterystyki układu, przy elementach filtrów dobranych tak, że prąd sieci ma kształt sinusoidalny, przedstawiono na rysunku 7.14. Rysunek 7.15 przedstawia natomiast charakterystyki układu dla najczęściej spotykanego w praktyce przypadku dużych pojemności kondensatorów filtrów w obwodach DC (za prostownikiem wejściowym i wyjściowym). W tym przypadku sprawność układu jest nieco większa, lecz prąd wejściowy nie ma kształtu sinusoidalnego.

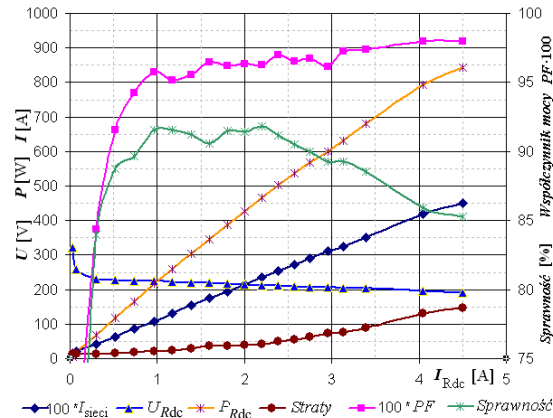
Omawiany układ charakteryzuje się tym, że spełnione są jednocześnie następujące warunki: prąd zasilający ma kształt sinusoidalny bez dodatkowych układów PFC, tranzystory przełączają się przy zerowym napięciu (ZVS) i małym prądzie (quasi-ZCS). Czas narastania (opadania) napięcia na tranzystorach i transformatorze jest (w przybliżeniu) stały i praktycznie nie zależy od chwilowej wartości napięcia sieci oraz obciążenia, dzięki temu konstruktor może w prosty sposób wpływać na poziom generowanych zaburzeń EMI (dobór kondensatora  $C_3$  (7.52) oraz kształt prądu linii zasilającej (dobór kondensatorów  $C_1$ ,  $C_5$  oraz dławików  $L_1$  i  $L_2$ , załącznik 4).



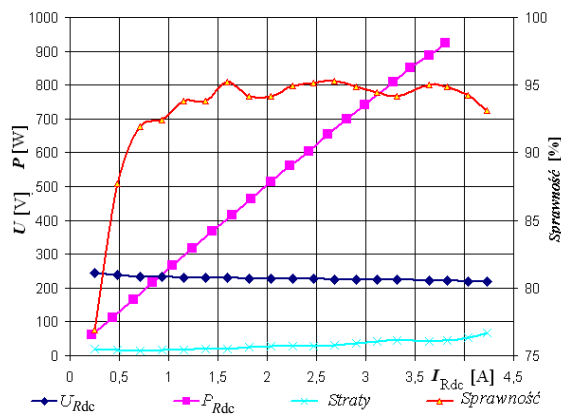
Rys. 7.12. Przebiegi napięć i prądów w układzie przedstawionym na rysunku 7.11: CH1 – napięcie sieci zasilającej, CH3 – prąd sieci, CH2 – prąd uzwojenia pierwotnego transformatora, CH4 – napięcie uzwojenia pierwotnego transformatora (odwrócone)



Rys. 7.13. Prąd (CH2) i napięcie (CH4) na uzwojeniu pierwotnym transformatora dla różnych wartości chwilowych napięcia zasilającego: a) w stanie jałowym, b) przy obciążeniu ok. 800 W



Rys. 7.14. Charakterystyki układu przy sinusoidalnym prądzie wejściowym



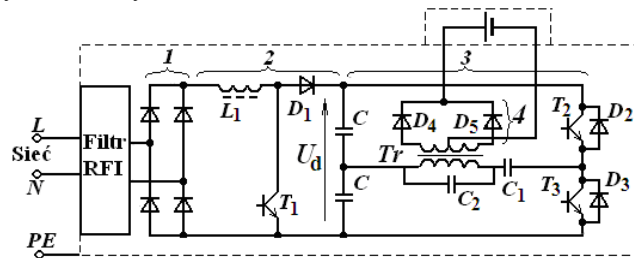
Rys. 7.15. Charakterystyki układu przy dużych wartościach pojemności kondensatorów filtrów na wyjściach prostowników i niesinusoidalnym prądzie wejściowym

Układ ma wysoką sprawność energetyczną w szerokim zakresie zmian obciążenia i mało ustepliwą charakterystykę wyjściową (napięciowo-prądową, rys. 7.14 i 7.15). Zaproponowany sposób regulacji mocy (modulacja PDM z niską częstotliwością lub modulacja rezystancji odbiornika z wysoką częstotliwością) nie zmienia wyżej wymienionych warunków.

Wyniki przedstawione na rysunkach 7.12-7.15 uzyskano korzystając z następujących przyrządów pomiarowych: oscyloskopu Tektronix TPS2024 (4 kanały, 200 MHz, 2 Gs/s); sond: napięciowych (1:10, 150 MHz), napięciowych separacyjnych TTS19001 (1:10, 1:100, 25 MHz), prądowych LEM PR30 (DC – 100 kHz); woltomierzy i amperomierzy laboratoryjnych: elektromagnetycznych LE-1 i LE-3 (kl. 0,5), magnetoelektrycznych LM-1 i LM-3 (kl. 0,5); watomierzy elektrodynamicznych LW-1 (kl. 0,5). Pomiaru indukcyjności i pojemności dokonywano za pomocą miernika CNY41R. Wzorcowany, wielozakresowy multimetr Brymen BM875 służył do sprawdzenia, czy pozostałe mierniki zachowują swoją klasę.

### Inne badania eksperymentalne i zastosowania przemysłowe

Układ do ładowania baterii trakcyjnych samochodu elektrycznego zrealizowany został pod kierunkiem autora w Institut für Stromrichtertechnik und Elektrische Antriebe RWTH Aachen [6, 77, 79, 112, 117, 164]. Uproszczony schemat układu przedstawiony został na rysunku 7.16.



Rys. 7.16. Uproszczony schemat ideowy układu do ładowania baterii akumulatorów trakcyjnych samochodu elektrycznego: 1 – prostownik wejściowy, 2 – przerywacz tranzystorowy, 3 – falownik tranzystorowy, 4 – prostownik wyjściowy

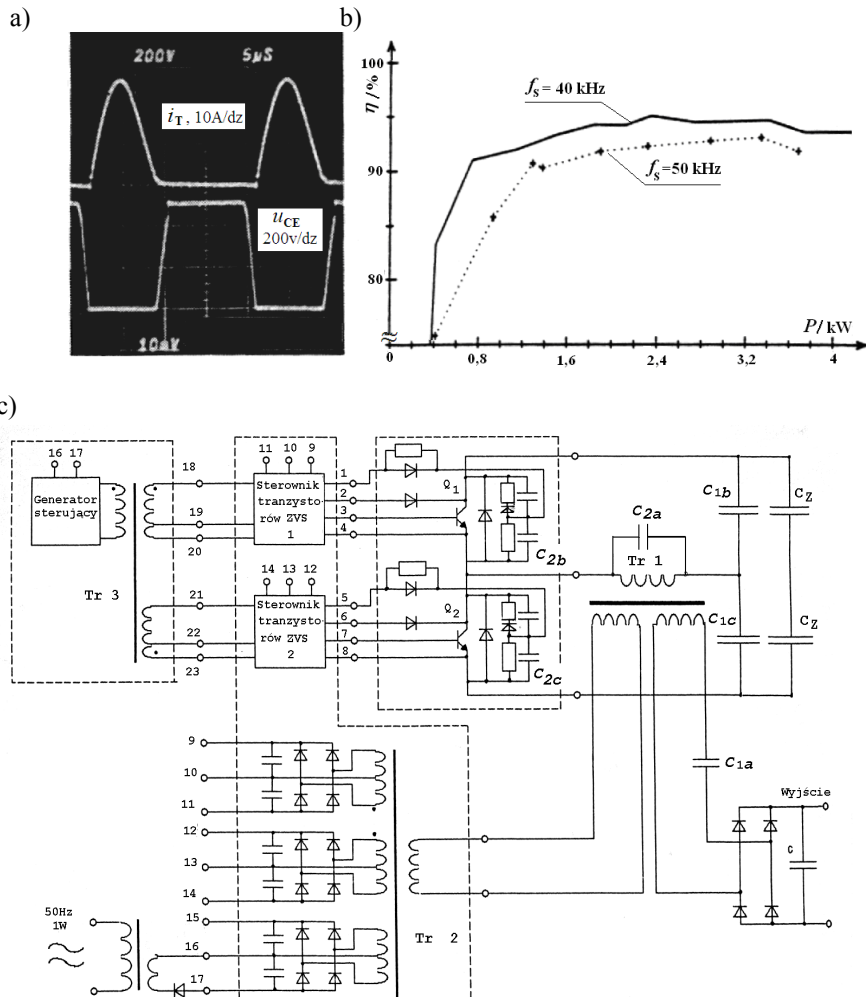
Na rysunku 7.17 przedstawiono natomiast część układu będącą falownikiem z tranzystorami miękko przełączającymi. Punktem wyjścia dla autora były wcześniejsze opracowania układu ładowania baterii trakcyjnej samochodu elektrycznego [5] oraz falownik Royera dużej mocy [32].

Konstrukcja opracowanego układu zapewnia pobór prądu, o kształcie sinusoidy i charakterze rezystancyjnym, z jednofazowej sieci energetycznej. Amplituda prądu wejściowego (kształtowanego przerywaczem) jest określona charakterystykami procesu ładowania zapisanymi w pamięci EPROM. Przekształtnik ten ma moc znamionową 3,5 kW, objętość ok. 10 dm<sup>3</sup> oraz masę poniżej 10 kg. Zastosowane tranzystory wraz z układami odciążającymi komutują przy napięciu w obwodzie pośredniczącym do ok. 800 V, prądach do ok. 40 A i częstotliwości łączeń do ok. 25 kHz dla przerywacza i 40 kHz dla falownika półmostkowego.

W trakcie badań układu, półmostkowy falownik z twardo przełączającymi tranzystorami zastąpiono opracowanym przez autora falownikiem z tranzystorami miękko przełączającymi. Pozwoliło to zwiększyć częstotliwość przełączeń tranzystorów w falowniku do ok. 40 kHz, przy jednoczesnym zmniejszeniu gabarytów i poziomu zaburzeń radioelektrycznych [77, 78, 82].

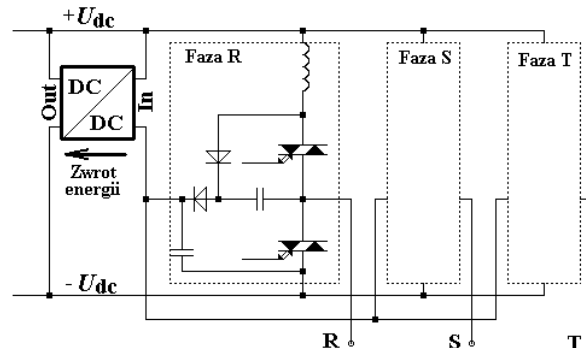
Schemat zastępczy, opis matematyczny oraz przebiegi odpowiadają wcześniej opisanym w tym rozdziale. Istnieją jednak pewne niewielkie różnice wynikające z konstrukcji układu: kondensator  $C_2$  składa się z trzech części ( $C_{2a}$ ,  $C_{2b}$ ,  $C_{2c}$ ), kondensator  $C_1$  także składa się z 3 części, przy czym jedna z nich przeniesiona została na stronę wtórną transformatora  $Tr_1$ .

Tranzystory w tym układzie wraz ze sterownikami mają jednocześnie cechy łączników ZCS i ZVS. Sterowniki tranzystorów oraz przebiegi w tych sterownikach przedstawione zostały w załączniku 5. W celu pobudzenia drgań w układzie wykorzystany jest zasilacz sieciowy o bardzo małej mocy (ok. 1 W). Pobudzony do drgań układ falownika zasila sterowniki tranzystorów oraz generator sterujący przez pomocniczy transformator  $Tr_2$ .



Rys. 7.17. Falownik półmostkowy z łącznikami miękko przełączającymi, będący częścią układu ładowania baterii akumulatorów trakcyjnych samochodu elektrycznego: a) przebiegi prądu i napięcia tranzystora, b) sprawność układu przy częstotliwości 40 kHz oraz 50 kHz w funkcji mocy wyjściowej, c) schemat ideowy obwodu głównego

**Układ do zwrotu energii z sieci odciążającej tyrystory GTO w falowniku lokomotywy elektrycznej.** Prace prowadzone w ISEA RWTH Aachen na rzecz ABB Mannheim miały na celu, m.in., dobór i zaprojektowanie przekształtnika DC/DC do zwrotu energii z niedyssypatywnej sieci odciążającej tyrystory GTO w falowniku lokomotywy elektrycznej (rys. 7.18) [52]. Przy mocy szczytowej 3-fazowego falownika GTO równej 1,125 MW, moc energii przekazywanej przez przekształtnik DC/DC układu odciążającego wynosiła ok. 45 kW. W ramach opracowania dla ABB autor zaprojektował oraz przeprowadził symulację pracy przekształtnika DC/DC zgodnie z przedstawionym w podrozdziale 7.1 opisem matematycznym.



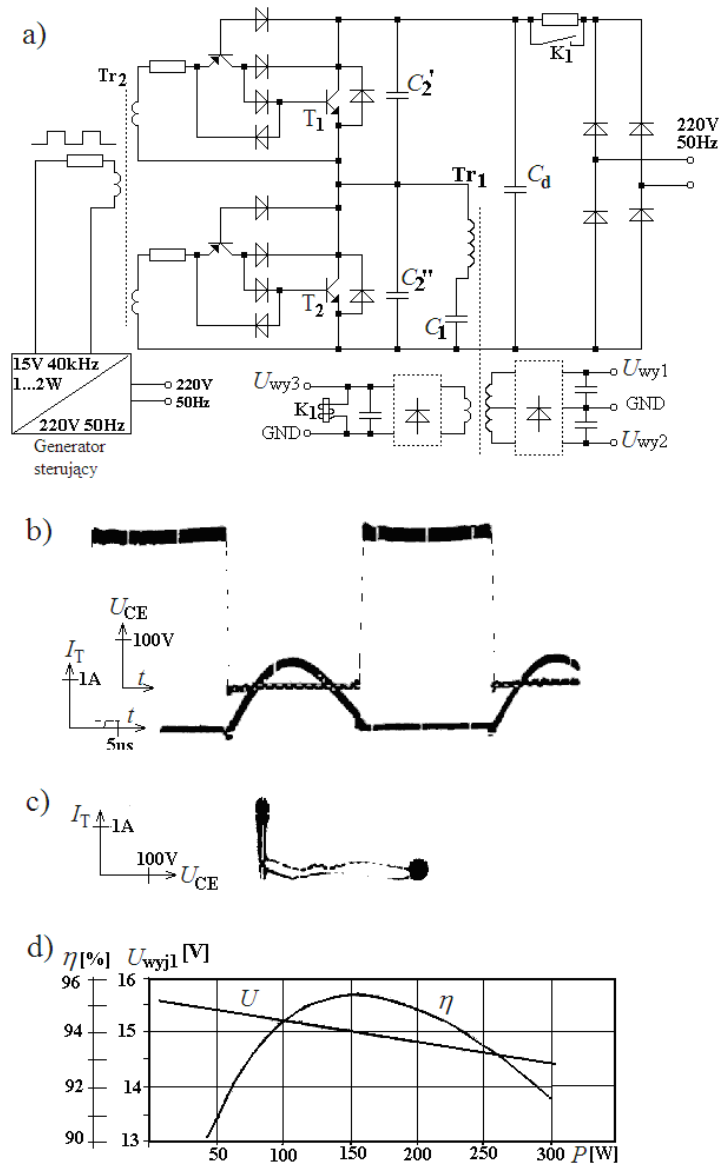
Rys. 7.18. Zastosowanie przekształtnika DC/DC do zwrotu energii z sieci odciążającej tyrystory GTO

**Zasilacz impulsowy małej mocy.** Prowadzone przez autora badania i wdrożenia doprowadziły do opracowania bardzo prostego przekształtnika DC/DC z łącznikami miękko przełączającymi o mocy znamionowej równej 300 W. Schemat układu, przebiegi oraz charakterystyki przedstawiono na rysunku 7.19. Warunkiem rozruchu układu jest rozpoczęcie pracy generatora sterującego przy napięciu obwodu pośredniczącego mniejszym niż napięcie załączania  $U_{zal}$  łączników ZVS. Napięcie w obwodzie pośredniczącym narasta łagodnie ze względu na włączony szeregowo rezystor. Rozruch układu jest zatem bardzo prosty. Po pojawieniu się napięcia na wyjściu układu styki przełącznika (oraz rezystor łagodnego ładowania) zostają zwarte. Sterowniki tranzystorów  $T_1$  i  $T_2$  zapewniają ich pracę w stanie quasi-nasylenia oraz spełnienie warunku WZ1 i WW4 ((7.26) i (7.31)). Napięcie, przy którym załączane są tranzystory główne, zależy od wartości napięcia podanego na transformator pomocniczy  $Tr_2$ . Momenty wyłączenia tranzystorów głównych zsynchronizowane są z prostokątną falą napięcia podanego na transformator pomocniczy. Przekształtniki pracujące w podobny sposób zastosowano m.in. w zasilaczach układów sterowania falowników napędowych o mocy 55 kW (opracowanych przez autora dla Zakładów Urządzeń Okrętowych FAMOR w Bydgoszczy [165]).

#### Podsumowanie podrozdziału 7.1

W przedstawionych powyżej rozważaniach porównano półmostkowe przekształtniki DC/DC z łącznikami przełączającymi twardo oraz miękko (układ rezonansowy). Omówiono zalety pracy układu wykorzystującego rezonans szeregowy oraz sposób sterowania łączników: załączanie przy dostatecznie małym napięciu i wyłączanie przy dostatecznie małym prądzie. Wykazano, że nowy, rezonansowy układ pracuje z bardzo małymi stratami łączeniowymi, uzyskując sprawność wyższą od sprawności układu klasycznego. Punkt pracy tranzystorów w układzie rezonansowym przemieszcza się z dala od granic obszaru bezpiecznej pracy, a poziom generowanych zaburzeń radioelektrycznych niższy jest o ok. 15 dB. Pokazano ponadto, że uzyskane zalety osiągnięte mogą być bez przewymiarowania tranzystorów i transformatora. Konieczne jest jedynie niewielkie zwiększenie sumarycznej wartości pojemności w układzie. Wartość dodatkowych pojemności można jednak zmniejszyć, zwiększając częstotliwość rezonansową  $f_{01}$  i częstotliwość przełączeń.





Rys. 7.19. Zasilacz impulsowy z łącznikami ZCS-ZVS o mocy znamionowej 300 W: a) schemat ideowy, b) przebiegi prądu i napięcia tranzystora, c) obieg punktu pracy tranzystora na płaszczyźnie  $I_T$ - $U_{CE}$ , d) charakterystyka napięcia wyjściowego i sprawności w funkcji mocy wyjściowej

W układzie z komutacją twardą występują bardzo duże stromości prądów i napięć na tranzystorach (rys. 7.9a, b, c). Towarzyszą temu wysokoczęstotliwościowe oscylacje. Są one źródłem silnych zaburzeń radioelektrycznych oraz dodatkowych strat. Prądy pojemnościowe, płynące przez tranzystory, mogą spowodować ich załączenie w sposób niekontrolowany, a w konsekwencji uszkodzenie (zwarcie pochodzące od efektu Mille-

ra). Obieg punktu pracy na płaszczyźnie  $I_T-U_{CE}$  silnie zależy od pojemności i indukcyjności pasożytniczych (konstrukcji mechanicznej). Zmiany konstrukcji mechanicznej spowodować mogą w skrajnym przypadku opuszczenie obszaru SOA przez punkt pracy i zniszczenie tranzystorów. Żadnej z tych wad nie ma nowy przekształtnik rezonansowy (rys. 7.9d, e, f, 7.12b, 7.17a, 7.19b, c). Przebiegi prądu i napięcia tranzystorów mają „spokojny” charakter. Pojemności i indukcyjności pasożytnicze są częścią obwodów rezonansowych. **Straty komutacyjne są zminimalizowane (rys. 7.9f, 7.19c)**. Tak zwany „ogon prądowy” (występujący podczas wyłączania się tranzystora IGBT oraz BJT) w przypadku wyłączania quasi-ZCS jest pomijalny, a punkt pracy przemieszcza się pewnie wewnątrz obszaru SOA, wzdłuż osi prąd-napięcie, nie wchodząc w obszar pracy aktywnej. Do analogicznych wniosków, o pomijalnych stratach komutacyjnych przy jednoczesnym przełączaniu ZVS i quasi-ZCS, można dojść analizując przebiegi charakterystyk energii  $E_{on}$  i  $E_{off}$  traconych podczas komutacji, w funkcji komutowanego prądu [159, 162].

Wersję przekształtnika rezonansowego (zastosowanego do ładowania baterii trakcyjnych samochodu elektrycznego, rys. 7.17c) badano przy częstotliwościach przełączeń 25, 40 i 50 kHz. Przy sterowaniu wykorzystano ostatecznie proste warunki WZ1 i WW4 ((7.26) i (7.31)). Z rysunku 7.17a wynika, że przebiegi prądów i napięć na tranzystorach mają ograniczone stromości, nawet przy znacznych mocach (3,5 kW). Sprawność jest przy tym bardzo wysoka (do ok. 95% przy 40 kHz i ok. 93% przy 50 kHz).

Do podstawowych danych charakteryzujących układ eksperymentalny o mocy znamionowej 3,5 kW (maksymalnej 5 kW) należą:

- stały współczynnik transformacji,
- proste sterowanie,
- brak dodatkowych dławików obwodów rezonansowych i filtrów,
- mała moc bierna kondensatorów obwodów rezonansowych (ok. 10% mocy znamionowej układu),
- możliwość nastawienia stromości narastania napięcia na tranzystorach,
- załączanie tranzystorów przy niewielkim napięciu kolektor-emiter (0-5% napięcia wejściowego),
- wyłączanie tranzystorów przy niewielkim prądzie kolektora (5-10% prądu maksymalnego tranzystora),
- zminimalizowanie strat komutacyjnych (sprawność ok. 93-95%),
- pewna praca tranzystorów wewnątrz obszaru SOA,
- duża wartość iloczynu mocy i częstotliwości:  $P \times f_s = 5 \text{ kW} \times 50 \text{ kHz} = 2,5 \times 10^8 \text{ VA/s}$ ,
- niewymagane przewymiarowanie łączników w porównaniu z analogicznym układem o komutacji twardej (rys. 7.4b,  $f_{01}/f_s \approx 1$ ),
- niski poziom zaburzeń radioelektrycznych (o 10-20 dB niższy dla układu o komutacji miękkiej, rys. 7.10b),
- praca tranzystorów zbliżona do pracy łączników ZVS i jednocześnie ZCS w całym zakresie obciążeń,
- duża gęstość mocy (ok. 1 kW/kg).

Układy o podobnej zasadzie działania znalazły zastosowanie w zasilaczach nowoczesnych urządzeń technologicznych [140].

Interesujące własności ma układ do bezstykowego zasilania urządzeń, z transformatorem o ruchomej części wtórnej (ze szczeliną powietrzną). Charakteryzuje się on

tym, że spełnione są jednocześnie następujące warunki (rys. 7.12 i 7.13): prąd zasilający ma kształt sinusoidalny bez dodatkowych układów PFC, tranzystory przełączają przy zerowym napięciu (ZVS) i małym prądzie (quasi-ZCS), czas narastania (opadania) napięcia na tranzystorach i transformatorze jest (w przybliżeniu) stały i praktycznie nie zależy od chwilowej wartości napięcia sieci oraz obciążenia.

Badania eksperymentalne i symulacyjne potwierdziły poprawność prowadzonych wcześniej rozważań teoretycznych.

## 7.2. Szeregowy falownik rezonansowy z nieliniowym ogranicznikiem napięcia w obwodzie wyjściowym

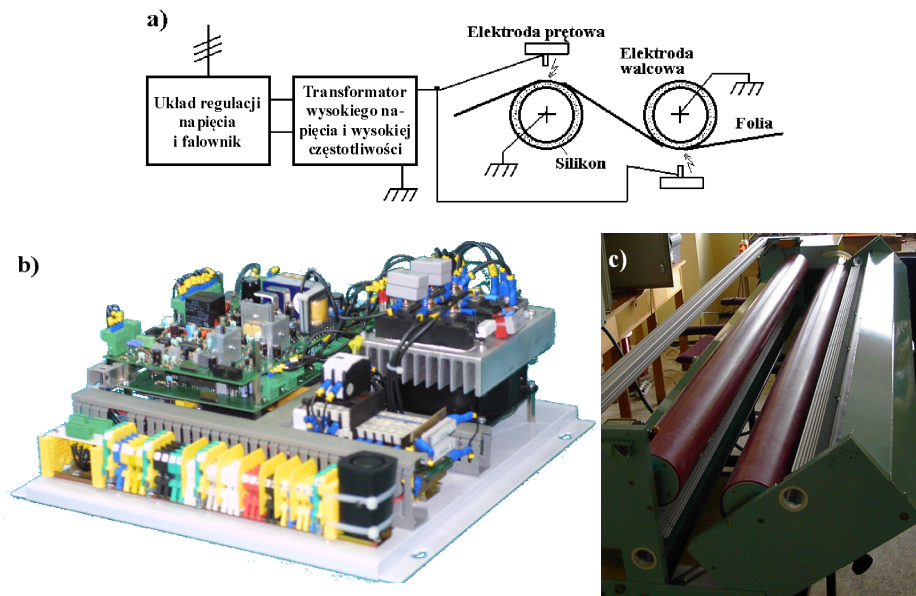
Celem prowadzonych badań było eksperymentalne potwierdzenie opisanych w rozdziale 5 zjawisk zachodzących w falowniku, w którym odbiornik o charakterze ogranicznika napięcia dołączony jest szeregowo-równolegle (hybrydowo) do kondensatorów obwodu rezonansowego. W badaniach eksperymentalnych jako odbiornik wraz z kondensatorami obwodu rezonansowego autor wybrał komorę (z zespołem elektrod), w której występują wyładowania niezupełne. Podyktowane było to zapotrzebowaniem przemysłu na tego rodzaju badania. Urządzenia wykorzystujące wyładowania niezupełne (snopiące) do powierzchniowej obróbki tworzyw, zwane aktywatorami, znajdują zastosowanie w szczególności przy produkcji folii, na której możliwe jest drukowanie oraz jej klejenie. Szeregowo tranzystorowe falowniki rezonansowe zastosowane natomiast zostały przez autora jako generatory w tych urządzeniach technologicznych.

Badania eksperymentalne potwierdziły, że:

- model komory wyładowczej jest prawidłowy,
- przebiegi wartości chwilowych i charakterystyki wybranych wielkości elektrycznych wyznaczone symulacyjnie (przy przyjętym modelu komory) odpowiadają przebiegom i charakterystykom wyznaczonym eksperymentalnie,
- wyznaczone analitycznie częstotliwości graniczne odpowiadają tym częstotliwościom wyznaczonym eksperymentalnie,
- można tak sterować falownikiem, aby tranzystory przełączały w warunkach ZVS i quasi-ZCS,
- nowa metoda regulacji mocy procesu aktywacji polegająca na impulsowej, okresowej zmianie częstotliwości przełączeń tranzystorów wykazuje szereg zalet, w porównaniu z innymi metodami regulacji mocy.

W ramach badań symulacyjnych, eksperymentalnych i przemysłowych zbadano różne sposoby regulacji mocy procesu aktywacji [84, 85, 91, 92, 103-106, 166], za pomocą modulacji: PWM, PFM, PAM, PDM oraz kombinacji PDM z PFM (nowa metoda sterowania falownikiem aktywatora). Obwód główny wykonany był w dwóch wersjach: o nieregulowanym lub regulowanym napięciu zasilającym falownik.

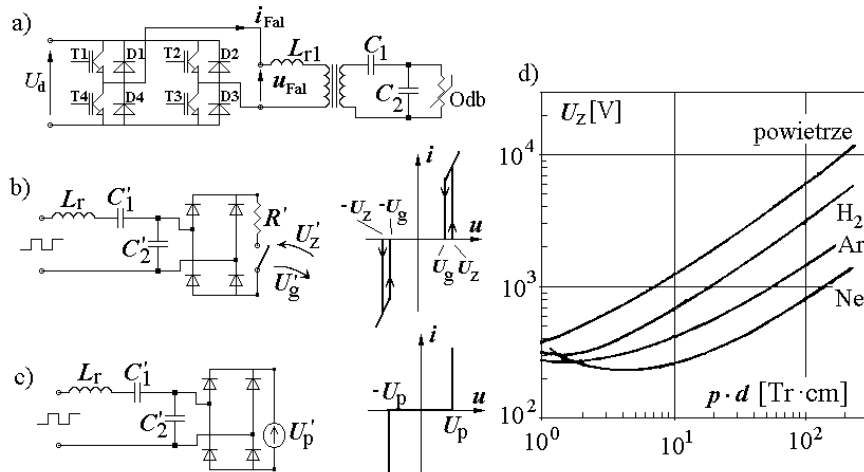
**Opis urządzenia.** Konstrukcję aktywatora [156, 161, 168] folii polietylenowej przedstawiono na rysunku 7.20. Do głównych elementów aktywatora należą: generator wysokiej częstotliwości, transformator wysokiego napięcia oraz zespół elektrod wyładowczych. Wyładowania występują między elektrodą walcową (obrotową) a prętową (nieruchomą). Parametry aktywatorów mieszczą się na ogół w przedziałach: moc – 0,5-10 kVA, częstotliwość – 5-50 kHz, napięcie na elektrodach – 4-20 kV. Generatory opracowane i wdrożone przez autora (rys. 7.20b) odpowiadały powyższym parametrom.



Rys. 7.20. Stanowisko do badania szeregowego falownika rezonansowego zastosowanego w aktywatorze folii polietylenowej: a) schemat blokowy, b) generator – falownik rezonansowy, c) elektrody wyładowcze

Elektrody wyładowcze wraz z dwiema warstwami dielektryka (silikon oraz powietrze) tworzą zespół kondensatorów  $C_1$  (silikon) i  $C_2$  (powietrze). Trzecią warstwą dielektryka jest aktywowana folia. Jest ona dużo cieńsza od pozostałych warstw dielektryka. Utworzony z niej kondensator ma dużo większą pojemność od  $C_1$  i połączony jest szeregowo z  $C_1$ , dlatego może być pominięty w dalszych rozważaniach. Pojemności elektrod oraz indukcyjność rozproszenia transformatora stanowią szeregowy obwód rezonansowy, który można wykorzystać do wspomagania procesów komutacyjnych w falowniku. Opisane wcześniej w literaturze [128] zjawiska elektryczne występujące podczas aktywacji nie uwzględniały zjawisk rezonansowych. Procesy zachodzące w generatorze również nie zostały wystarczająco dokładnie scharakteryzowane dla wyżej opisanego odbiornika.

Na rysunku 7.21 przedstawiono schemat układu z odbiornikiem nieliniowym (modelem komory z wyładowaniem snopiącym). Przyjęto przy tym oznaczenia:  $L_{r1}$ ,  $L_r$  – indukcyjność dławika oraz indukcyjność zastępcza (dławika oraz rozproszeń transformatora),  $C_1$ ,  $C_2$  – pojemności kondensatorów obwodu rezonansowego, Odb – odbiornik nieliniowy,  $U_p$  – napięcie progowe wyładowania.



Rys. 7.21. Falownik rezonansowy w układzie aktywatora folii: a) obwód główny, b), c) schemat zastępczy i charakterystyka odbiornika nieliniowego, d) napięcie zapłonu w funkcji ciśnienia i odległości elektrod [25]

Na rysunkach 7.21b i 7.21c przedstawiono schematy zastępcze i charakterystyki prądowo-napięciowe wyładowania snopiącego w powietrzu. Model wyładowania z rysunku 7.21b uwzględnia fakt, że napięcie zapłonu  $U_z$  większe jest od napięcia gaśnięcia wyładowania  $U_g$ . W rzeczywistości (szczególnie przy długich elektrodach) pojawia się dużo ognisk wyładowań, które powstają i gasną przy różnych wartościach  $U_z$  i  $U_g$ . Nie można więc jednoznacznie określić napięcia zapłonu i gaśnięcia. Ponadto napięcie zapłonu dla napięć dodatnich różni się od napięcia zapłonu dla napięć ujemnych. Celowym staje się więc stosowanie modelu uproszczonego (rys. 7.21c) o jednym napięciu progowym  $U_p$ . Rysunek 7.21d przedstawia przykładową zależność wartości napięcia, przy której rozpoczyna się wyładowanie snopiące w funkcji iloczynu ciśnienia i odległości między płaskimi elektrodami równoległymi (krzywa Paschena) [25, 67]. Na podstawie tej krzywej można zgrubnie oszacować wartość napięcia zapłonu wyładowania.

Jeśli pominiemy indukcyjność główną transformatora, wówczas indukcyjność obwodu rezonansowego wyniesie  $L_r = L_{r1} + L_{\sigma 1} + L_{\sigma 2}'$  ( $L_{\sigma 2}'$  sprowadzono na stronę pierwotną transformatora). Dodatkowy dławik  $L_{r1}$  umożliwia dopasowanie częstotliwości drgań własnych oraz impedancji obwodu rezonansowego do założonego zakresu częstotliwości pracy i przyjętej mocy wyjściowej.

W celu zapewnienia właściwego aktywowania powierzchni, należy doprowadzić do niej strumień energii rzędu 0,65-1,3 kJ/m<sup>2</sup>. Konieczna jest zatem znajomość mocy procesu (7.53), gdzie:  $WD$  – energia przypadająca na jednostkę powierzchni [W · s/m<sup>2</sup>],  $s$  – szerokość materiału [m],  $P_{\text{elektrod}}$  – moc energii dostarczonej do elektrod [W],  $v$  – prędkość linii [m/s],  $n$  – liczba aktywowanych powierzchni,  $W_{\text{elektrod}}$  – energia dostarczona do elektrod w czasie trwania jednego cyklu pracy falownika;  $T_s$ ,  $f_s$  – okres i częstotliwość przełączeń tranzystorów (cyklu pracy falownika). Moc falownika powinna być większa od mocy aktywacji i uwzględniać straty w transformatorze.

$$P_{\text{elektrod}} = WD \cdot s \cdot v \cdot n = W_{\text{elektrod}} / T_s = f_s \cdot W_{\text{elektrod}} = f_s \cdot \int_0^{T_s} u_C(t) i_{C1}(t) dt =$$

$$= 4 \cdot [Q_{\text{max}} - C_2 \cdot (U_{\text{max}} - Q_{\text{max}} / C_1)] \cdot (U_{\text{max}} - Q_{\text{max}} / C_1) \cdot f_s \quad (7.53)$$

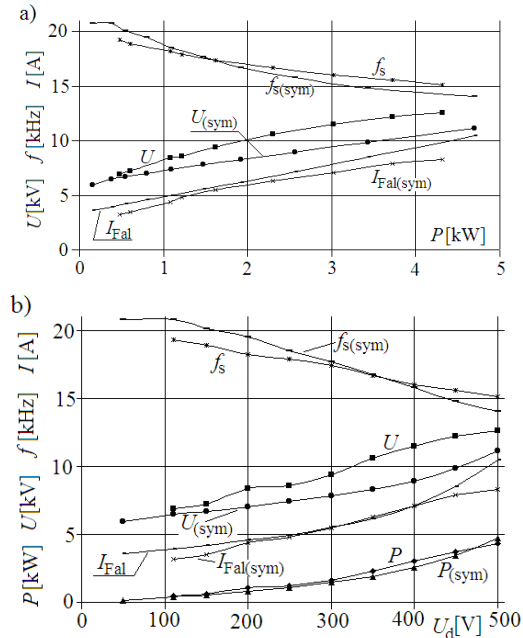
gdzie:  $Q_{\text{max}} = \frac{1}{2} \int_{t_0}^{T_s/2} i_{C1} dt$ ,

- $t_0$  – chwila „przejęcia przez zero” fali prądu elektrod,
- $u_C$  – napięcie na elektrodach,
- $i_{C1}$  – prąd kondensatora  $C_1$  (elektrod),
- $Q_{\text{max}}, U_{\text{max}}$  – amplituda ładunku oraz napięcia na elektrodach.

Prawa strona wzoru (7.53) odpowiada zależności (5.16).

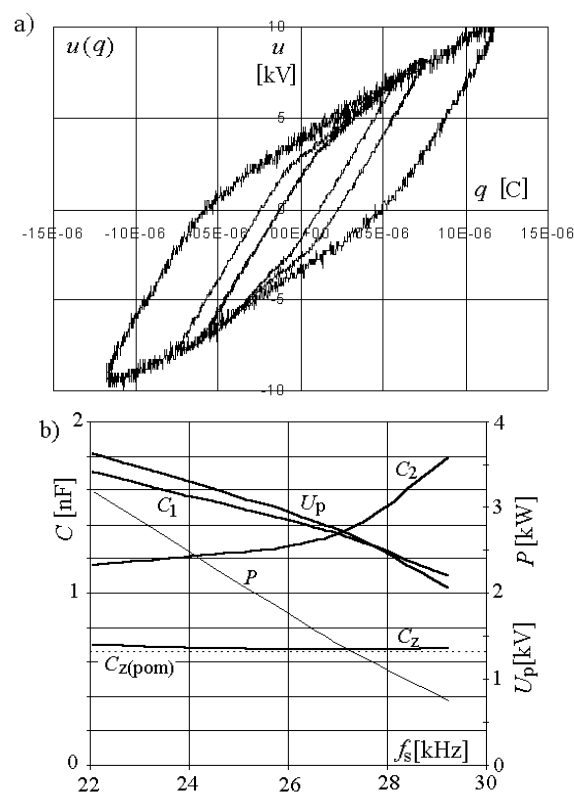
### Wybrane wyniki badań eksperymentalnych

Na rysunku 7.22 przedstawiono eksperymentalne charakterystyki układu rzeczywistego (komora 1) [90, 91]. Regulacja mocy następowała za pomocą zmiany napięcia zasilającego falownik. Na rysunku tym zaznaczono także wyniki symulacji. Oznaczono je indeksem (sym). Zbieżność wyników jest duża, co świadczy o poprawności modelu symulacyjnego opracowanego na podstawie rysunku 7.21c. Przy symulacji przyjęto wartości sprowadzone na stronę pierwotną transformatora:  $u_{\text{Fal}} = \pm 50 - \pm 500$  V,  $L_r = 1,3$  mH,  $C_1 = 200,5$  nF,  $C_2 = 66,8$  nF,  $U_p = 550$  V, przekładnia transformatora  $v = 11,19$ .



Rys. 7.22. Charakterystyki układu rzeczywistego oraz modelu symulacyjnego (komora 1) przy regulacji mocy przez zmianę napięcia zasilającego falownik: a) w funkcji mocy na wejściu falownika, b) w funkcji napięcia zasilającego falownik; ( $f_s > f_{\text{syn}}$ ) i ( $f_s \approx f_{\text{syn}}$ )

Dalsze badania eksperymentalne (rys.7.23) prowadzono w układzie z regulowaną mocą za pomocą zmiany częstotliwości przełączeń  $f_s$ . Napięcie zasilające falownik pozostawało stałe (ok. 510V DC). Parametry komory 2 i transformatora były następujące: zmierzona pojemność zastępcza elektrod  $C_z = 0,665$  nF,  $L_r = 0,83$  mH, przekładnia transformatora  $v = 9,17$  (wałki: 2 szt. 1700 mm,  $\Phi = 100$  mm, izolacja silikonowa Lura-flex 2 mm; elektrody: 2 szt. 1600 mm x 36 mm o profilu zębatym, szczelina ok. 2-4 mm – zęby). Na wyjściu falownika dołączony był szeregowo dodatkowy kondensator  $C_{b1} \approx 400$  nF (niezamieszczony na schemacie z rys. 7.21a, lecz uwzględniony podczas obliczeń i symulacji), blokujący składową stałą napięcia. Wartości  $C_1$ ,  $C_2$  oraz  $U_p$  wyznaczono na podstawie oscylogramów (rys. 7.23a).

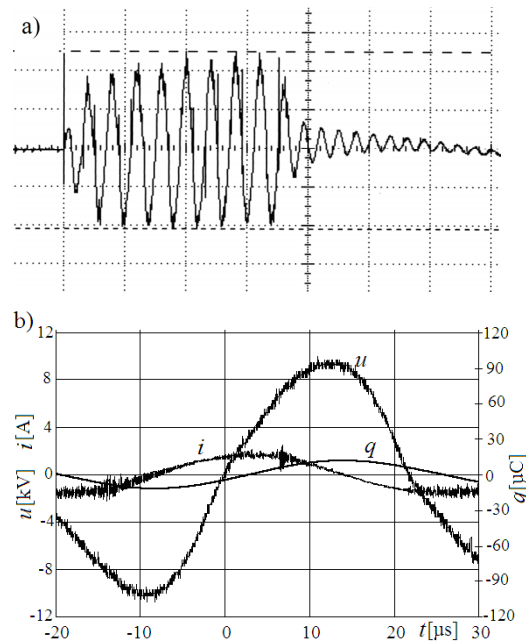


Rys. 7.23. Charakterystyki układu rzeczywistego (komora 2) przy regulacji mocy za pomocą zmiany częstotliwości: a) napięcie na elektrodach w funkcji ładunku dostarczonego do elektrod przy mocach 25, 50, 106% x 3 kW, b) moc, napięcie  $U_p$  oraz pojemności elektrod w funkcji częstotliwości  $f_s$

Wartość napięcia progowego  $U_p$  zależy od stopnia jonizacji gazu. Im krótszy czas na dejonizację (tzn. im większa częstotliwość  $f_s$ , rys. 7.23a i 7.23b), tym większy stopień jonizacji i mniejsze napięcie progowe  $U_p$  ( $U_p \approx$  napięcie zapłonu). Wraz ze zmianami mocy i częstotliwości występują zmiany pojemności zastępczych w modelu elektrod (rys. 7.23b). Zmiany pojemności kondensatora silikonowego  $C_1$  spowodowane mogą

być zmianami temperatury przy różnych mocach procesu. Zmiany pojemności kondensatora powietrznego  $C_2$  wiążą się ze zmianami temperatury oraz stopnia jonizacji powietrza. Im wyższa częstotliwość  $f_s$ , tym większa jonizacja (krótszy czas na dejonizację) i większa pojemność.

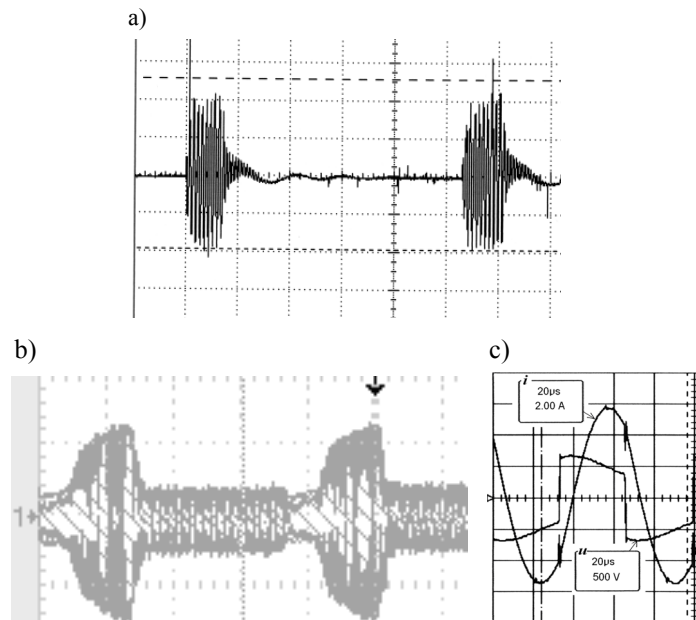
Na rysunku 7.24 przedstawiono przebiegi wybranych wielkości elektrycznych w dwóch różnych układach komór wyładowczych i generatorów. Rysunek 7.24a pokazuje przebieg prądu wyjściowego falownika uzyskany dla komory o mocy znamionowej 1 kW i falownika rezonansowego, w którym dokonuje się regulacji mocy wykorzystując modulację PDM. Układ sterowania tego falownika zbudowany został zgodnie ze schematami blokowymi zamieszczonymi na rysunkach 5.5b i 5.6. Natomiast rysunek 7.24b przedstawia przebiegi dla komory o mocy znamionowej 3 kW i falownika rezonansowego, w którym dokonuje się regulacji mocy w wyniku zmiany częstotliwości przełączeń, zgodnie ze schematem blokowym z rysunku 5.5d. Na podstawie oscylogramów przedstawionych na rysunku 7.24b wykreślono trajektorie  $u(q)$  (rys. 7.23a).



Rys. 7.24. Wybrane przebiegi czasowe wielkości elektrycznych w układach aktywatorów: a) prąd wyjściowy falownika o modulacji PDM:  $i$  [2A/dz],  $f_s = 24$  kHz,  $f_{PDM} = 100$  Hz,  $U_{dc} = 300$  V,  $P = 60$  W,  $P_N = 1$  kW, b) napięcie, prąd i ładunek dla elektrod  $2 \times 160$  cm,  $P = P_N = 3$  kW

Rysunek 7.25 przedstawia przebiegi prądu wyjściowego falownika przy „klasycznej” modulacji PDM oraz modulacji PDM-PFM, która jest zgodna z nową, opracowaną i wdrożoną przez autora [103-106] metodą regulacji mocy falownika aktywatora. Schemat układu sterowania falownikiem odpowiadający za generowanie przebiegu z rysunku 7.25b przedstawiono na rysunku 5.8b.





Rys. 7.25. Przykładowe przebiegi prądu i napięcia wyjściowego falownika: a) prądu dla modulacji PDM, b) prądu dla modulacji PDM-PFM (nowy sposób sterowania), c) prądu i napięcia w rozciągniętej skali czasu, dla przedziału czasu, w którym występują wyładowania snopiące (na wyjściu falownika znajdował się kondensator  $C_{bl}$  blokujący składową stałą napięcia)

Opracowana przez autora nowa metoda PDM-PFM sterowania falownikiem aktywnatora tworzyw sztucznych, z impulsową okresową zmianą częstotliwości, charakteryzuje się doskonałymi własnościami ze względu na jakość procesu technologicznego oraz prostoty obwodu głównego i układu sterowania (tab. 5.1). Zapewnia miękką komutację tranzystorów (ZVS). W tym przypadku nie ma tak rozbudowanych układów sterowania jak dla typowej modulacji PDM. Układ sterowania nie wymaga dodatkowego układu pamiętającego częstotliwość z chwili przed zatrzymaniem pracy falownika oraz układu zliczającego półfale napięcia wyjściowego falownika. Kolejną zaletą jest łatwość adaptacji istniejących układów sterowania PFM do pracy zgodnie z nową metodą (rys. 5.8b).

Badania opisane w podrozdziale 7.2 wykonano przy użyciu tych samych przyrządów pomiarowych, co przy badaniach układu przekształtnika DC/DC do bezstykowego zasilania urządzeń (podrozdz. 7.1). Ze względu na obecność wysokich napięć użyto dodatkowo sondy oscyloskopowej WN typu HVP-15HF (15 kV, 50 MHz) oraz woltomierza elektrostatycznego.

### Podsumowanie podrozdziału 7.2

Kształty przebiegów uzyskanych eksperymentalnie (rys. 7.23a) i symulacyjnie (rys. 5.9b) świadczą, że przyjęty model komory wyładowczej (rys. 5.1b, 7.21c) i wyładowania jest poprawny. Amplituda wysokoczęstotliwościowych oscylacji napięcia na elektrodach jest niewielka w porównaniu z amplitudą tego napięcia. Pochylenie przebiegów  $u(q)$  jest przedziałami stałe.

Modele symulacyjne oraz matematyczne (rozdz. 5) są wystarczająco dobre do zastosowań praktycznych. Wyznaczone analitycznie częstotliwości graniczne, przy których pojawiają się wyładowania, zgodne są z wyznaczonymi symulacyjnie (rys. 5.10d) i eksperymentalnie. Rozbieżność wyników wynosiła od kilku do kilkunastu procent. Istotne przy projektowaniu generatora jest wyznaczenie parametrów komory wyładowczej i mocy procesu (na podstawie trajektorii  $u(q)$ , rys. 7.23a), częstotliwości  $f_{sgr1}$ ,  $f_{sgr2}$ ,  $f_{min}$ ,  $f_{max}$ , jak również znajomość kształtu charakterystyk przedstawionych na rysunku 7.23b.

Autor opracował szereg układów sterowania falownikiem rezonansowym stosowanym w aktywatorach folii z tworzywa sztucznego. Układy te umożliwiają regulację mocy dostarczonej do elektrod przy jednoczesnym stworzeniu warunków do miękkiej komutacji w całym zakresie regulacji. Układy te mają zabezpieczenia przed przeciążeniem i wyładowaniem łukowym, kontrolę ruchu folii, blokady zewnętrzne, zadawanie mocy z przetwornika szybkości procesu. Wszystkie z wymienionych wyżej układów zostały zbadane symulacyjnie i eksperymentalnie przez autora, przy czym:

- układy o regulacji mocy za pomocą zmiany napięcia zasilającego falownik produkowane były jako układy przemysłowe o mocy do 8 kW i zakresie regulacji od ok. 20 do 100%  $P_N$ ,
- układy wykorzystujące modulację PDM były prototypami laboratoryjnymi o mocy do 1 kW i zakresie regulacji od ok. 1 do 100%  $P_N$  przy bardzo równomiernym rozłożeniu wyładowań,
- układy wykorzystujące modulację PFM produkowane są obecnie o mocy do 8 kW i zakresie regulacji od ok. 10 do 100%  $P_N$ ,
- układy o regulacji mocy za pomocą modulacji PDM i jednocześnie PFM (nowe metody sterowania falownikiem aktywatora) produkowane są obecnie o mocy do 8 kW i zakresie regulacji od ok. 5 do 100%  $P_N$ ; o zaletach tego sposobu regulacji świadczą dane zamieszczone w tabeli 5.1.

Przełączanie przy częstotliwości  $f_s > f_{syn}$  umożliwiło miękką komutację tranzystorów w technice ZVS. Ze względu na minimalizację strat komutacyjnych optymalnym było równoczesne spełnienie warunków:  $f_s > f_{syn}$  i  $f_s \approx f_{syn}$  tak, jak opisano to w podrozdziale 6.2. W tych warunkach zachodzi komutacja ZVS i quasi-ZCS, a wówczas tak zwany „ogon prądowy” (podczas wyłączania się tranzystora IGBT) jest pomijalny. Natomiast, gdy nie występowało przełączanie ZVS i quasi-ZCS, obecność „ogona prądowego” zwiększała nieco straty komutacyjne. Podczas regulacji mocy wyłączany przez tranzystor prąd przyjmował różne wartości (rys. 5.10b, d). Dla różnych wyłączanych prądów zmianie ulegał czas  $\Delta t_k$  przeładowania kondensatorów bezstratnego układu odciążającego (dołączonych równolegle do tranzystorów, jak na rysunku 1.2d). Jeśli zapewniony był właściwy czas  $\Delta t_k$  dla maksymalnego wyłączanego prądu (uwzględniający czas wyłączania tranzystora i obecność „ogona prądowego”), to dla minimalnego wyłączanego prądu czas ten był zbyt długi (rys. 6.3e). Podobnie, jeśli zapewniony został właściwy czas komutacji przy minimalnym wyłączanym prądzie, czas ten był zbyt krótki przy prądzie maksymalnym. Wybór kondensatorów układu dociążającego był zatem kompromisem. „Ogon prądowy” i problemy z nim związane nie występowały w przypadku zastosowania tranzystorów polowych, wówczas jednak zwiększały się znacznie straty mocy związane ze stanem przewodzenia.

Jednym z celów przyszłych prac badawczych autora będzie opracowanie topologii falownika rezonansowego, w którym kondensatory bezstratnego układu odciążającego łączników ZVS będą przełączane. W ten sposób, dla różnych wartości komutowanych prądów, do tranzystorów IGBT dołączane będą kondensatory o różnych pojemnościach. Zapewni to stałą w przybliżeniu wartość czasu przeładowania tych kondensatorów i wyeliminuje w znacznym stopniu wpływ „ogona prądowego” na straty komutacyjne.

### 7.3. Szeregowy falownik rezonansowy z układem powielacza napięcia

Urządzenia przemysłowe służące do ładowania (rozładowywania) elektrostatycznego wykorzystują powielacze napięcia, na wejściu których znajduje się transformator wysokiego napięcia. Indukcyjności rozproszenia transformatora oraz pojemności układu powielającego tworzą szeregowy obwód rezonansowy z przełączanymi kondensatorami.

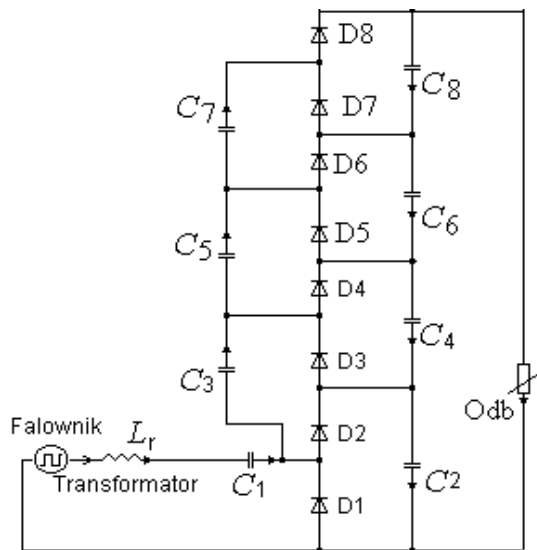
Działanie układów powielających zasilanych ze źródła napięcia sinusoidalnego jest ogólnie znane. Jednak w przypadku, gdy powielacz zasilany jest z falownika o prostokątnym napięciu wyjściowym i częstotliwości od kilku do kilkudziesięciu kHz występują inne procesy elektromagnetyczne, dotychczas bardzo nielicznie opisywane w literaturze [43].

Celem prowadzonych badań było pogłębienie wiedzy na temat tych procesów oraz zaprojektowanie i wykonanie układów eksperymentalnych, w których tranzystory falownika przełączane są w warunkach ZVS lub w warunkach najbardziej korzystnych – ZVS i quasi-ZCS.

Badania rozpoczęto od przeprowadzenia symulacji komputerowej, podczas której wyznaczono: przebiegi wartości chwilowych prądu i napięcia wyjściowego falownika, sekwencję występowania stanów i odpowiadających im schematów zastępczych (MSKS), charakterystyki zewnętrzne.

Schemat ideowy powielacza zasilanego z falownika napięcia przez transformator zamieszczony jest na rysunku 7.26. Falownik przedstawiono jako źródło o prostokątnym kształcie przebiegu czasowego napięcia. Transformator reprezentowany jest jedynie przez sumę indukcyjności rozproszenia strony pierwotnej i wtórnej. Założono, że prąd powielacza jest dużo większy od prądu magnesowania transformatora i pominięto indukcyjność główną transformatora. Parametry falownika i transformatora sprowadzone zostały na stronę uzwojenia wtórnego transformatora. Jako przykład powielacza przedstawiono układ zbudowany z 8 diod i 8 kondensatorów.

Wyniki badań symulacyjnych posłużyły do budowy układów eksperymentalnych, wdrożonych w urządzeniach ładowania elektrostatycznego przy produkcji kabli energetycznych (dla kilku polskich fabryk kabli) [171] oraz w urządzeniu do elektrostatycznej segregacji materiałów sypkich (w Instytucie Inżynierii Materiałów Polimerowych i Barwników w Toruniu) [109].



Rys. 7.26. Uproszczony schemat ideowy powielacza zbudowanego z 8 diod i 8 kondensatorów, zasilanego z falownika przez transformator

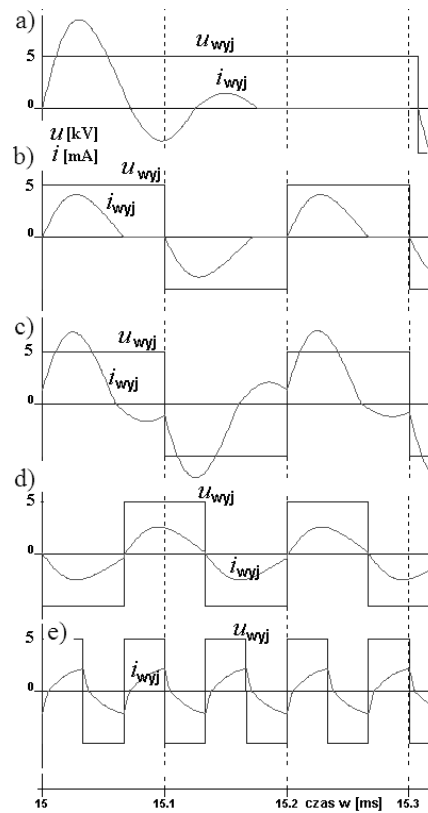
### Wyniki badań i wnioski

Szeregowy obwód rezonansowy utworzony jest z indukcyjności rozproszonych transformatora i przełączanych diodami kondensatorów. Może on zachowywać się w różny sposób, w zależności od obciążenia (prądu ulotu) oraz częstotliwości napięcia wyjściowego falownika. Na rysunku 7.27 przedstawiono przebiegi napięcia i prądu wyjściowego falownika (sprowadzone na stronę uzwojenia wtórnego transformatora) w różnych warunkach pracy. Założono przy tym, że napięcie wyjściowe falownika ma kształt prostokątny o maksymalnym, 50% wypełnieniu.

Sposoby regulacji mocy oraz zjawiska związane z komutacją są analogiczne do opisanych w podrozdziale 5.2 i rozdziale 6. Regulacja mocy odbywać się może w zakresie:

- częstotliwości mniejszych od częstotliwości drgań własnych  $f_s < f_{wl}$  (rys. 7.27a, b, c),
- częstotliwości w przybliżeniu równych i jednocześnie większych od częstotliwości drgań własnych  $f_s \approx f_{wl}$  i  $f_s > f_{wl}$  (rys. 7.27d),
- częstotliwości większych od częstotliwości drgań własnych  $f_s > f_{wl}$  (rys. 7.27e).

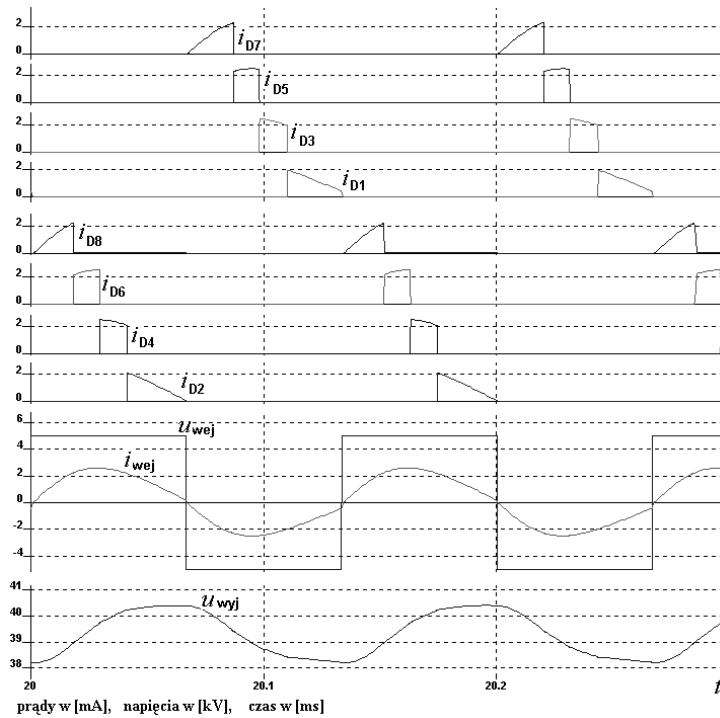
Przy modulacji PFM i niskich częstotliwościach napięcia wyjściowego falownika ( $f_s < f_{wl}$ ) transformator ulec może nasyceniu. Ponadto można zaobserwować wzrost amplitudy prądu tranzystorów. Regulacja mocy za pomocą zmiany częstotliwości w zakresie  $f_s > f_{wl}$  jest korzystniejsza. Spełnione są warunki do pracy tranzystorów jako łączników ZVS. Jeśli sterowanie gwarantować będzie, że układ nie przejdzie do pracy w zakresie  $f_s \leq f_{wl}$ , wówczas zastosować można charakterystyczne dla łączników ZVS bezstratne układy odciążające przy wyłączaniu – kondensatory dołączone równolegle do tranzystorów.



Rys. 7.27. Przebiegi wartości chwilowych napięcia i prądu wyjściowego falownika obciążonego transformatorem i powielaczem w różnych warunkach pracy: a), b), c)  $f_s < f_{wb}$  przy różnych wartościach prądu obciążenia, d)  $f_s \approx f_{wl}$  i  $f_s > f_{wb}$ , e)  $f_s > f_{wl}$

Sposób sterowania, dla którego przebiegi prądu i napięcia wyjściowego falownika przedstawiono na rysunku 7.27d zapewnia minimalizację prądu tranzystorów oraz strat mocy podczas przewodzenia i przełączania. Tranzystory pracować mogą jako łączniki ZVS i quasi-ZCS (podrozdz. 6.2). Prąd wyjściowy falownika jest ciągły i nie zmienia kierunku w ciągu każdego z półokresów. Częstotliwość napięcia wyjściowego falownika zmienia się wraz ze zmianami obciążenia (Load-Adaptive PFM). Regulacja mocy, w tym przypadku, odbywać się może jedynie za pomocą zmiany napięcia zasilającego falownik (PAM) lub modulacji PDM.

Z uwagi na szereg zalet bardziej szczegółowo omówiony zostanie przypadek przedstawiony na rysunku 7.27d. W czasie trwania cyklu pracy wyróżnić można wówczas 8 przedziałów czasowych. Na rysunku 7.28 przedstawiono przebiegi prądu i napięcia wejściowego układu złożonego z transformatora i powielacza ( $i_{wej}$ ,  $u_{wej}$ ), napięcia wyjściowego powielacza ( $u_{wyj}$ ) oraz prądów diod ( $i_{D1} - i_{D8}$ ). Przedziałom przewodzenia poszczególnych diod (rys. 7.28) odpowiadają schematy zastępcze z rysunku 7.29.



Rys. 7.28. Przebiegi prądu i napięcia wejściowego układu złożonego z transformatora i powielacza ( $i_{wej}$ ,  $u_{wej}$ ), napięcia wyjściowego powielacza ( $u_{wyj}$ ) oraz prądów diod  $D_1 \dots D_8$

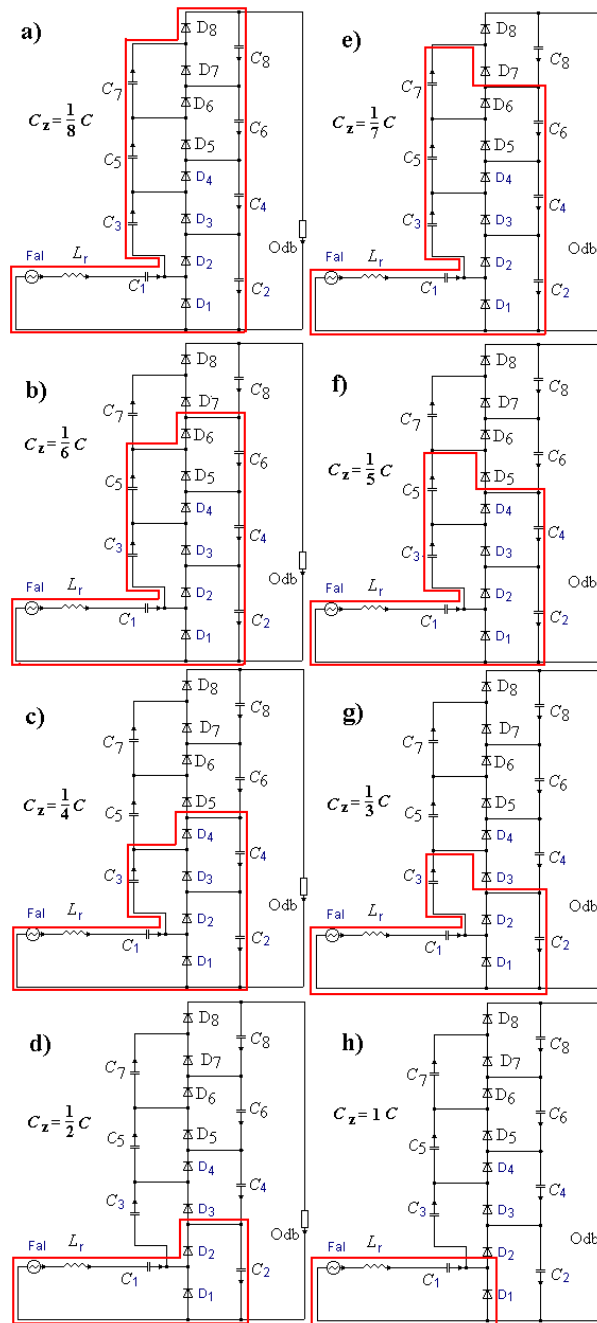
Na rysunku 7.29 zaznaczono pogrubioną linią obwody, w których zachodzą zjawiska związane z rezonansowym przeładowaniem elementów  $L$ - $C$ . W czasie jednego okresu pracy falownika wyróżnić można przedziały czasowe, w których zastępcza pojemność  $C_z$  połączona szeregowo z indukcyjnością rozproszenia transformatora wynosi:

$$C_z = C/8, C/6, C/4, C/2 \quad (7.54a)$$

dla dodatniej półfali prądu, lub

$$C_z = C/7, C/5, C/3, C/1 \quad (7.54b)$$

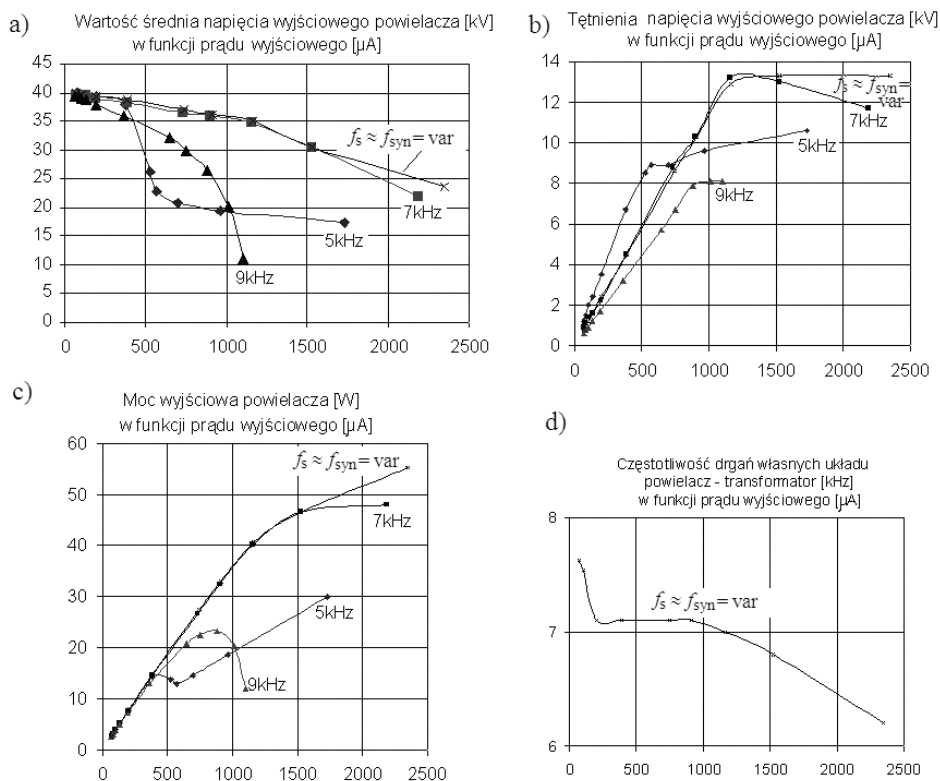
dla ujemnej półfali prądu.



Rys. 7.29. Schematy zastępcze układu powielającego z transformatorem i falownikiem odpowiadające stanom przewodzenia poszczególnych diod, w których zachodzą zjawiska związane z rezonansowym przeładowaniem elementów  $L$ - $C$ : a)÷d) dla dodatniej półfali prądu wyjściowego falownika, e)÷h) dla ujemnej półfali prądu

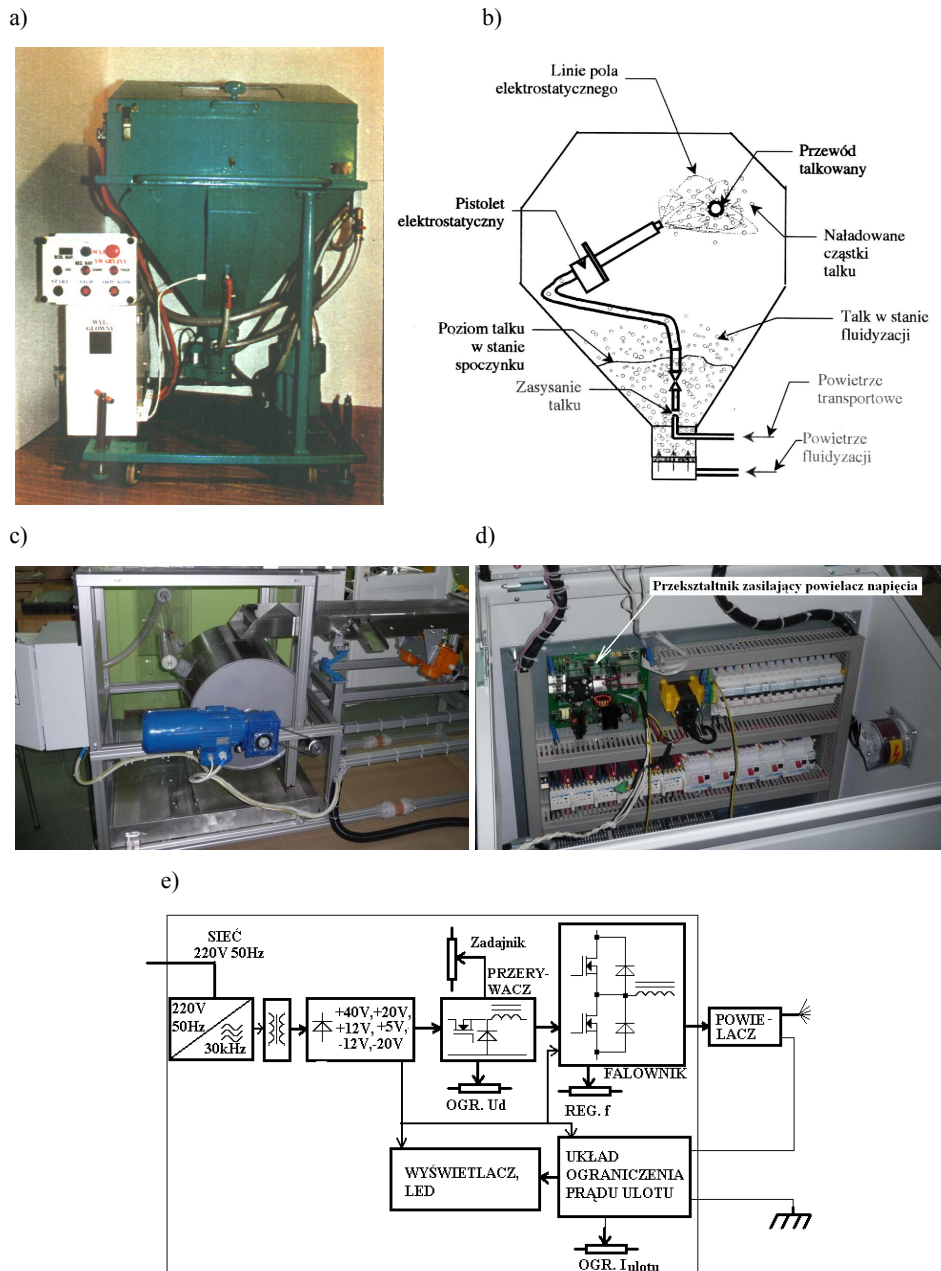
Na uwagę zasługuje fakt, że dla powielacza z 6 kondensatorami i 6 diodami wyodrębnić można było 6 przedziałów czasowych, w których zastępcze pojemności wynosiły odpowiednio:  $C_z = C/6, C/4, C/2$  (dla dodatniej półfali prądu) oraz  $C_z = C/5, C/3, C/1$  (dla ujemnej półfali prądu). Podobnie, dla powielacza złożonego z 4 kondensatorów i 4 diod występowały 4 przedziały czasowe, w których pojemności zastępcze wynosiły:  $C_z = C/4, C/2$  (dla dodatniej półfali prądu) oraz  $C_z = C/3, C/1$  (dla ujemnej półfali prądu).

Na rysunku 7.30 przedstawiono uzyskane w wyniku symulacji komputerowej charakterystyki układu złożonego z falownika, transformatora i 8-stopniowego powielacza (rys. 7.26). Do symulacji przyjęto dane z układu rzeczywistego:  $C_1 \div C_8 = 100 \text{ pF}$ ,  $L_r = 20 \text{ H}$  (sprowadzona na stronę wysokonapięciową transformatora), przekładnia transformatora  $\nu = 5000/10$ .



Rys. 7.30. Charakterystyki układu powielającego z transformatorem i falownikiem uzyskane w wyniku symulacji komputerowej: wartość średnia napięcia wyjściowego – a), napięcie tętnień – b), moc wyjściowa – c) oraz częstotliwość drgań własnych układu powielacz – transformator d) w funkcji prądu ulotu





Rys. 7.31. Widok urządzeń do elektrostatycznego talkowania (a, b) oraz do segregacji materiałów sypkich (c, d), w których zastosowano szeregowy falownik rezonansowy z układem powielacza napięcia o strukturze z rysunku (e)

Z przedstawionych charakterystyk wynika, że:

- charakterystyka średniego napięcia wyjściowego powielacza jest najmniej ustępliwa dla pracy falownika z częstotliwością drgań własnych układu (Load-Adaptive PFM); w praktyce jest to częstotliwość nieco wyższa, co zapewnia pracę tranzystorów jako łączników ZVS, w stanie jałowym napięcie wyjściowe powielacza równe jest:

$$U_{\text{wyj\_pow}} = |U_{\text{wyj\_fal}}| \cdot \mathcal{G} \cdot n \quad (7.55)$$

gdzie:  $U_{\text{wyj\_fal}} = \pm U_d/2$  dla układu półmostkowego lub  $U_{\text{wyj\_fal}} = \pm U_d$  dla układu mostkowego,

$U_d$  – napięcie zasilania falownika,

$\mathcal{G}$  – przekładnia transformatora,

$n$  – liczba stopni powielacza,

- maksymalną moc wyjściową uzyskuje się przy pracy falownika z częstotliwością drgań własnych układu,
- częstotliwość drgań własnych układu zależna jest od pojemności kondensatorów powielacza oraz indukcyjności rozproszenia transformatora i jest funkcją obciążenia,
- w okresie cyklu pracy układu, z indukcyjnością rozproszenia transformatora połączone są szeregowo kondensatory od 1 do  $n$  (ilość stopni powielających), częstotliwość drgań własnych  $f_{\text{wl}}$  układu oszacować można z zależności:

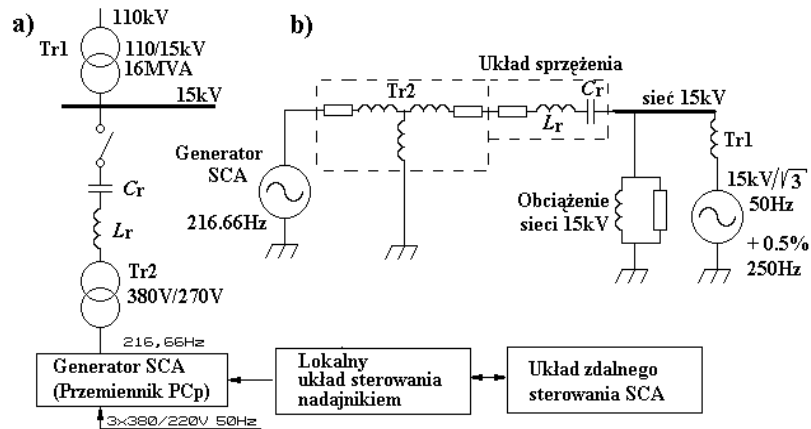
$$\frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C}} < f_{\text{wl}} < \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C/n}} \quad (7.56)$$

Na rysunkach 7.31a, b przedstawiono fotografię oraz szkic ilustrujący zasadę działania urządzenia do talkowania elektrostatycznego stosowanego przy produkcji kabli [171]. Na rysunku 7.31c, d umieszczono natomiast fotografię urządzenia do elektrostatycznej segregacji materiałów sypkich [109]. Schemat blokowy układu przekształtnikowego, opracowanego i zastosowanego przez autora w tych urządzeniach, zamieszczony został na rysunku 7.31e. W falowniku rezonansowym zastosowano modulację Load-Adaptive PFM (rys. 7.27d). Regulacji mocy dokonywano wykorzystując zmiany napięcia zasilającego falownik za pomocą przerywacza.

#### 7.4. Generator SCA do regulacji obciążenia systemu elektroenergetycznego

Celem prowadzonych przez autora prac projektowo-badawczych było opracowanie i wykonanie eksperymentalnego 3-fazowego falownika napięcia, będącego generatorem SCA, współpracującym z transformatorem NN/ŚN i szeregowym filtrem rezonansowym 216,66 Hz (rys. 7.32).

Sterowanie częstotliwością akustyczną (SCA) stosowane było do regulacji obciążenia systemu energetycznego [158] i rozpowszechnione w wielu krajach Europy. Zasada działania systemu SCA polega na dodaniu do napięcia sieci kodowanego sygnału o częstotliwości akustycznej. Po odebraniu i zdekodowaniu przez odbiornik sygnał SCA wykorzystywany jest do sterowania. Umożliwia on zdalne przełączanie taryf, załączanie i wyłączanie odbiorników (oświetlenie ulic, interwencyjne wyłączanie linii systemu), kształtowanie krzywej obciążenia, itp.

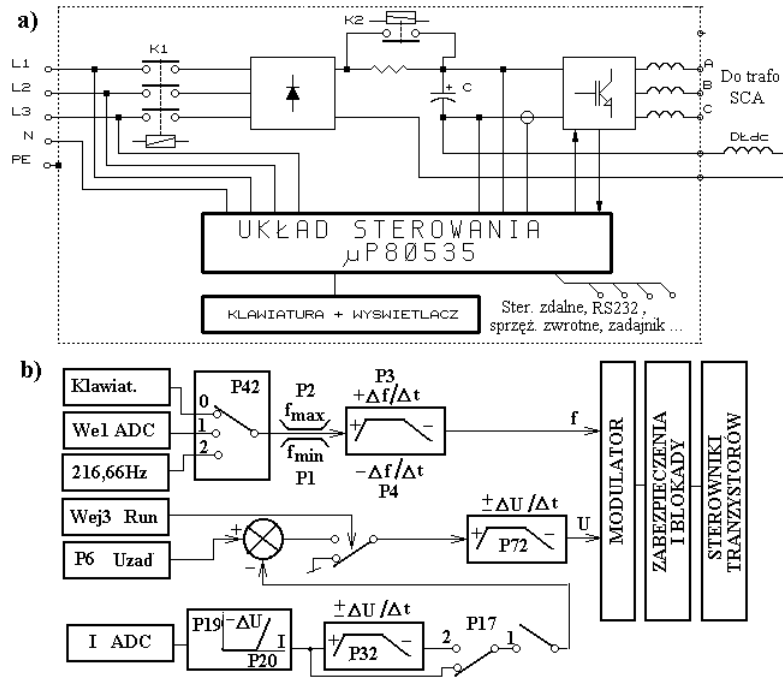


Rys. 7.32. Schemat blokowy – a) oraz schemat zastępczy – b) układu nadajnika SCA włączonego do systemu elektroenergetycznego

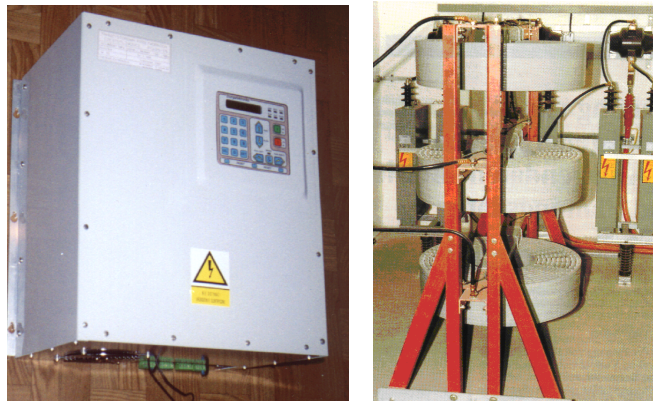
Opracowany przez autora [81] pod koniec lat 90. generator miał wiele układów ochronno-zabezpieczających, jak np.: układ ograniczenia prądowego, aktywne zabezpieczenie zwarciove, zabezpieczenie nad- i podnapięciowe, układ obliczający tzw. „całkę cieplną”, układ łagodnego startu, łagodnego zatrzymania i inne.

Schemat blokowy generatora przedstawiony został na rysunku 7.33. Do budowy generatora zastosowano wcześniej opracowany przez autora (i wówczas produkowany) przełącznik napędowy. W przełączniku tym zmodyfikowano część struktury układu sterującego, zgodnie ze schematem zamieszczonym na rysunku 7.33b. Była to struktura programowalna z poziomu klawiatury lub komputera PC. Wprowadzenie nowej wartości parametru oznaczało zmianę struktury lub wartości zmiennej, np. parametr P42 = 0 lub = 1 umożliwiał badanie i strojenie obwodów rezonansowych. W przypadku P42 = 2 generator pracował ze stałą, znormalizowaną częstotliwością równą 216,66 Hz. Parametry P1 i P2 umożliwiały – podczas badań – wybór zakresu częstotliwości. Parametry P3, P4, P32, P72 odpowiedzialne były za stromości narastania lub opadania napięcia oraz częstotliwości wyjściowej. Parametry P19 i P20 umożliwiały nastawę ograniczenia prądowego. Sterowanie falownikiem (PWM) nie gwarantowało miękkiej komutacji tranzystorów. Nie miało to jednak w tym przypadku większego znaczenia, z uwagi na stosunkowo niską częstotliwość przełączeń tranzystorów falownika (ok. 2 kHz).

Fotografię urządzeń eksperymentalnego układu SCA przedstawiono na rysunku 7.34. Opracowany generator tranzystorowy był konkurencyjny w stosunku do spotykanych wówczas innych generatorów SCA, w szczególności generatorów tyrystorowych. System ten przeszedł pozytywne badania (zainstalowano go do celów prób w GPZ Strzelno), lecz nie wdrożono go do produkcji z uwagi na powstającą bardzo silną konkurencję systemów sterowania radiowego. Systemy SCA w chwili obecnej nie są produkowane i zastępuje się je urządzeniami wykorzystującymi do celów komunikacji fale radiowe (GSM).



Rys. 7.33. Schemat blokowy przemiennika – a) oraz schemat blokowy układu sterowania generatora SCA – b)



Rys. 7.34. Elementy systemu SCA: a) generator – falownik [81], b) cewki i kondensatory obwodu rezonansowego

## 8. PODSUMOWANIE

Rozprawę poświęcono tranzystorowym falownikom napięcia z szeregowymi obwodami rezonansowymi. Szczególnie skoncentrowano się na procesach komutacyjnych zachodzących w tych układach oraz problematyce kształtowania charakterystyk wyjściowych. Dla wszystkich falowników wraz z obwodami wyjściowymi, których właściwości były analizowane, opracowano odpowiednie modele symulacyjne. Przeprowadzono analizę pracy tych falowników przy różnych rodzajach obciążeń i różnych metodach sterowania oraz dokonano weryfikacji wyników za pomocą symulacji komputerowych. Wybrane wyniki analizy i symulacji zweryfikowano eksperymentalnie. Wyniki badań pozwoliły na wyznaczenie zależności przydatnych do projektowania układów, a także do oceny ich własności. Układy eksperymentalne posłużyły do opracowania szeregu urządzeń wdrożonych w przemyśle.

Praca stanowi kompendium informacji na temat tranzystorowych falowników z szeregowymi obwodami rezonansowymi. Szczegółowe wnioski wynikające z kolejno analizowanych zagadnień zamieszczono w podsumowaniu poszczególnych rozdziałów i podrozdziałów.

W **rozdziale 1** przedstawiono klasę układów będących przedmiotem rozprawy, podstawowe ich właściwości i obszary zastosowań. Zaprezentowano stan dotychczasowej wiedzy w zakresie przedmiotu pracy oraz rys historyczny wybranych zastosowań. W rozdziale tym przedstawiono cel i zakres pracy, zagadnienia nierozwiązane oraz wymagające pogłębienia teorii i działań poprawiających właściwości analizowanych układów.

Określono także, które spośród łączników miękko przełączających (CB-ZVS, VB-ZVS, CB-ZCS, VB-ZCS) mogą być zastosowane w rozważanych typach przekształtników. Analizując kształty przebiegów prądów i napięć w szeregowych falownikach rezonansowych zrezygnowano z łączników VB dla tych falowników, ze względu na możliwość wystąpienia przepięć przy wymuszonym wyłączeniu łączników i braku diod zwrotnych. Dalsza analiza prowadzona była więc dla szeregowych falowników z łącznikami CB-ZVS lub CB-ZCS. Na podstawie podobieństwa przebiegów wykazano także dualizm prądów i napięć dla różnych, badanych typów przekształtników.

W **rozdziałach 2 i 3** scharakteryzowano błędy, które powstają przy analizie szeregowych falowników rezonansowych metodą AC dla podstawowej harmonicznej. Główne założenia w tej analizie polegały na przyjęciu sinusoidalnych kształtów prądów i napięć w układzie. Było to równoważne ze stwierdzeniem, że częstotliwość przełączeń  $f_s$  jest w przybliżeniu równa częstotliwości rezonansowej, a dobroć obwodu rezonansowego jest dostatecznie duża. Ponadto odbiornik nieliniowy zastępowano liniowym. Nasuwają się więc pytania, jakie błędy powstają przy tej analizie (w szczególności dla małych dobroci obwodu rezonansowego, odbiornika z prostownikiem i modulacji PFM) i czy nie zatracona została istota niektórych zjawisk.

Odpowiedzi na te pytania, wnoszące wkład w poszerzenie wiedzy w tym zakresie, przedstawiono w rozdziałach 2 i 3. Wyznaczono przebiegi czasowe wielkości elektrycznych oraz charakterystyki falowników z szeregowym obwodem rezonansowym i odbiornikiem włączonym szeregowo lub równoległe do kondensatora obwodu rezonansowego przy:

- zasilaniu napięciem sinusoidalnym i odbiorniku rezystancyjnym  $R_{ac}$  (w obwodzie prądu przemiennego, AC),
- zasilaniu napięciem prostokątnym i odbiorniku rezystancyjnym  $R_{ac}$  (w obwodzie prądu przemiennego, AC),
- zasilaniu napięciem prostokątnym i odbiorniku w postaci prostownika z filtrem indukcyjnym lub pojemnościowym i rezystorem  $R_{dc}$  (za prostownikiem, w obwodzie DC).

Wyniki analizy dla harmonicznej podstawowej porównane zostały z wynikami analizy MSKS (metodą sekwencyjną kolejnych stanów) oraz uzyskanymi symulacyjnie.

Porównywane charakterystyki to:

- moc oraz rezystancja (za prostownikiem z filtrem) sprowadzona na stronę AC, w funkcji częstotliwości przełączania tranzystorów,
- częstotliwości charakterystyczne  $f_{syn}$ ,  $f_{Pmax}$ ,  $f_{gr}$ ,  $f_r$ ,  $f_{wl}$  w funkcji dobroci obwodu rezonansowego, gdzie:

$f_r$  – częstotliwość rezonansowa obwodu  $RLC$ ,

$f_{wl}$  – częstotliwość drgań własnych obwodu  $RLC$ ,

$f_{syn}$  – częstotliwość synchronizacji napięcia i prądu zasilającego obwód rezonansowy (granica ZCS – ZVS),

$f_s$  – częstotliwość przełączeń tranzystorów (częstotliwość napięcia pobudzającego obwód rezonansowy),

$f_{Pmax}$  – częstotliwość, przy której do obciążenia dociera energia z maksymalną mocą,

$f_{gr}$  – częstotliwość, przy której prąd obwodu rezonansowego staje się impulsowy.

Określono błędy wynikające z przyjmowanych zwykle założeń upraszczających przy różnych: wartościach dobroci obwodu rezonansowego, częstotliwościach przełączeń i sposobach włączenia odbiornika. Wyznaczono błędy sprowadzania rezystancji  $R_{dc}$  (za prostownikiem i filtrem) do zastępczej rezystancji  $R_{ac}$  (w obwodzie prądu przemiennego). Istotnym, ogólnym wnioskiem nasuwającym się z treści rozdziałów 2 i 3 jest stwierdzenie, że analiza AC może być stosowana jedynie przy ciągłym prądzie obwodu rezonansowego dla ograniczonego zakresu obciążeń i częstotliwości. W szczególności udowodniono (podrozdz. 2.3.2, 3.3.2), że granica między możliwością pracy tranzystorów jako łączników ZVS i ZCS nie pokrywa się w wielu przypadkach z częstotliwością rezonansową. Ponadto, synchronizacja fali prądu i napięcia wyjściowego falownika nie oznacza maksymalnej mocy wyjściowej. Błędy spowodowane uproszczeniami tej analizy maleją ze wzrostem dobroci.

W **rozdziale 4** przedstawiono oryginalne, opracowane przez autora niniejszej rozprawy, topologie falowników z obwodami rezonansowymi oraz metody ich sterowania. Umożliwiają one realizację układów o charakterystykach wyjściowych o małej ustępliwości. Układy te mają ponadto następujące właściwości, które mogą występować jednocześnie:

- skuteczne filtrują wyższe harmoniczne,
- charakteryzują się cechami źródła prądu lub źródła napięcia,
- można dobrać taki typ (i wartości elementów) czwórnika (znajdującego się pomiędzy falownikiem a odbiornikiem) lub połączenia czwórników, aby wpływ rezystancji i indukcyjności linii między falownikiem a odbiornikiem na wartość napięcia lub prądu odbiornika był pomijalny,
- można dobrać taki typ (i wartości elementów) czwórnika lub połączenia czwórników, aby zminimalizować prąd wyjściowy falownika (prąd wejściowy czwórnika) dla danego obciążenia.

W **rozdziale 5** przedstawiono opis matematyczny układu złożonego z falownika oraz obwodu rezonansowego składającego się z dławika dopasowującego, transformatora i nieliniowego odbiornika w postaci komory wyładowczej. Wyznaczono analitycznie charakterystyczne wartości napięć i częstotliwości, dla których możliwa jest praca tranzystorów jako łączników ZVS lub ZCS ( $f_{syn\_min}$ ,  $f_{syn\_max}$ ), oraz dla których pojawiają się i gasną wyładowania snopiące ( $f_{sgr1}$ ,  $f_{sgr2}$ ).

Zweryfikowano poprawność schematu zastępczego odbiornika (komory wyładowczej). Dokonano identyfikacji parametrów elementów tego schematu i wyznaczono symulacyjnie rodziny charakterystyk układu (dla różnych napięć zasilających i częstotliwości przełączania tranzystorów). Charakterystyki te porównano z uzyskanymi analitycznie oraz eksperymentalnie. Modele symulacyjne oraz matematyczne okazały się wystarczająco dobre do zastosowań praktycznych (podrozdz. 7.2). Obliczone analitycznie częstotliwości graniczne, przy których pojawia się prąd odbiornika nieliniowego (np. wyładowania w komorze aktywatora) zgodne były z wyznaczonymi symulacyjnie i eksperymentalnie (rozbieżność od kilku do kilkunastu procent). Parametry odbiornika nieliniowego i mocy procesu, wyznaczone na podstawie trajektorii  $u = f(q)$ , jak również częstotliwości charakterystyczne  $f_{sgr1}$ ,  $f_{sgr2}$ ,  $f_{syn\_min}$ ,  $f_{syn\_max}$  były istotne przy projektowaniu falownika.

Opracowano oraz zbadano symulacyjnie i eksperymentalnie różne sposoby i układy sterowania falownikiem stosowanym do powierzchniowej obróbki tworzyw (PWM, PFM, PAM, PDM i ich kombinacje, w tym nowe metody łączące PDM z PFM).

Przedstawiony w tym rozdziale opis matematyczny wraz z wynikami badań symulacyjnych i eksperymentalnych przyczynił się, zdaniem autora, w istotny sposób do rozwoju teorii i zastosowań falowników rezonansowych.

W **rozdziale 6** przedstawiono różne metody sterowania szeregowym falownikiem rezonansowym, zapewniające miękką komutację. Określono warunki konieczne do zaistnienia komutacji miękkiej oraz warunki, które tę komutację wykluczają. Przeprowadzono analizę wpływu tzw. czasu martwego, jego występowania w stosunku do chwili odpowiadającej zerowej wartości prądu wyjściowego falownika oraz pojemności tranzystorów i diod (wraz z dołączonymi kondensatorami), na proces komutacji.

Zwrócono szczególną uwagę na znalezienie takich metod sterowania, które umożliwią równoczesną pracę tranzystorów jako łączników ZVS i quasi-ZCS. Wyznaczono warunki do zaistnienia komutacji optymalnej, w której tranzystor wyłącza się przy najmniejszej wartości prądu (quasi-ZCS) gwarantującej jednak zaistnienie komutacji ZVS. W tym przypadku napięcie na załączanym tranzystorze osiąga wartość równą zero w chwili, gdy prąd wyjściowy falownika osiąga również wartość równą zero. Wyznaczono analitycznie wartości obciążeń i czasów (chwil wyłączenia i załączania) zapewniających komutację optymalną dla odbiorników rezystancyjnych oraz zbudowanych z prostownika z filtrem (pojemnościowym) i rezystorem. Zaproponowano rozwiązania, które zapewniają komutację optymalną (lub do niej zbliżoną) niezależnie od wartości prądu obciążenia, także w stanie jałowym. Wyniki rozważań teoretycznych potwierdzone zostały symulacyjnie i eksperymentalnie (podrozdz. 7.1).

Regulacja mocy wyjściowej falownika przy komutacji tranzystorów falownika w warunkach optymalnych (lub do nich zbliżonych) wymaga dodatkowych przekształtników regulujących napięcie lub stosowania modulacji PDM. Zastosowanie dodatkowego przekształtnika komplikuje budowę, a wykorzystanie modulacji PDM może być niekorzystne w niektórych zastosowaniach z powodu tętnień napięcia. Analiza przepro-

wadzona w podrozdziałach 6.2 i 6.3 umożliwiła opracowanie takiej strategii sterowania, w której 2 tranzystory mostka pracować mogą jako łączniki ZVS i quasi-ZCS (w warunkach optymalnych), a pozostałe 2 tranzystory jako łączniki ZVS. Rozwiązanie takie, oprócz radykalnej redukcji strat komutacyjnych czy generowanych zaburzeń radioelektrycznych umożliwi regulację napięcia (mocy) na wyjściu przy niewielkich gabarytach filtrów wyjściowych, ponieważ tętnienia napięcia występują z częstotliwością dwukrotnie większą od częstotliwości przełączania tranzystorów. Zaproponowana metoda sterowania sprawdzona została symulacyjnie.

Badania eksperymentalne (**rozd. 7**) koncentrowały się na dwóch grupach urządzeń, w których zastosowano szeregowy falownik rezonansowy. Pierwszą grupą były przekształtniki DC/DC o stałym współczynniku transformacji. Drugą stanowiły falowniki rezonansowe z odbiornikiem nieliniowym w postaci komory z zespołem elektrod, między którymi występowały wyładowania snopiące.

W ramach badań autor dokonał analizy, syntezy i stworzył model matematyczny rezonansowego przekształtnika DC/DC, opierając się początkowo na uproszczonym modelu opisanym w podrozdziałach 2.1.2 i 2.2.2. Badany, rezonansowy przekształtnik DC/DC (podrozdz. 7.1) miał wyższą sprawność energetyczną, większą „sztywność” charakterystyki wyjściowej oraz generował mniejsze zaburzenia radioelektryczne w porównaniu z wcześniej stosowanym układem z twardo przełączającymi tranzystorami. Tranzystory przełączały miękko, w warunkach ZVS i quasi-ZCS niezależnie od prądu obciążenia. Straty komutacyjne były zminimalizowane, gdyż punkt pracy przemieszczał się wzdłuż osi (prąd kolektora / napięcie kolektor-emiter), nie wchodząc w obszar pracy aktywnej. Oprócz szeregu zalet układ ten miał wadę, ograniczającą jego stosowanie. Wymagał on bowiem w niektórych zastosowaniach dodatkowego przekształtnika do regulacji mocy lub napięcia wyjściowego w przypadku, gdy taka regulacja była potrzebna. Wyniki analizy i badań posłużyły do opracowania przez autora szeregu nowych układów bazujących na opisanej idei. Powstał między innymi układ do ładowania baterii trakcyjnej samochodu elektrycznego, układ bezstykowego przekazywania energii do elementów będących w ruchu obrotowym oraz model symulacyjny i projekt układu do zwrotu energii z sieci odciążającej falownika z elementami GTO. W późniejszym czasie autor zastosował te rozwiązania w kilku innych urządzeniach przemysłowych.

W podrozdziale 7.2 przedstawiono wyniki badań falowników rezonansowych z odbiornikiem nieliniowym w postaci komory z elektrodami między którymi występowały wyładowania snopiące. Wyniki te były zgodne z przedstawionymi w rozdziale 5 wynikami uzyskanymi analitycznie oraz symulacyjnie. Badane były różne struktury przekształtników oraz różne metody i układy sterowania. Na uwagę zasługują metody, w których tranzystory pracować mogły jako łączniki ZVS i quasi-ZCS. Metody te przedstawione zostały w podrozdziałach 5.2 i 6.2. W wyniku prac realizowanych przez autora w ramach grantu KBN nr 8 T10A 142 2000 C/4915 badania te zaowocowały powstaniem szeregu urządzeń przemysłowych. Przedstawione w podrozdziale 5.2 struktury układów sterowania stosowane są w chwili obecnej w generatorach aktywatorów, produkowanych seryjnie na rynek krajowy i zagraniczny. W układach tych stosowana jest obecnie oryginalna, opracowana i zastrzeżona (zgłoszenie patentowe) przez autora metoda sterowania falownikiem rezonansowym.

Jednym z badanych układów był falownik, w którym szeregowy obwód rezonansowy utworzony został z transformatora i powielacza napięcia (podrozdz. 7.3). Układ



taki może być stosowany w urządzeniach napyłania elektrostatycznego (malarnie proszkowe, talkownice), elektrofiltrach oraz urządzeniach do segregacji odpadów sypkich.

Schematy wybranych układów sterowania falownikami rezonansowymi, wykorzystanymi w badaniach eksperymentalnych, zamieszczono w załączniku 5.

Podsumowując, cele pracy polegające na analizie, syntezie oraz opracowaniu nowych rozwiązań technicznych falowników (wraz z obwodami wyjściowymi), w których wykorzystano zjawiska rezonansowe do poprawy parametrów i właściwości takich jak: zwiększenie sprawności energetycznej, usztywnienie charakterystyk, zmniejszenie gabarytów i masy, a także zmniejszenie negatywnego oddziaływania na sieć zasilającą i środowisko elektromagnetyczne, poprawę jakości procesu technologicznego, realizowanego za pomocą tych falowników, zostały osiągnięte.

Istotne przy realizacji celu pracy zagadnienia, wymagające pogłębienia analizy oraz poszerzenia wiedzy, zostały rozwiązane. Przeprowadzając analizę i realizując badania autor uzyskał:

- zmniejszenie ustępliwości charakterystyk zewnętrznych, zwiększenie sprawności energetycznej, obniżenie obciążeń prądowych i narażeń napięciowych oraz zmniejszenie generowania zaburzeń radioelektrycznych w rezonansowym przekształtniku DC/DC (podrozdz. 7.1),
- możliwość kształtowania mało ustępliwych (sztywnych) charakterystyk zewnętrznych i zapewnienie pracy układu jako źródła napięciowego lub prądowego (rozdz. 4),
- minimalizację obciążenia prądowego łączników falownika poprzez dobór parametrów obwodu rezonansowego dla danego odbiornika (rozdz. 4),
- możliwość pracy układów przy minimalnym obciążeniu tranzystorów w stosunku do przenoszonej mocy (podrozdz. 6.3, 7.1, 7.2),
- możliwość sterowania łącznikami tak, aby jednocześnie pracowały jako ZVS (lub quasi-ZVS) oraz ZCS (lub quasi-ZCS) w wybranych układach (podrozdz. 6.2, 7.1, 7.2), radykalne zminimalizowanie strat komutacyjnych oraz zmniejszenie generowanych zaburzeń radioelektrycznych,
- poprawę parametrów układu przekształtnikowego wykorzystując istniejące indukcyjności i pojemności pasożytnicze jako części składowe obwodów rezonansowych (podrozdz. 7.1 – 7.3).

Za osiągnięcia własne autor uważa:

- wyznaczenie i porównanie wybranych charakterystyk szeregowych falowników rezonansowych obciążonych szeregowo lub równoległe z odbiornikiem rezystancyjnym oraz odbiornikiem składającym się z prostownika z filtrem (indukcyjnym lub pojemnościowym) i rezystorem w porównaniu z charakterystykami obwodu rezonansowego  $RLC$ , pobudzanego napięciem sinusoidalnym, wyciągnięcie wniosków z tego porównania i określenie zakresu stosowania uproszczonej metody analizy dla pierwszej harmonicznej (rozdz. 2 i 3),
- porównanie różnych metod sterowania szeregowym falownikiem rezonansowym, sprecyzowanie warunków koniecznych do pracy tranzystorów falownika z komutacją miękką oraz warunków wykluczających tę komutację, a ponadto wyznaczenie charakterystyk sterowania i znalezienie obszarów zmiennej sterującej, dla której możliwa jest praca tranzystorów jako łączników ZVS lub ZCS oraz określenie metod, które gwarantują jednoczesną pracę tranzystorów jako łączników ZVS i quasi-ZCS (rozdz. 6),

- analizę, syntezę, budowę, badania oraz zastosowania wysokosprawnego układu przekształtnika DC/DC pracującego w technice zbliżonej jednocześnie do ZCS i ZVS, w którym wykorzystano indukcyjności rozproszeń, indukcyjność główną transformatora oraz pojemności własne tranzystorów jako części składowe obwodów rezonansowych, służących do poprawy parametrów przekształtnika (podrozdz. 7.1),
- analizę i syntezę falowników rezonansowych o „sztywnych” charakterystykach wyjściowych, pełniących funkcję źródła napięcia lub prądu (część podrozdz. 4.1 oraz podrozdz. 4.2-4.4),
- analizę, syntezę, budowę, badania oraz zastosowania przemysłowe falowników rezonansowych pracujących jako generatory w aktywatorach folii polietylenowej, sterowanych za pomocą modulacji PAM, PWM, PDM, PFM oraz jednoczesnej modulacji PDM i PFM, zgodnie z nową, opracowaną przez autora metodą (rozdz. 5 i podrozdz. 7.2),
- analizę, opracowanie oraz zastosowanie przemysłowe innych układów rezonansowych, takich jak: falownik rezonansowy z powielaczem (do elektrostatycznego nanoszenia proszków oraz do segregacji materiałów sypkich), zasilacze z łącznikami miękko przełączającymi, podzespoły sieci odciążających tyrystory GTO, generator SCA do sterowania procesami łączeniowymi w sieci elektroenergetycznej, sterowniki zapewniające miękkie przełączanie tranzystorów (ZVS lub ZCS) oraz ich aktywną ochronę (podrozdz. 7.1, 7.3, 7.4, zał. 5).

Szereg wymienionych osiągnięć nosi, zdaniem autora, znamiona oryginalności. Są to metody i układy sterowania oraz obwody mocy falowników rezonansowych, opracowanych przez autora i zastosowanych w przemyśle, takie jak:

- generatory aktywatorów do powierzchniowej obróbki tworzyw (obecnie produkowane seryjnie na rynek krajowy i zagraniczny),
- przetwornice DC/DC z łącznikami ZVS i jednocześnie quasi-ZCS (znalazły wiele zastosowań jako podzespoły innych przekształtników),
- prototypowe, rezonansowe falowniki z powielaczem do napyłania elektrostatycznego oraz 3-fazowy falownik PWM z wyjściowym obwodem rezonansowym (SCA, 216,66 Hz) do sterowania elementów systemu elektroenergetycznego.

Autor wyraża podziękowania pracownikom: Instytutu Sterowania i Elektroniki Przemysłowej Wydziału Elektrycznego Politechniki Warszawskiej, Katedry Automatyki Okrętowej Wydziału Elektrycznego Akademii Morskiej w Gdyni, Instytutu Elektrotechniki Wydziału Telekomunikacji i Elektrotechniki Uniwersytetu Technologiczno-Przyrodniczego w Bydgoszczy, firmy APS Energia w Zielonce k/Warszawy oraz Instytutu Inżynierii Materiałów Polimerowych i Barwników „Metalchem” w Toruniu za stworzenie możliwości do rozwoju naukowego, serdeczną atmosferę współpracy oraz umożliwienie przeprowadzenia badań eksperymentalnych i udostępnienie bazy aparaturowej.

## ZAŁĄCZNIKI

### ZAŁĄCZNIK 1: Podstawowe, uproszczone zależności matematyczne

Poniżej przedstawiono uproszczone zależności matematyczne [80], wyznaczone przy zastosowaniu analizy prowadzonej przedziałami, dla których topologia układu nie zmienia się. Przyjęto następujące założenia upraszczające: elementy są idealne, a wartości pojemności  $C_f$  lub indukcyjności  $L_f$  filtrów są dużo większe od pojemności  $C_r$  lub indukcyjności  $L_r$  obwodów rezonansowych. Jeśli obciążenie oddzielone jest od obwodu rezonansowego filtrem, to traktować je można jako źródło napięcia lub prądu o stałych wartościach w przedziałach czasowych, w których topologia układu nie ulega zmianie. Schematy zastępcze większości przekształtników (w poszczególnych przedziałach czasowych) sprowadzić można wówczas do schematów z rysunku Z1.1.

Uproszczone zależności, opisujące prądy i napięcia w układzie z obwodami rezonansowymi, wyznaczyć można na podstawie wzorów (Z1.1a)–(Z1.3b), przy czym zależności (Z1.1a) i (Z1.1b) odpowiadają rysunkowi Z1.1a, zależności (Z1.2a) i (Z1.2b) rysunkowi Z1.1b, natomiast zależności (Z1.3a) i (Z1.3b) rysunkowi Z1.1c. Przy braku filtra umożliwiającego traktowanie odbiornika jako źródła napięcia lub prądu (o stałych wartościach w poszczególnych przedziałach czasowych), wzory te mogą być stosowane jedynie dla dużej dobroci ( $Q \gg 1$ ) obwodu rezonansowego.

$$i_L(t) = \frac{U_{12} - U_{C0}}{Z_0} \sin(\omega_0 \tau) + I_{L0} \cos(\omega_0 \tau) \quad (Z1.1a)$$

$$u_C(t) = U_{12} - (U_{12} - U_{C0}) \cos(\omega_0 \tau) + I_{L0} Z_0 \sin(\omega_0 \tau) \quad (Z1.1b)$$

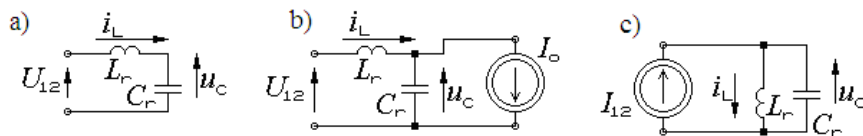
$$i_L(t) = \frac{U_{12} - U_{C0}}{Z_0} \sin(\omega_0 \tau) + I_0 + (I_{L0} - I_0) \cos(\omega_0 \tau) \quad (Z1.2a)$$

$$u_C(t) = U_{12} - (U_{12} - U_{C0}) \cos(\omega_0 \tau) + (I_{L0} - I_0) Z_0 \sin(\omega_0 \tau) \quad (Z1.2b)$$

$$i_L(t) = \frac{U_{C0}}{Z_0} \sin(\omega_0 \tau) + I_{12} + (I_{L0} - I_{12}) \cos(\omega_0 \tau) \quad (Z1.3a)$$

$$u_C(t) = U_{C0} \cos(\omega_0 \tau) + (I_{12} - I_{L0}) Z_0 \sin(\omega_0 \tau) \quad (Z1.3b)$$

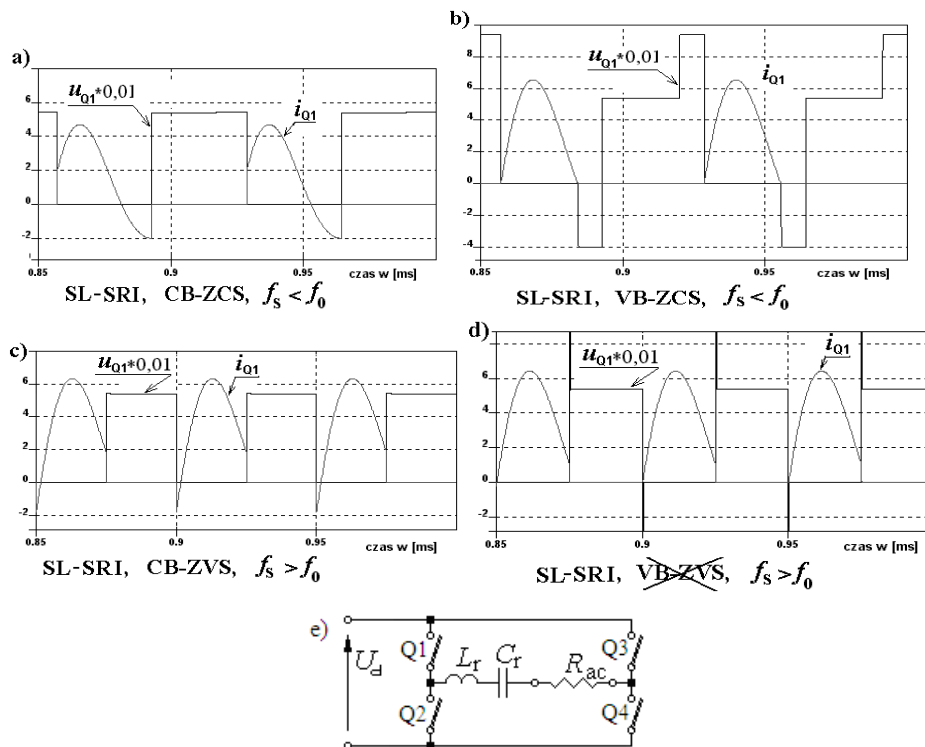
gdzie:  $Z_0 = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$      $\omega_0 = 1/\sqrt{L_r C_r}$      $\tau = t - t_0$



Rys. Z1.1. Schematy zastępcze przekształtników w przedziałach czasowych, w których zachodzą zjawiska rezonansowe i topologia układu nie zmienia się: a) szeregowego falownika rezonansowego obciążonego szeregowo prostownikiem z filtrem pojemnościowym, b) szeregowego falownika rezonansowego obciążonego równolegle prostownikiem z filtrem indukcyjnym, c) równoległego falownika rezonansowego obciążonego równolegle prostownikiem z filtrem indukcyjnym

## ZAŁĄCZNIK 2: Przebiegi prądu i napięcia łączników w przekształtnikach z obciążeniem rezonansowym

Na rysunku Z2.1 przedstawiono przebiegi prądu i napięcia łącznika w układzie szeregowego falownika rezonansowego z odbiornikiem szeregowym ( $R_{ac}$ ) dla 4 typów łączników miękko przełączających. Do symulacji przyjęto:  $L_r = 1,67$  mH,  $C_r = 41$  nF,  $R_{ac} = 40 \Omega$ ,  $U_d = 540$  V, schemat wg rysunku Z2.1e. Założono maksymalne, 50% wypełnienie sygnałów sterujących tranzystory oraz  $180^\circ$  przesunięcie sygnałów sterowania poszczególnych gałęzi mostka.



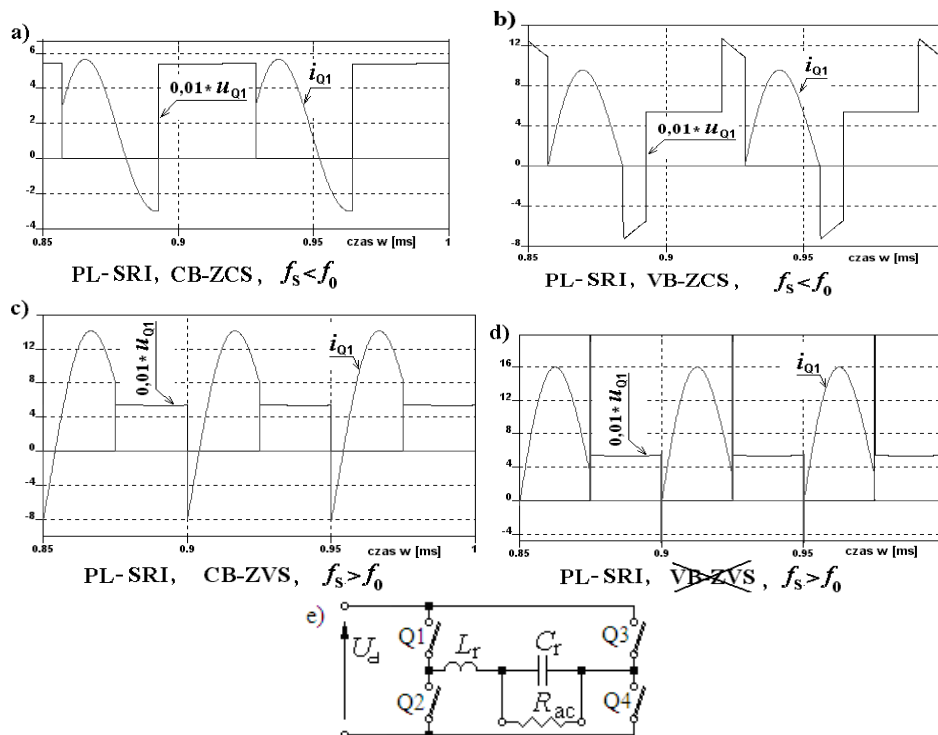
Rys. Z2.1. Przebiegi napięcia i prądu łącznika w szeregowym falowniku rezonansowym z odbiornikiem szeregowym (SL-SRI): a)  $f_s = 14$  kHz, łącznik CB-ZCS, b)  $f_s = 14$  kHz, łącznik VB-ZCS, c)  $f_s = 20$  kHz, łącznik CB-ZVS, d)  $f_s = 20$  kHz, łącznik VB-ZVS (praca niemożliwa), e) schemat układu

Rysunki Z2.1a oraz Z2.1b dotyczą przypadku przełączania z częstotliwością  $f_s < f_0$  (założono  $Q \gg 1$ ,  $f_{syn} \approx f_0$ ). Dla  $f_s < f_0$  mogą być zastosowane oba łączniki: CB-ZCS lub VB-ZCS. Jeśli zastosowany zostanie łącznik VB-ZCS, to napięcia na łącznikach w stanie blokowania i przerwie w przepływie prądu obciążenia wynoszą dla układu mostkowego  $(u_{Cr} + U_d)/2$ , a dla półmostkowego  $u_{Cr} + U_d/2$ . Przy pracy z częstotliwością  $f_s > f_0$  może być użyty tylko łącznik CB-ZVS (rys. Z2.1c). Zastosowanie łącznika VB-ZVS (bez diod zwrotnych) prowadzi do generowania silnych przebiegów (rys. Z2.1d), związa-

nych z wymuszonym wyłączeniem prądu w obwodzie z cewką. Spowodować to może uszkodzenie łączników.

Przypadek pracy z częstotliwością  $f_s$  równą lub bliską częstotliwości synchronizacji  $f_{syn}$  przedstawiony jest w rozdziale 6 oraz w pracach [66, 110], przy czym układ wyposażono w dodatkowe kondensatory odciażające tranzystory przy wyłączaniu oraz kontrolowano trwanie tzw. czasu martwego.

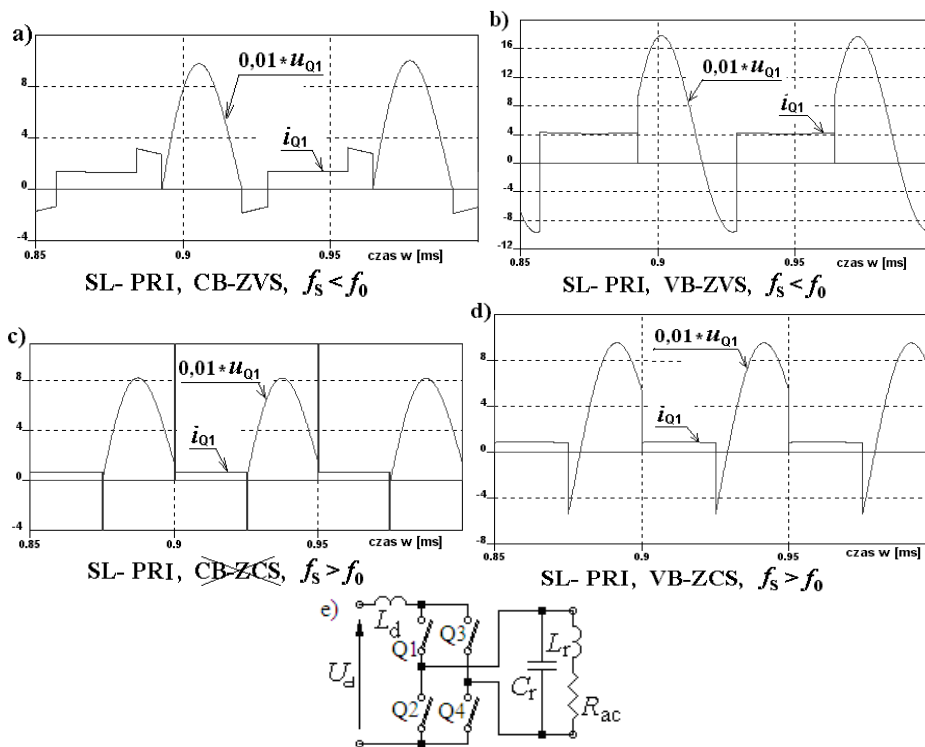
Na rysunku Z2.2 przedstawiono schemat oraz przebiegi prądu i napięcia łącznika w **szeregowym falowniku rezonansowym z odbiornikiem równoległym** ( $R_{ac}$ ). Do symulacji przyjęto dane jak dla przypadku przedstawionego na rysunku Z2.1, przy czym zmianie uległa wartość rezystancji, która wynosiła  $R_{ac} = 1000 \Omega$ . Uzyskane przebiegi są podobne do przebiegów przedstawionych na rysunku Z2.1. Jedynie na rysunku Z2.2b dostrzec można różnicę w porównaniu z przebiegami z rysunku Z2.1b – napięcie na wyłączonym łączniku w stanie bezprądowym obniża się. Jest to spowodowane rozładowywaniem kondensatora poprzez równolegle włączony odbiornik (od wartości  $(u_{Cr} + U_d)/2$  dla układu mostkowego oraz wartości  $u_{Cr} + U_d/2$  dla półmostkowego). Wnioski dotyczące zastosowania łączników miękko przełączających są identyczne jak dla szeregowego falownika rezonansowego z odbiornikiem szeregowym, opisanym powyżej. Podobnie, dla innych szeregowych falowników rezonansowych nie jest możliwa praca z łącznikami VB-ZVS i częstotliwością  $f_s > f_0$ .



Rys. Z2.2. Przebiegi czasowe napięcia i prądu łącznika w szeregowym falowniku rezonansowym z odbiornikiem równoległym (PL-SRI): a)  $f_s = 14$  kHz, łącznik CB-ZCS, b)  $f_s = 14$  kHz, łącznik VB-ZCS, c)  $f_s = 20$  kHz, łącznik CB-ZVS, d)  $f_s = 20$  kHz, łącznik VB-ZVS (praca niemożliwa), e) schemat układu

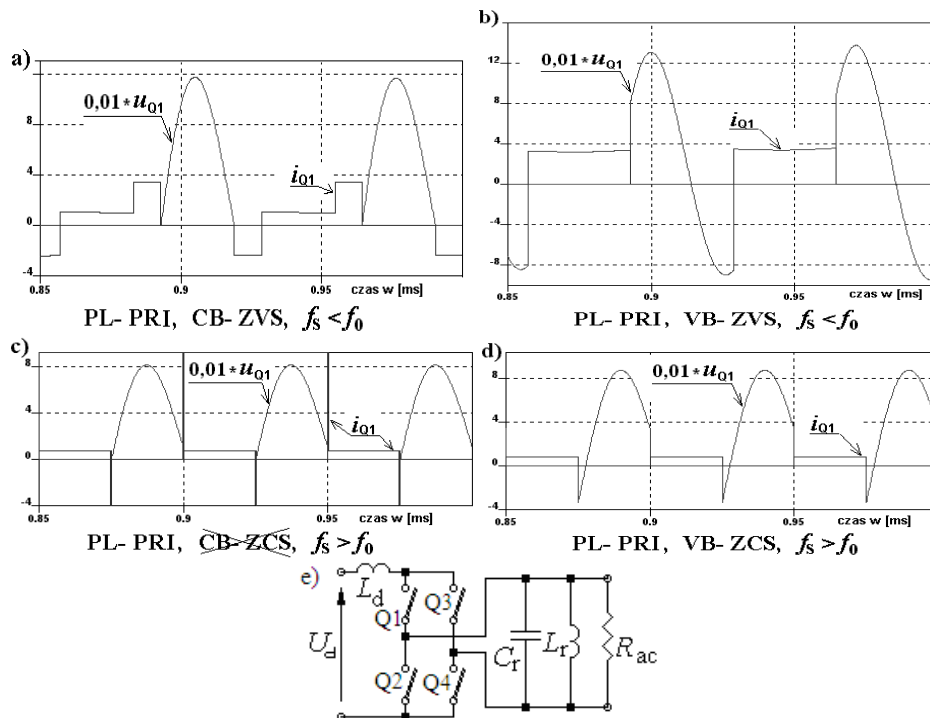
W celu wykazania dualizmu przebiegów prądów i napięć łączników w falownikach szeregowych oraz równoległych poniżej przedstawiono przebiegi tych prądów i napięć dla falowników równoległych.

Na rysunku Z2.3 przedstawiono przebiegi prądu i napięcia łącznika w **równoległym falowniku rezonansowym z odbiornikiem szeregowym** ( $R_{ac}$ ) dla 4 typów łączników miękko przełączających. Przebiegi te uzyskano w wyniku przeprowadzonej symulacji układu przedstawionego na rysunku Z2.3e. Przyjęto dane jak dla wcześniejszych symulacji ( $L_r = 1,67$  mH,  $C_r = 41$  nF,  $U_d = 540$  V), przy czym rezystancja  $R_{ac}$  włączona szeregowo z cewką  $L_r$  wynosiła  $40 \Omega$ . Z analizy przebiegów przedstawionych na rysunku Z2.3 wynika, że dla częstotliwości  $f_s < f_0$  (dla założonego  $Q \gg 1$ ,  $f_0 \approx f_{syn}$ ) praca układu jest możliwa dla obu typów łączników ZVS: CB-ZVS i VB-ZVS. Na rysunku Z2.3a widać charakterystyczne przetężenia, których wartość dla układu mostkowego wynosi  $(i_{wej} + i_{Lr})/2$ , spowodowane jednoczesnym załączeniem wszystkich 4 łączników. Natomiast dla  $f_s > f_0$  możliwa jest praca jedynie dla łącznika VB-ZCS. Zastosowanie łącznika CB-ZCS prowadzi do powstania silnych udarów prądowych spowodowanych impulsowym rozładowaniem kondensatora  $C_r$  przez załączany łącznik i diodę zwrtną innego łącznika. Prowadzić to może do zniszczenia łącznika.



Rys. Z2.3. Przebiegi napięcia i prądu łącznika w równoległym falowniku rezonansowym z odbiornikiem szeregowym (SL-PRI): a)  $f_s = 14$  kHz, łącznik CB-ZVS, b)  $f_s = 14$  kHz, łącznik VB-ZVS, c)  $f_s = 20$  kHz, łącznik CB-ZCS (praca niemożliwa), d)  $f_s = 20$  kHz, łącznik VB-ZCS, e) schemat układu

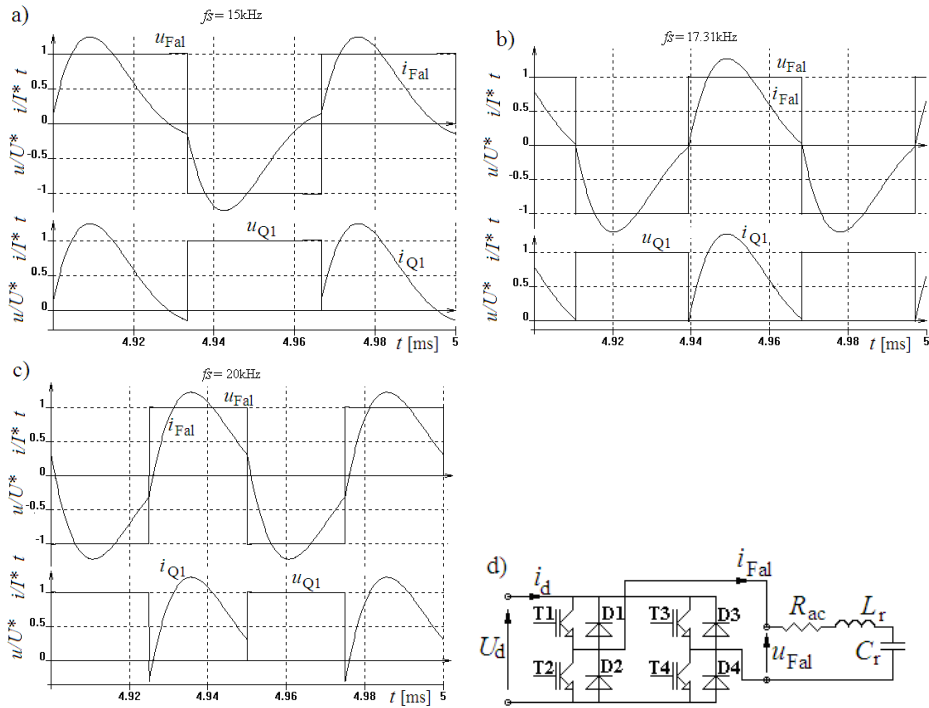
Rysunek Z2.4 ilustruje przebiegi prądu i napięcia łącznika w **równoległym falowniku rezonansowym z odbiornikiem równoległym** ( $R_{ac}$ ), dla 4 typów łączników miękko przełączających. Schemat układu przedstawiono na rysunku Z2.4e, przy czym rezystancja  $R_{ac} = 1000 \Omega$  włączona została równolegle do kondensatora  $C_r$ . Pozostałe dane do symulacji były identyczne z przedstawionymi powyżej. Przebiegi z rysunku Z2.3 i Z2.4 są podobne, przy czym różnice w kształcie prądu dostrzec można jedynie na rysunkach Z2.3a i Z2.4a. Wnioski dotyczące możliwości zastosowania łączników miękko przełączających w układzie falownika równoległego z odbiornikiem równoległym są identyczne z wnioskami jak dla układu z odbiornikiem szeregowym. Także dla innych, równoległych falowników rezonansowych nie jest możliwa praca z łącznikami CB-ZCS i częstotliwością  $f_s > f_0$ .



Rys. Z2.4. Przebiegi czasowe napięcia i prądu łącznika w równoległym falowniku rezonansowym z odbiornikiem równoległym  $R_{ac}$ : a)  $f_s = 14 \text{ kHz}$ , łącznik CB-ZVS, b)  $f_s = 14 \text{ kHz}$ , łącznik VB-ZVS, c)  $f_s = 20 \text{ kHz}$ , łącznik CB-ZCS (praca niemożliwa), d)  $f_s = 20 \text{ kHz}$ , łącznik VB-ZCS, e) schemat układu

**ZAŁĄCZNIK 3: Możliwość pracy tranzystorów jako łączników miękko przełączających przy różnych metodach sterowania**

**Sterowanie częstotliwościowe**



Rys. Z3.1. Przebiegi napięcia i prądu wyjściowego falownika oraz napięcia i prądu łącznika Q1 (T1+D1) przy różnych częstotliwościach  $f_s$  przełączeń tranzystorów falownika: a)  $f_s < f_{syn} = f_{wb}$ , b)  $f_s \approx f_{syn} = f_{wb}$ , c)  $f_s > f_{syn} = f_{wb}$ , d) schemat układu

Tabela Z3.1. Możliwość pracy tranzystorów jako łączników miękko przełączających w zależności od rodzaju komutacji przy regulacji częstotliwościowej

Lp.	Częstotliwość	Komutacja	T1→D1	D1 ↓ T2	T2→D2	D2 ↓ T1	Za cały okres
			T4→D4	D4 ↓ T3	T3→D3	D3 ↓ T4	
1	$f_s < f_{wl}$	Możliwość pracy	ZVS	-	-	-	nie
			ZCS	+	+	-	tak
2	$f_s > f_{wl}$	Komutacja	D1→T1	T1 ↓ D2	D2→T2	T2 ↓ D1	Za cały okres
			D4→T4	T4 ↓ D3	D3→T3	T3 ↓ D4	
		Możliwość pracy	ZVS	+	+	-	tak
			ZCS	-	-	-	nie

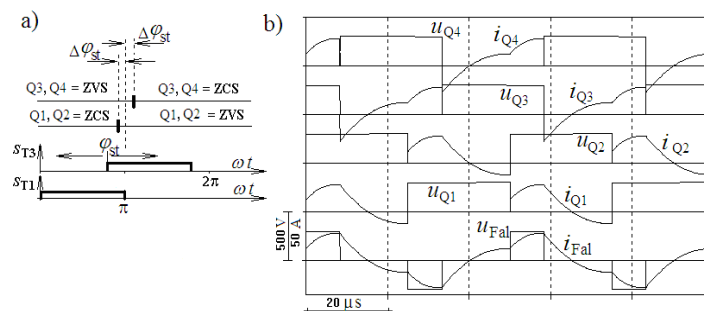


cd. tabeli Z3.1

Lp.	Typ komutacji	Za cały okres		
		ZVS	ZCS	
3	$f_s = f_{wt}$ T1 $\uparrow$ T2 lub T2 $\uparrow$ T1 T4 $\uparrow$ T3 lub T3 $\uparrow$ T4 (szczegółowy opis w podrozdziale 6.2, które z procesów komutacyjnych zachodzą zależy od wartości i wystąpienia czasu martwego względem „przejścia przez zero” fali prądu)	T1 $\uparrow$ D2, D2 $\uparrow$ D1, D1 $\uparrow$ T2, T2 $\uparrow$ D1, D1 $\uparrow$ D2, D2 $\uparrow$ T1 T4 $\uparrow$ D3, D3 $\uparrow$ D4, D4 $\uparrow$ T3, T3 $\uparrow$ D4, D4 $\uparrow$ D3, D3 $\uparrow$ T4	– (nie)	– (nie)
4		T1 $\uparrow$ D2, D2 $\rightarrow$ T2, T2 $\uparrow$ D1, D1 $\rightarrow$ T1 T4 $\uparrow$ D3, D3 $\rightarrow$ T3, T3 $\uparrow$ D4, D4 $\rightarrow$ T4	+ (tak)	– (nie)
5		T1 $\rightarrow$ D1, D1 $\uparrow$ T2, T2 $\rightarrow$ D2, D2 $\uparrow$ T1 T4 $\rightarrow$ D4, D4 $\uparrow$ T3, T3 $\rightarrow$ D3, D3 $\uparrow$ T4	– (nie)	+ (tak)
6		T1 $\uparrow$ T2, T2 $\uparrow$ T1 T4 $\uparrow$ T3, T3 $\uparrow$ T4	– (nie)	– (nie)
7		T1 $\uparrow$ T2 optymalne, T2 $\uparrow$ T1 optymalne T4 $\uparrow$ T3 optymalne, T3 $\uparrow$ T4 optymalne	+ (tak)	– (nie)

Oznaczenie „+” to spełnienie lub „–” to niespełnienie warunków do pracy tranzystora jako łącznika ZCS albo ZVS. Komutacje nie oznaczone w tabelach symbolem „+” ani „–” mogą zachodzić przy pracy łączników jako ZVS lub ZCS.

### Regulacja mocy za pomocą zmiany przesunięcia fazowego między sygnałami sterującymi tranzystory przy stałej częstotliwości przełączania

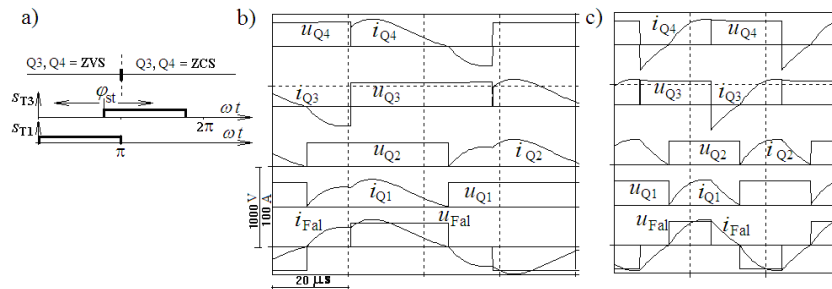


Rys. Z3.2. Możliwość pracy tranzystorów jako łączników ZVS lub ZCS (wyniki symulacji) w zależności od przesunięcia fazowego  $\varphi_{st}$  przy  $f_s/f_0 = 1$ : a) przebiegi sygnałów sterujących, b) przebiegi napięć i prądów w falowniku dla  $Z_0/R_{ac} = 1$  i przesunięciu fazowym  $\varphi_{st} = 2\pi f_s t_d < \pi - \Delta\varphi_{st}$  sygnału sterującego  $S_{T3}$  względem sygnału  $S_{T1}$

Tabela Z3.2. Możliwość pracy tranzystorów jako łączników miękko przełączających przy stałej częstotliwości przełączania  $f_s = f_t$  i regulacji mocy za pomocą zmiany przesunięcia fazowego

Lp.		Komutacja	T4 ↓ D3	D3 → T3	T3 ↓ D4	D4 → T4	Za cały okres	
1	$\varphi_{st} = 2\pi f_s t_d < \pi - \Delta\varphi_{st}$ (rys. 6.7c)	Możliwość pracy	ZVS		+		+	tak
			ZCS	-		-		nie
		Komutacja	T1 → D1	D1 ↓ T2	T2 → D2	D2 ↓ T1		
			Możliwość pracy	ZVS		-		-
		ZCS	+		+		tak	
2	$\pi + \Delta\varphi_{st} < \varphi_{st} = 2\pi f_s t_d$ (rys. 6.7b)	Komutacja	D4 ↓ T3	T3 → D3	D3 ↓ T4	T4 → D4		
			Możliwość pracy	ZVS	-		-	
			ZCS		+		+	tak
		Komutacja	D1 → T1	T1 ↓ D2	D2 → T2	T2 ↓ D1		
			Możliwość pracy	ZVS	+		+	
			ZCS		-		-	nie

### Regulacja mocy za pomocą zmiany przesunięcia fazowego między sygnałami sterującymi tranzystory przy zmiennej częstotliwości przełączania



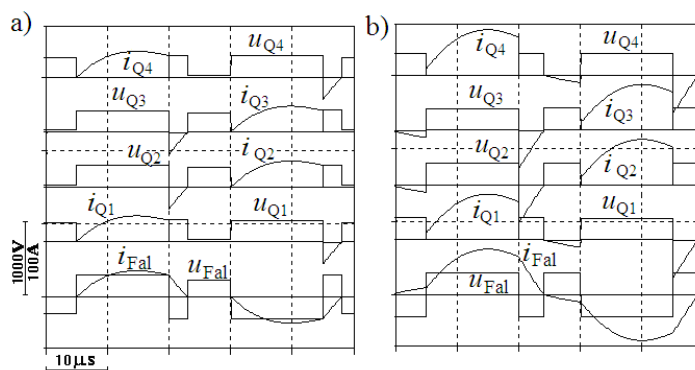
Rys. Z3.3. Przebiegi sygnałów sterujących (a), napięć i prądów łączników oraz napięcia i prądu wyjściowego falownika (b, c, wyniki symulacji) dla  $Z_0 / R_{ac} = 1$ ,  $f_s / f_0 = \text{var}$ , przy różnych wartościach przesunięcia fazowego  $\varphi_{st} = 2\pi f_s t_d$  sygnału sterującego  $S_{T3}$  względem sygnału  $S_{T1}$ : b)  $\pi < \varphi_{st} < 2\pi$ , c)  $0 < \varphi_{st} < \pi$

Tabela Z3.3. Możliwość pracy tranzystorów jako łączników miękko przełączających przy regulacji mocy za pomocą zmiany przesunięcia fazowego i zmiennej częstotliwości przełączania  $f_s$

Lp.	$\varphi_{st} = 2\pi f_s t_d < \pi$	Komutacja	T4 $\uparrow$ D3	D3 $\rightarrow$ T3	T3 $\uparrow$ D4	D4 $\rightarrow$ T4	Za cały okres
1	(rys. Z3.3c)	Możliwość pracy	ZVS	+		+	tak
		ZCS	-		-		nie
2	$\varphi_{st} = 2\pi f_s t_d > \pi$ (rys. Z3.3b)	Komutacja	D4 $\uparrow$ T3	T3 $\rightarrow$ D3	D3 $\uparrow$ T4	T4 $\rightarrow$ D4	
		Możliwość pracy	ZVS	-		-	
		ZCS		+		+	tak

Lp.	Typ komutacji	Za cały okres	
		ZVS	ZCS
3	T1 $\uparrow$ T2 lub T2 $\uparrow$ T1 (szczegółowy opis w podrozdz. 6.1, 6.2; które z procesów komutacyjnych zachodzą zależy od wartości i „położenia” czasu martwego względem „przejścia przez zero” fali prądu)	-	-
4	T1 $\uparrow$ D2, D2 $\rightarrow$ T2, T2 $\uparrow$ D1, D1 $\rightarrow$ T1	+	-
5	T1 $\rightarrow$ D1, D1 $\uparrow$ T2, T2 $\rightarrow$ D2, D2 $\uparrow$ T1	-	+
6	T1 $\uparrow$ T2, T2 $\uparrow$ T1	-	-
7	T1 $\uparrow$ T2 optymalne, T2 $\uparrow$ T1 optymalne	+	

### Regulacja mocy za pomocą modulacji szerokości impulsów sterujących



Rys. Z3.4. Przebiegi napięć i prądów łączników oraz napięcia i prądu wyjściowego falownika dla modulacji PWM,  $f_s/f_0=1$ : a)  $D = t_{on}/T_s = 0,3$ ,  $Z_0/R_{ac} = 1$ , prąd wyjściowy falownika impulsowy, b)  $D = t_{on}/T_s = 0,3$ ,  $Z_0/R_{ac} = 2$ , prąd wyjściowy falownika ciągły

Tabela Z3.4. Rodzaje procesów komutacyjnych i możliwości pracy tranzystorów jako łączników miękko przełączających przy modulacji PWM

Komutacje, prąd impulsowy (rys. Z3.4a)	T1 ↓ D2	D2 → $I_{Fal} = 0$	$I_{Fal} = 0 \rightarrow$ T2	T2 ↓ D1	D1 → $I_{Fal} = 0$	$I_{Fal} = 0 \rightarrow$ T1	Za cały okres
	T4 ↓ D3	D3 → $I_{Fal} = 0$	$I_{Fal} = 0 \rightarrow$ T3	T3 ↓ D4	D4 → $I_{Fal} = 0$	$I_{Fal} = 0 \rightarrow$ T4	
Możliwość pracy jako	ZVS		–			–	nie
	ZCS	–		–			nie
Komutacje, prąd ciągły (rys. Z3.4b)	T1 ↓ D2	D2 ↓ D1	D1 ↓ T2	T2 ↓ D1	D1 ↓ D2	D2 ↓ T1	
	T4 ↓ D3	D3 ↓ D4	D4 ↓ T3	T3 ↓ D4	D4 ↓ D3	D3 ↓ T4	
Możliwość pracy jako	ZVS		–			–	nie
	ZCS	–		–			nie

### Regulacja mocy za pomocą modulacji szerokości impulsów sterujących oraz modulacji częstotliwości

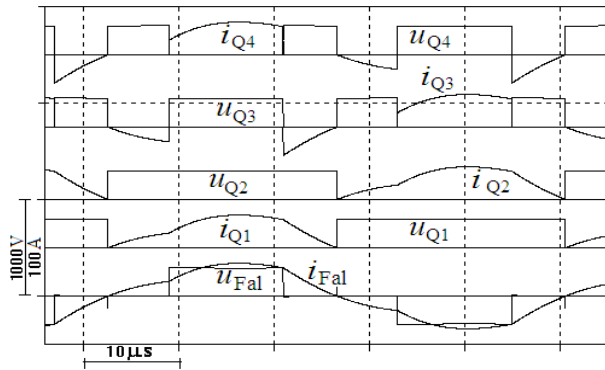
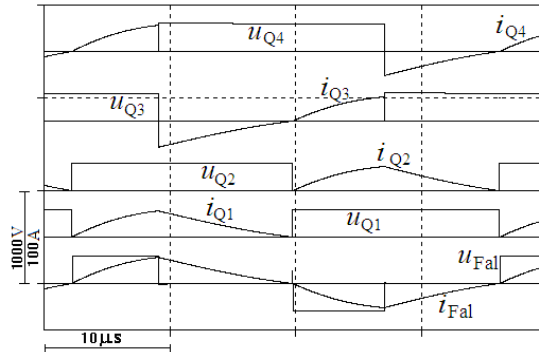
Rys. Z3.5. Przebiegi napięć i prądów łączników oraz napięcia i prądu wyjściowego falownika dla modulacji PWM-PFM, przypadek ogólny (synchronizacja momentów przełączeń tranzystorów T1 i T2, impulsy sterujące tranzystory T3 i T4 położone centralnie w każdym półokresie);  $f_s/f_r = 1,04$ ,  $D = t_{on}/T_s = 0,25$ ,  $t_d = 5,7 \mu s$ ,  $Z_0/R_{ac} = 1$ 

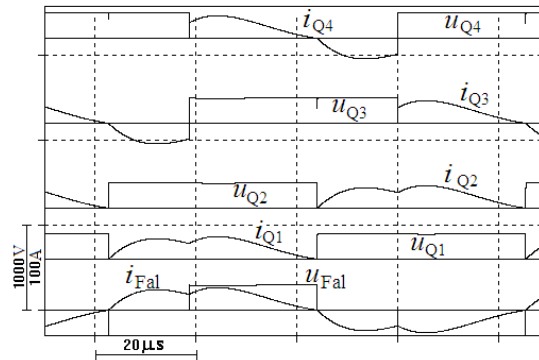
Tabela Z3.5. Rodzaje procesów komutacyjnych i możliwości pracy łączników Q3, Q4 jako miękko przełączających (w okresie pracy falownika, wg rys. Z3.5)

Komutacje	D3 ↓ T4	T4 ↓ D3	D3 ↓ D4	D4 ↓ T3	T3 ↓ D4	D4 ↓ D3	Za cały okres
Możliwość pracy jako	ZVS	–		–			nie
	ZCS		–		–		nie

Rodzaje procesów komutacyjnych łączników T1, D1, T2, D2 zależne są od częstotliwości przełączeń, tak jak podano w tabeli Z3.1.



Rys. Z3.6. Przebiegi napięć i prądów łączników oraz napięcia i prądu wyjściowego falownika (wyniki symulacji) dla modulacji PWM-PFM;  $t_d = T_s/2$ ,  $f_s/f_0 = 1,46$ ,  $D = t_{on}/T_s = 0,21$ ,  $Z_0/R_{ac} = 1$



Rys. Z3.7. Przebiegi napięć i prądów łączników oraz napięcia i prądu wyjściowego falownika (wyniki symulacji) dla modulacji PWM-PFM;  $t_d = T_s - t_{on}$ ,  $f_s/f_0 = 0,6$ ,  $D = t_{on}/T_s = 0,31$ ,  $Z_0/R_{ac} = 1$

Tabela Z3.6. Rodzaje procesów komutacyjnych i możliwości pracy łączników Q3, Q4 jako miękko przełączających (w okresie pracy falownika, wg rys. Z3.6)

Komutacje		T4 $\uparrow$ D3	D3 $\rightarrow$ T3	T3 $\uparrow$ D4	D4 $\rightarrow$ T4	Za cały okres
Możliwość pracy jako	ZVS		+		+	tak
	ZCS	-		-		nie

Tabela Z3.7. Rodzaje procesów komutacyjnych i możliwości pracy łączników Q3, Q4 jako miękko przełączających (w okresie pracy falownika, wg rys. Z3.7)

Komutacje		D3 $\uparrow$ T4	T4 $\rightarrow$ D4	D4 $\uparrow$ T3	T3 $\rightarrow$ D3	Za cały okres
Możliwość pracy jako	ZVS	-		-		nie
	ZCS		+		+	tak

**ZAŁĄCZNIK 4: Sposób doboru elementów filtrów dla układu do bezstykowego transferu energii o sinusoidalnym prądzie wejściowym**

Poniżej przedstawiono sposób oszacowania wartości elementów filtrów, które zastosowano w układzie do bezstykowego transferu energii o sinusoidalnym prądzie wejściowym i miękko przełączających tranzystorach (rys. 7.11, podrozdz. 7.1). Zasadniczym podzespołem tego układu jest przekształtnik DC/DC. Dla obciążeń spełniających warunek (2.13a) współczynnik transformacji  $U_{Rdc}/U_d$  jest stały i zgodnie z oznaczeniami z rysunku 7.11a wynosi:

$$\frac{U_{Rdc}}{U_d} = \frac{2U_z}{U_d} = k_p \frac{z_2}{z_1} = \mathcal{G} \quad (Z4.1)$$

gdzie:  $k_p = 0,5$  dla układu półmostkowego lub  $k_p = 1$  dla układu mostkowego,  $z_1, z_2$  – liczba zwojów uzwojenia pierwotnego oraz wtórnego transformatora.

Schemat z rysunku 7.11a, dla wolnozmiennego (50 Hz) napięcia zasilającego, może zostać przekształcony do postaci przedstawionej na rysunku Z4.1a. Sprowadzone wartości rezystancji  $R_{dc}$  i pojemności  $C_5$  do obwodu napięcia  $U_d$  wynoszą:

$$R_{dc}' = R_{dc} / \mathcal{G}^2 \quad (Z4.2a)$$

$$C_5' = C_5 \cdot \mathcal{G}^2 \quad (Z4.2b)$$

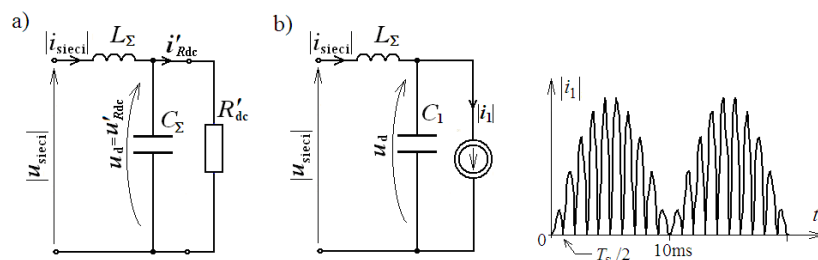
Łącząc kondensatory  $C_{1a}$  oraz  $C_{1b}$  (rys. 7.11a) z kondensatorem  $C_5'$  uzyskano zastępczy kondensator o pojemności  $C_\Sigma$ . Natomiast łącząc cewki  $L_1$  i  $L_2$  szeregowo otrzymano zastępczą cewkę o indukcyjności  $L_\Sigma$ .

$$C_\Sigma = \frac{C_{1a}C_{1b}}{C_{1a} + C_{1b}} + C_5' = C_1 + C_5' \quad (Z4.3a)$$

$$L_\Sigma = L_1 + L_2 \quad (Z4.3b)$$

gdzie:  $C_1 = C_{1a}/2$  dla  $C_{1a} = C_{1b}$ .

W przypadku falownika o strukturze mostka zamiast dwóch kondensatorów  $C_{1a}$  i  $C_{1b}$  może być zastosowany jeden kondensator o pojemności  $C_1$ .



Rys. Z4.1. Sposób doboru elementów filtrów dla układu przekształtnika o sinusoidalnym prądzie zasilającym: a) schemat zastępczy przekształtnika przy pominięciu szybkozmiennych składowych w prądach i napięciach, b) schemat zastępczy wykorzystany przy oszacowaniu tłumienia składowej szybkozmiennnej w prądzie zasilającym przekształtnik oraz przebieg prądu rozładowującego kondensator  $C_1$

Ze schematu zastępczego przedstawionego na rysunku Z4.1a wynikają wnioski dotyczące doboru elementów filtrów ( $L_1, L_2, C_5, C_{1a}, C_{1b}$ ):

$$R_{dc}'C_{\Sigma} \ll T_{sieci}/2 = 10 \text{ ms} \quad (Z4.4a)$$

$$L_{\Sigma}/R_{dc}' \ll T_{sieci}/2 = 10 \text{ ms} \quad (Z4.4b)$$

Prąd  $|i_1|$ , rozładowujący kondensator  $C_1$ , ma kształt przedstawiony na rysunku Z4.1b. Składowa prądu rozładowującego kondensator  $C_1$ , o amplitudzie  $I_1(\omega)$  i pulsacji  $\omega$ , wywołuje tętnienia prądu cewki  $L_{\Sigma}$  (a więc i tętnienia prądu sieci) o tej samej pulsacji i amplitudzie  $I_{sieci}(\omega)$ .

$$\frac{I_{sieci}(\omega)}{I_1(\omega)} = \frac{1}{1 + \omega^2 L_{\Sigma} C_1} \quad (Z4.5)$$

Należy tak dobrać wartości  $C_1$  i  $L_{\Sigma}$  ((Z4.3a), (Z4.3b)), aby nie występowało tłumienie składowych prądu o niskich częstotliwościach przy jednoczesnym silnym tłumieniu składowych prądu o wysokich częstotliwościach. Amplitudy składowych prądu  $|i_1|$ , o częstotliwościach zbliżonych do  $2f_s$  i  $2 \cdot 50 \text{ Hz}$  są największe. W związku z tym, uwzględniając (Z4.5), otrzymano:

$$\omega^2 L_{\Sigma} C_1 \gg 1 \text{ dla } \omega = 2\pi \cdot 2f_s \quad (Z4.6a)$$

oraz

$$\omega^2 L_{\Sigma} C_1 \ll 1 \text{ dla } \omega = 2\pi \cdot 100 \quad (Z4.6b)$$

Po podstawieniu w miejsce  $\omega$  odpowiednich wartości, zależności (Z4.6a), (Z4.6b) przyjmują postać:

$$L_{\Sigma} C_1 \gg 1/(4\pi f_s)^2 \quad (Z4.7a)$$

oraz

$$L_{\Sigma} C_1 \ll 1/(200\pi)^2 \quad (Z4.7b)$$

Podsumowując powyższe rozważania należy stwierdzić, że w celu właściwego doboru elementów filtrów ( $C_{1a}, C_{1b}, C_5, L_1, L_2$ ) spełnione powinny być warunki (Z4.4a), (Z4.4b), (Z4.7a) oraz (Z4.7b).

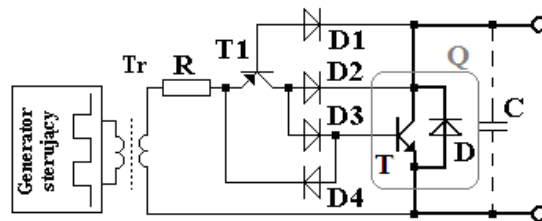
W eksperymentalnym modelu laboratoryjnym przyjęto:  $C_{1a} = C_{1b} = 3 \mu\text{F}$ ,  $C_5 = 1 \mu\text{F}$ ,  $L_1 = L_2 = 1 \text{ mH}$ ,  $\mathcal{G} = 1$ ,  $R_{dc} = 50 \Omega$ ,  $f_s = 26,3 \text{ kHz}$ . Warunki (Z4.4a) i (Z4.4b) zostały spełnione, gdyż  $R_{dc}'C_{\Sigma} = 125 \mu\text{s} \ll 10 \text{ ms}$  oraz  $L_{\Sigma}/R_{dc}' = 40 \mu\text{s} \ll 10 \text{ ms}$ . Podobnie, warunki (Z4.7a) i (Z4.7b) też zostały spełnione, gdyż  $L_{\Sigma}C_1 = 3 \cdot 10^{-9} \text{ s}^2 \gg 1/(4\pi f_s)^2 = 9,16 \cdot 10^{-12} \text{ s}^2$  oraz  $L_{\Sigma}C_1 = 3 \cdot 10^{-9} \text{ s}^2 \ll 2,53 \cdot 10^{-6} \text{ s}^2$ . Sinusoidalny kształt prądu sieci zasilającej o bardzo małych wysokoczęstotliwościowych tętnieniach (rys. 7.12) świadczy o poprawności przyjętej metody doboru elementów filtrów dla analizowanego przekształtnika.

### ZAŁĄCZNIK 5: Układy sterowania łączników ZVS i ZCS

Układy sterowania przekształtnikami z łącznikami miękko przełączającymi są sterownikami tranzystorów z funkcją kontroli napięcia przy załączaniu lub prądu przy wyłączaniu oraz układami sterowania nadrzędnego. Układy sterowania nadrzędnego umożliwiają stworzenie warunków do pracy przekształtnika, zgodnie z przyjętą strategią sterowania łącznikami (ZVS lub ZCS). Rozwój przekształtników z łącznikami miękko przełączającymi spowodował powstanie specjalizowanych układów scalonych zawierających w sobie zarówno nadrzędne układy sterowania, jak i sterowniki tranzystorów mocy. Przedstawicielami ich są układy serii UC18xx (Unitrode Corp. [172]). Jednak w wielu przypadkach, w szczególności przy pracach badawczych i projektowych należy tworzyć własne, dedykowane układy.

Metody sterowania szeregowego falownika rezonansowego stwarzające warunki do zaistnienia miękkiej komutacji przedstawiono w rozdziale 6. Zastosowane przez autora struktury nadrzędnych układów sterowania omówiono w rozdziale 5. Sposób działania sterowników tranzystorów miękko przełączających przedstawiono na rysunku 1.2. W celu realizacji sterownika tranzystora przełączającego miękko należy typowy, dostępny na rynku sterownik tranzystora przełączającego twardo zaopatrzyć w dodatkowe układy pomiarowe i logiczne lub zbudować własny sterownik.

Na rysunku Z5.1 przedstawiono schemat sterownika tranzystora bipolarnego (np. BUV48), opracowanego i stosowanego przez autora w wielu urządzeniach (podrozdz. 7.1). Sterownik ten gwarantuje załączenie tranzystora T przy niewielkim napięciu  $u_Q \leq u_{Tr} - u_{EBT1} - u_{D1}$ , gdzie:  $u_{EBT1}$  – napięcie przewodzącego złącza baza emiter tranzystora T1,  $u_{D1}$  – napięcie przewodzącego złącza diody D1, np. przy prostokątnym napięciu na wyjściu transformatora o wartości  $\pm 5$  V załączenie tranzystora Q rozpoczyna się przy napięciu ok. 3,5 V. Diody D2 i D3 odpowiedzialne są za pracę tranzystora T w quasi-nasyceciu. Dioda D4 umożliwia wsteczne spolaryzowanie tranzystora T w stanie wyłączenia.



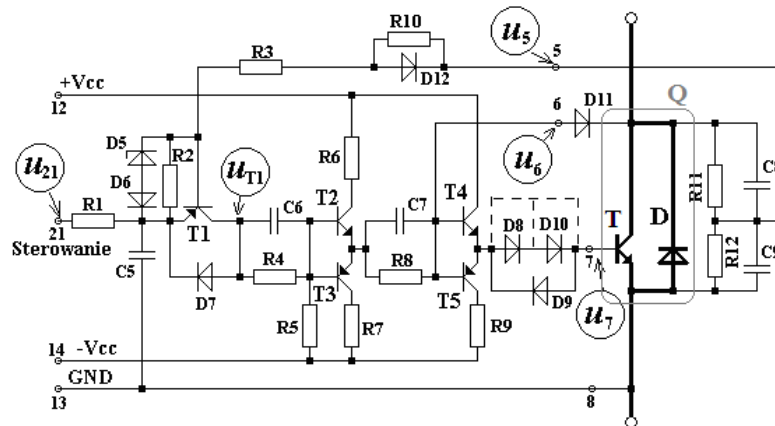
Rys. Z5.1. Schemat sterownika tranzystora bipolarnego pracującego jako łącznik ZVS

Rysunek Z5.2 przedstawia opracowany i stosowany przez autora [79, 112, 117, 164] (rozd. 7.1) układ sterownika tranzystora bipolarnego dużej mocy (np. BUV298V), gwarantującego załączenie tranzystora T przy niewielkim napięciu. Tranzystor T zaczyna załączać, gdy  $u_5 \leq u_{21} - u_{EBT1} - u_{D12}$ , gdzie:  $u_{EBT1}$  – napięcie przewodzącego złącza baza emiter tranzystora T1,  $u_{D12}$  – napięcie przewodzącego złącza diody D12. Wartość napięcia, przy którym tranzystor T załącza się, ustalić można poprzez dobór dzielnika napięcia R11, R12, C8, C9 oraz poprzez zmianę wartości napięcia sterującego  $u_{21}$ . Dio-

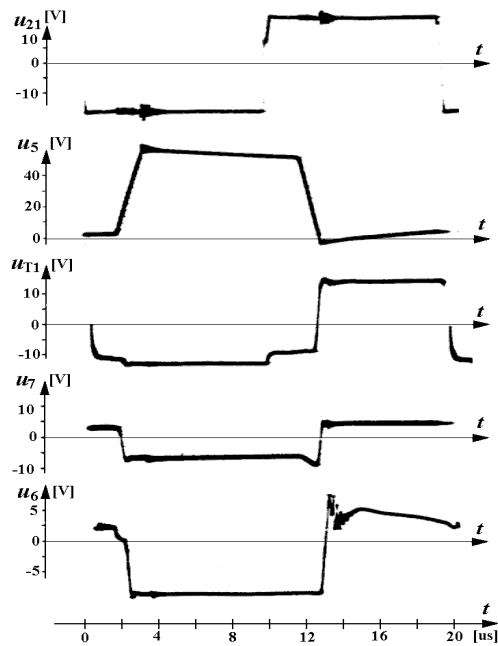


dy D8, D10 i D11 odpowiedzialne są za pracę tranzystora T w quasi-nasyceniu. Dioda D9 umożliwia wsteczną polaryzację tranzystora T zapewniając możliwość blokowania napięć do 1000 V (dla BUV298V).

Na rysunku Z5.3 przedstawiono przebiegi napięć w układzie sterowania tranzystora.



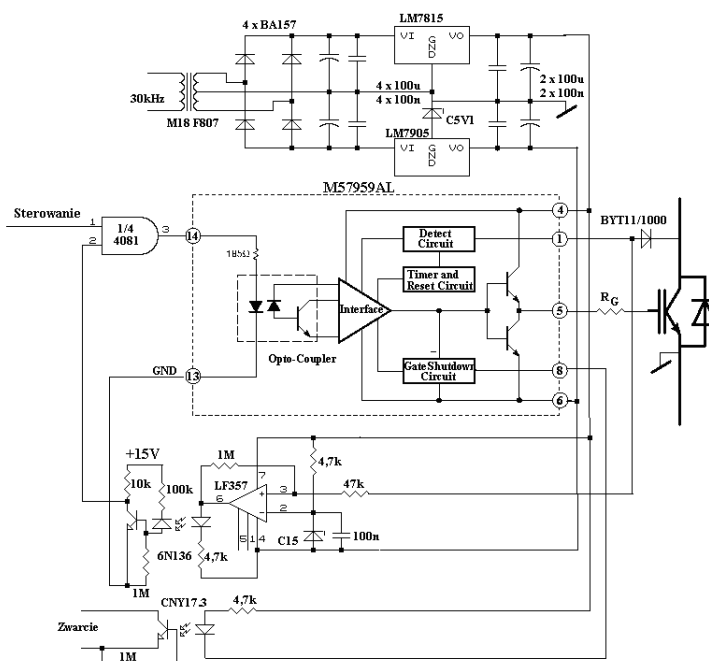
Rys. Z5.2. Schemat ideowy sterownika tranzystora bipolarnego pracującego jako łącznik ZVS w układzie falownika



Rys. Z5.3. Przebiegi napięć w sterowniku tranzystora bipolarnego pracującego jako łącznik ZVS w układzie jak na rysunku Z5.2

Z rysunku wynika, że podanie dodatniego napięcia  $u_7$  na bazę tranzystora T następuje dopiero, gdy napięcie  $u_5$  osiągnie dostatecznie małą wartość. Napięcie  $u_6$  po załączeniu tranzystora T zmniejsza się, gdyż zaczyna przewodzić dioda D11. Prąd bazy T4 zmniejsza się wówczas tak, że napięcie przewodzącego tranzystora T stabilizowane jest na poziomie ok. 0,7, 1,4 lub 2,1 V (quasi-nasylenie). Wartości napięcia tranzystora T w stanie quasi-nasylenia zmieniać można zwierając diodę D8 lub D10 (lub obie diody). Poziom napięcia quasi-nasylenia dobiera się w zależności od typu zastosowanego tranzystora mocy. Dla tranzystora typu Darlington przyjmuje się napięcia 1,4 lub 2,1 V. Kondensatory C8 i C9 pełnią także dodatkową funkcję bezstratnego układu odciażającego tranzystor T przy wyłączeniu.

Rysunek Z5.4 przedstawia schemat ideowy opracowanego i stosowanego przez autora sterownika, umożliwiającego sterowanie tranzystora IGBT (o parametrach granicznych 600 V/200 A lub 1400 V/100 A) jako łącznika ZVS. Sterownik ten powstał przy wykorzystaniu hybrydowego sterownika M57959L [163] stosowanego w przekształtnikach o komutacji twardej. Gdy do układu z rysunku Z5.4 nie wmontuje się tranzystora (6N136) i komparatora, może on pracować jako sterownik tranzystorów twardo przełączających się.



Rys. Z5.4. Schemat ideowy sterownika tranzystora IGBT pracującego jako łącznik ZVS (zastosowano hybrydowy sterownik M57959L wraz z układami pomocniczymi)

Schematy blokowe wybranych układów sterowania szeregowego falownika rezonansowego, gwarantujące stworzenie warunków do miękkiego przełączania tranzystorów, przedstawiono na rysunkach 5.5, 5.6, 5.8 z rozdziału 5. Są to nadrzędne układy sterowania w stosunku do sterowników tranzystorów z rysunków Z5.4. Wykorzystane



## LITERATURA

1. Akagi H., Nabae A., 1989. A Voltage-Source Inverter Using IGBT's for a 50 kHz 10 kV Corona Surface Treater. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, San Diego, 1, 1164-1169.
2. Barragan L., Burdio J., Artigas J., Navarro D., Acero J., Puyal D., 2005. Efficiency Optimization in ZVS Series Resonant Inverters with Asymmetrical Voltage-Cancellation Control. IEEE Transaction on Power Electronics 20(5), 1036-1044.
3. Bhat A.K.S., 1988. Analysis and Design of a DC/DC Converter Using Square-Wave Output Resonant Inverter. IEEE Transaction on Industrial Electronics (35)4, 494-501.
4. Bhat A.K.S., 1997. Analysis and Design of a Fixed-Frequency LCL-Type Series-Resonant Converter with Capacitive Output Filter. IEE Proceedings Circuit, Devices and Systems 144(2), 97-103.
5. Bendien J.Ch., Fregien G., van Wyk J.D., 1986. High-efficiency on-board battery charger with transformer isolation, sinusoidal input current and maximum power factor. IEE Proceedings B, Electric Power Applications 133(4), 197-204.
6. Bendien J.Ch., Mućko J., 1990. Selbstgesteuerte unidirektionale Gleichspannungswandler: Vergleich von hart- und weichschaltenden Halbbrückenwandlern. etz-Archiv 12(5), 151-156.
7. Bolkowski S., 1986. Elektrotechnika Teoretyczna – Teoria obwodów elektrycznych. Tom 1, WNT Warszawa.
8. Burány N., Huber L., Pejovic P., 2008. Corona Discharge Surface Treater Without High Voltage Transformer. IEEE Transactions on Power Electronics 23(2), 993-1002.
9. Burdio J., Canales F., Barbosa P., Lee F., 2001. A Comparison Study of Fixed-Frequency Control Strategies for ZVS DC/DC Series Resonant Converters. 32<sup>nd</sup> IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference, Vancouver, 427-432.
10. Burdio J., Monterde F., Garcia J., Barragan L., Martinez A., 2005. A Two-Output Series-Resonant Inverter for Induction-Heating Cooking Appliances. IEEE Transactions on Power Electronics 20(4), s. 815-822.
11. Chan S., Chung H., Hui S., 2005. Design and Analysis of an IC-Less Self-Oscillating Series Resonant Inverter for Dimmable Electronic Ballasts. IEEE Transactions on Power Electronics 20(6), 1450-1458.
12. Chang Ch., Chang J., Bruning G., 1999. Analysis of the Self-Oscillating Series Resonant Inverter for Electronic Ballasts. IEEE Transactions on Power Electronics 14(3), 533-540.
13. Cheron Y., Foch H., Mopty Y., 1987. Ein Mittelfrequenz-Konverter mit Asymmetrischen Thyristoren und Leistungstransistoren. THOMSON-CSF Handbuch II – Transistoren in der Leistungselektronik, 363-376.
14. Citko T., 2007. Energoelektronika, układy wysokiej częstotliwości. Wydawnictwo Politechniki Białostockiej.
15. Citko T., Sikorski A., 1993. Tranzystorowy falownik napięcia ze wspólnym obwodem wspomagającym przełączanie. V Sympozjum Podstawowe Problemy Energoelektroniki, Gliwice – Ustroń, 39-45.

16. Citko T., Tunia H., Winiarski B., 2001. Układy rezonansowe w energoelektronice. Wydawnictwo Politechniki Białostockiej.
17. Dawidziuk J., 2002. Analiza strat mocy w biegunowych falownikach napięcia. Rozpr. Nauk. 98, Wydawnictwo Politechniki Białostockiej.
18. Dede E.J., Espi J.M., Jordan J., Ferreres A., 1997. Design Considerations for Transformerless Series Resonant Inverters for Induction Heating. 2<sup>nd</sup> International Conference on Power Electronics and Drive Systems, Singapore, 334-339.
19. Dede E.J., Esteve V., Maset E., Espi J.M., Navarro A.E., Carrasco J.A., Sanchis E., 1995. Soft Switching Series Resonant Converter for Induction Heating Applications. 1<sup>st</sup> International Conference on Power Electronics and Drive Systems, Piscataway, 689-693.
20. Divan D.M., Skibinski G., 1987. Zero Switching Loss Inverters for high Power Applications. 19<sup>th</sup> IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference, San Diego, 627-634.
21. Dmowski A., 1998. Energoelektroniczne układy zasilania prądem stałym w telekomunikacji i energetyce. WNT Warszawa.
22. Dmowski A., Bugyi R., Szewczyk P., 1994. Safe Operating Conditions of Semiconductor Devices in Resonant Converter. 6<sup>th</sup> International Conference on Power Electronics and Motion Control, Warszawa, 568-571.
23. Dzieńiakowski M., Fabianowski J., Ibach R., 2008. LCL-Load Modular Converter for Induction Heating. 13<sup>th</sup> International Conference on Power Electronics and Motion Control, Poznań, 2105-2109.
24. Eckert W., 1998. Aufbau und Untersuchung von Komponenten zur berührungslosen Versorgung eines Antriebes für Handhabungsgeräte. Diplomaufgabe. Institut für Stromrichtertechnik und Elektrische Antriebe, RWTH Aachen.
25. Encyklopedia Fizyki, 1974. Praca zbiorowa pod redakcją B. Pierzchalskiej. Tom 3, PWN Warszawa.
26. Erickson R.W., Maksimović D., 2001. Fundamentals of Power Electronics. Springer Science + Business Media Inc, Berlin – Heidelberg.
27. Espi J.M., Dede E.J., Ferreres A., Garcia R., 1996. Steady-State Frequency Analysis of the “LLC” Resonant Inverter for Induction Heating”. V IEEE International Power Electronics Congress, Cuernavaca, 22-28.
28. Espi J.M., Dede E.J., Gil R., Moreno C.J., 2007. Design of the L-LC Resonant Inverter for Induction Heating Based on its Equivalent SRI. IEEE Transactions on Industrial Electronics 54(6), 3178-3187.
29. Esteve V., Jordan J., Dede E.J., Cases C., Magraner J.M., Sanchis-Kilders E., Maset E., 2007. Using Pulse Density Modulation to Improve the Efficiency of IGBT Inverters in Induction Heating Applications. 38<sup>th</sup> IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference, Orlando, 1370-1373.
30. Fabijański P., Łagoda R., 2004. Analiza pracy i badania eksperymentalne układu falownika rezonansowego zasilającego ultradźwiękowe urządzenia do mycia technologicznego. Przegląd Elektrotechniczny 4, 339-342.
31. Fabijański P., Łagoda R., 2008. Genetic Identification of Parameters the Sandwich Piezoelectric Ceramic Transducers for Ultrasonic Systems. 13<sup>th</sup> International Conference on Power Electronics and Motion Control, Poznań, 2078-2081.

32. Ferreira J.A., van Wyk J.D., 1984. On overcoming the major disadvantages of the self-oscillating Royer-inverter. 1<sup>st</sup> International Conference on Power Electronics and Variable-Speed Drives, London, 123-126.
33. Fujita H., Akagi H., 1996. Pulse-Density-Modulated Power Control of a 4 kW 450 kHz Voltage-Source Inverter for Induction Melting Applications. IEEE Transaction on Industry Applications IA-32(2), 279-286.
34. Fujita H., Akagi H., 1998. Control and Performance of a Pulse-Density-Modulated Series-Resonant Inverter for Corona Discharge Processes. IEEE Industry Applications Conference, 33<sup>rd</sup> IAS Annual Meeting, St. Louis, 1320-1325.
35. Fujita H., Akagi H., 1999. Control and Performance of a Pulse-Density-Modulated Series-Resonant Inverter for Corona Discharge Processes. IEEE Transactions on Industry Applications 35(3), 621-627.
36. Fujita H., Ogasawara S., Akagi H., 1997. An Approach to a Broad Range of Power Control In Voltage-Source Series-Resonant Inverters for Corona Discharge Treatment – Pulse – Density – Modulation. 28<sup>th</sup> IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference, St. Luis, 1000-1006.
37. Grajales L., Sabate J.A., Wang K.R., Tabisz W.A., Lee F.C., 1993. Design of a 10 kW, 500 kHz Phase-Shift Controlled Series-Resonant Inverter for Induction Heating. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Toronto, 843-849.
38. Greczko E., Mućko J., 1998. Rezonansnyj inwertor s ułuczszennymi wychodnymi charakterystykami. [W:] Regulirujemyje asinchronnyje dviगतjeli. Nacjonalnaja Akademia Nauk Ukrainy – Institut Elektrodynamiki, Kijev, 236-243.
39. Grzesik B., Kaczmarczyk Z., Junak J., 1996. A Class E Inverter – the Influence of Inverter Parameters on Its Characteristics. 27<sup>th</sup> IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference, Baveno, 1832-1837.
40. Hatstrup C., van der Broeck H.W., Ossmann M., 2003. Fast Estimation Techniques for Digital Control of Resonant Converters. IEEE Transactions on Power Electronics 18(1), 365-372.
41. Ibach R., Fabianowski J., Dzieniakowski M., 2004. Verfahren zur Speisung eines Induktionsofen oder Induktors. Internationale Patent WO2004/071132/A1.
42. Imbertson P., Mohan N., 1993. Asymmetrical Duty Cycle Permits Zero Switching Loss in PWM Circuits with No Conduction Loss Penalty. IEEE Transactions on Industry Applications 29(1), 121-125.
43. Iqbal S., Besar R., Venkatasashaiah C., 2008. A Novel Control Scheme for Voltage Multiplier Based X-Ray Power Supply. IEEE 2<sup>nd</sup> International Power and Energy Conference, Johor Bahru, 1456-1460.
44. Jain P., St-Martin A., Edwards G., 1996. Asymmetrical Pulse-Width Modulated Resonant DC/DC Converter Topologies. IEEE Transaction on Power Electronics 11(3), 413-422.
45. Jinfei Shen, Hongbin Ma, Wenxu Yan, Jing Hui, Lei Wu, 2006. PDM and PSM Hybrid Power Control of a Series-Resonant Inverter for Induction Heating Applications. 1<sup>st</sup> IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, Singapore, 1-6.
46. Kaczmarczyk Z., 2007. Poprawa właściwości energetycznych falowników klasy E przez maksymalizację wykorzystania tranzystora. Wydawnictwo Politechniki Śląskiej Gliwice.

47. Kang Y.G., Upadhyay A.K., 1988. Analysis and Design of a Half-Bridge Parallel Resonant Converter. *IEEE Transaction on Power Electronics* 3(3), 254-265.
48. Kazimierczuk M.K., 1992. Synthesis of phase-modulated resonant dc/ac inverters and DC/DC converters. *IEE Proceedings B, Electric Power Applications* 139(4), 387-394.
49. Kim E.S., Chung B.G., Kang S.I., Cha I.S., Kye M.H., 2007. A Novel Topology of Secondary LLC Series Resonant Converter. 21<sup>st</sup> Annual IEEE Applied Power Electronics Conference, Anaheim, 1625-1629 .
50. Kozhemyak O., Murkin M., 2005. Adequacy estimation of simulation of transient processes in a series resonant inverter. 6<sup>th</sup> International Siberian Workshop on Electron Devices and Materials, Erlagol, 143-144.
51. Kwon Y.S., Yoo S.B., Hyun D.S., 1999. Half-Bridge Series Resonant Inverter for Induction Heating Applications with Load-Adaptive PFM Control Strategy. 14<sup>th</sup> Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, Dallas, 575-581.
52. Langer H.G., 1988. Gutachten über aktive Rückspeisenetzwerke für Schaltentlastungsnetzwerke. Teil 1. Opracowanie wewnętrzne dla firmy ABB Mannheim. Institut für Stromrichtertechnik und Elektrische Antriebe, RWTH Aachen.
53. Lazar J.F., Martinelli R., 2001. Steady-State Analysis of the LLC Series Resonant Converter. 16<sup>th</sup> Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, Anaheim, 728-735.
54. Leufen H., 1998. Untersuchung an einem Schwingkreiswechselrichter in Halbbrueckenschaltung geeignet für einen Betrieb mit hoher Schaltfrequenz. Diplomarbeit. Institut für Stromrichtertechnik und Elektrische Antriebe, RWTH Aachen.
55. Li H., Li Y., Peng Y., 2006. FPGA-Based All Digital Phase-Locked Loop Controlled Induction Heating Power Supply Operating at Optimized ZVS Mode. *IEEE Region 10 Conference*, Hong Kong, 1-4.
56. Liu K.H., Lee F.C., 1986. Zero-Voltage Switching Technique in DC/DC Converters. 17<sup>th</sup> Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, Vancouver, 58-70.
57. Liu R., Lee C., 1992. Series Resonant Converter with Third-Order Commutation Network. *IEEE Transactions on Power Electronics* 7(3), 462-468.
58. Liu T., Zhou Z., Xiong A., Zeng J., Ying J., 2006. A Novel Precise Design Method for LLC Series Resonant Converter. 28<sup>th</sup> Annual International Telecommunications Energy Conference, Providence, 1-6.
59. Liu Y., He X., 2005. A Series Resonant Inverter System with PDM and PFM Hybrid Control for Plastic Film Surface Treatment. *IEEE Industry Applications Conference, 40<sup>th</sup> IAS Annual Meeting*, Hong Kong, 1700-1704.
60. Liu Y., He X., 2005. PDM and PFM Hybrid Control of a Series-Resonant Inverter for Corona Surface Treatment. *IEE Proceedings – Electric Power Applications* 152(6), 1445-1450.
61. Lucia O., Burdio J.M., Millan I., Acero J., Puyal D., 2009. Load-Adaptive Control Algorithm of Half-Bridge Series Resonant Inverter for Domestic Induction Heating. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 56(8), 3106-3116.
62. Maksimović D., Čuk S., 1989. Constant frequency control of Quasi-Resonant Converters. *IEEE Transactions on Power Electronics* 6(1), 141-150.

63. Matysik J., 2001. Metody sterowania integracyjnego tranzystorowych falowników napięcia klasy D z szeregowym obwodem rezonansowym. Pr. Nauk., Elektryka 114, Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej.
64. Matysik J., 2006. A New Method of Integration Control with Instantaneous Current Monitoring for Class D Series-Resonant Converter. IEEE Transaction on Industrial Electronics 53(5), 1564-1576.
65. Matysik J., 2007. The Current and Voltage Phase Shift Regulation in Resonant Converters with Integration Control. IEEE Transaction on Industrial Electronics 54(2), 1240-1242.
66. Matysik J., Szymański B., 2007. Charge Controlled Class DE Series Resonant Converter-New Concept. The International Conference on "Computer as a Tool", Warszawa, 1355-1359.
67. Meek J., Craggs J., 1978. Electrical breakdown of gases. John Wiley & Son New York.
68. Meyer C., de Doncker R.W., 2007. Design of a Three-Phase Series Resonant Converter for Offshore DC Grids. IEEE Industry Applications Conference, 42<sup>nd</sup> IAS Annual Meeting, New Orleans, 216-223.
69. Millan I., Puyal D., Burdio J.M., Acero J., Llorente S., 2007. Resonant Inverter Topology for All-Metal Domestic Induction Heating. IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Vigo, 913-918.
70. Millan I., Puyal D., Burdio J.M., Bernal C., Acero J., 2007. Improved Performance of Half-Bridge Series Resonant Inverter for Induction Heating with Discontinuous Mode Control. 22<sup>nd</sup> Annual IEEE Applied Power Electronics Conference, Anaheim, 1293-1298.
71. Modzelewski J., Mikołajewski, M., 2007. Output Power Control by Frequency Regulation in Class-DE Power Amplifier. The International Conference on "Computer as a Tool", Warszawa, 1423-1428.
72. Modzelewski J., Mikołajewski M., 2008. Class-E Tuned Amplifiers in Power Amplitude Modulators. 17<sup>th</sup> International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications, Wrocław, 1-4.
73. Mohan N., Undeland M., Robbins W., 1989. Power electronics: Converters, Applications and Design. John Wiley & Sons Inc. New York.
74. Moo C., Chen W., Hsieh H., 2003. Electronic Ballast with Piezoelectric Transformer for Cold Cathode Fluorescent Lamps. IEE Proceedings – Electric Power Applications 150(3), 278-282.
75. Moo C., Chen W., Yen H., Lee M., 2004. Electronic Ballast with Programmable Starting for Rapid-Start Fluorescent Lamps. 35<sup>th</sup> Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, Aachen, 2639-2644.
76. Moradewicz A.J., Kaźmierkowski M.P., 2008. FPGA Based Control of Series Resonant Converter for Contactless Power Supply. IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Cambridge. 245-250.
77. Mućko J., 1988. Funkstörungen im Batterieladegerät. Opracowanie wewnętrzne dla Institut für Stromrichtertechnik und Elektrische Antriebe, RWTH Aachen.
78. Mućko J., 1990. Problemy zakłóceń radioelektrycznych w przekształtnikach tranzystorowych. Przegląd Elektrotechniczny 39, 43-47.



79. Mućko J., 1990. Tranzystorowy konwerter rezonansowy o podwyższonej częstotliwości pracy i niskich stratach komutacyjnych. IV Krajowa Konferencja Energoelektroniki, Warszawa, 270-279.
80. Mućko J., 1995. Konwertery rezonansowe o miękkiej komutacji. Przegląd Elektrotechniczny 4, 97-102.
81. Mućko J., 1999. Tranzystorowy generator SCA do regulacji obciążenia systemu energetycznego. II Krajowa Konferencja Postępy w Elektrotechnice Stosowanej, Kościelisko, 225-230.
82. Mućko J., 1999. Wybrane metody zmniejszenia poziomu zakłóceń radioelektrycznych w przekształtnikach tranzystorowych. International Multi-Workshop Power Electronics Devices Compatibility, Słubice, 52-65.
83. Mućko J., 2000. Aktywator folii polietylenowej-wybrane problemy sterowania i modelowania. Modelowanie i Symulacja, Zakopane – Kościelisko, 63-71.
84. Mućko J., 2000. Raport z realizacji I etapu Projektu Celowego KBN nr 8 T10A 142 2000 C/4915 Typoszereg tranzystorowych generatorów wraz z transformatorami WN. Wybór koncepcji rozwiązania konstrukcyjnego i opracowanie dokumentacji konstrukcyjnej typoszeregu generatorów do aktywacji folii polietylenowej. Opracowanie wewnętrzne dla Instytutu Przetwórstwa Tworzyw Sztucznych METALCHEM w Toruniu, Bydgoszcz, 1-27.
85. Mućko J., 2001. Raport z realizacji III etapu Projektu Celowego KBN nr 8T10A 1422000C/4915 Typoszereg tranzystorowych generatorów wraz z transformatorami WN. Próby i badania układu prototypowego. Opracowanie wewnętrzne dla Instytutu Przetwórstwa Tworzyw Sztucznych „METALCHEM” w Toruniu, Bydgoszcz, 1-9.
86. Mućko J., 2001. Sterowanie falownika rezonansowego poprzez modulację PDM w aplikacji aktywatora folii polietylenowej. III Ogólnopolska Konferencja Naukowo-Techniczna Postępy w Elektrotechnice Stosowanej, Kościelisko, 251-258.
87. Mućko J., 2002. Szeregowy falownik rezonansowy w aplikacji aktywatora folii polietylenowej. VIII Sympozjum „Energoelektronika w Nauce i Dydaktyce”, Konferencja grantowa, Bydgoszcz-Pieczyska, 79-90.
88. Mućko J., 2003. Łączniki miętko przełączające w układach przekształtnikowych. Elektronizacja 12, 19-23.
89. Mućko J., 2003. Łączniki sterowane w układach miętko przełączających. IV Ogólnopolska Konferencja Naukowo-Techniczna Postępy w Elektrotechnice Stosowanej, Kościelisko, 91-98.
90. Mućko J., 2005. Aktywator folii z falownikiem rezonansowym – charakterystyki układu przy różnych metodach sterowania. V Ogólnopolska Konferencja Naukowo-Techniczna Postępy w Elektrotechnice Stosowanej, Zakopane – Kościelisko, Wydawnictwa Politechniki Warszawskiej, 147-154.
91. Mućko J., 2005. Aktywator folii z falownikiem rezonansowym – właściwości, metody i układy sterowania. Przegląd Elektrotechniczny 11, 42-49.
92. Mućko J., 2005. Szeregowy falownik rezonansowy w zastosowaniu aktywatora folii – metody i układy sterowania. V Ogólnopolska Konferencja Naukowo-Techniczna Postępy w Elektrotechnice Stosowanej, Zakopane – Kościelisko, Wydawnictwa Politechniki Warszawskiej, 155-163.

93. Mućko J., 2006. Analiza zjawisk w układach falowników z wyjściowym szeregowym obwodem rezonansowym. IV Lubuska Konferencja Naukowo-Techniczna Materiały i Technologie w Elektrotechnice, Gorzów Wlkp., 143-150.
94. Mućko J., 2006. Analiza zjawisk w układach falowników z wyjściowym szeregowym obwodem rezonansowym. Przegląd Elektrotechniczny 3, 55-58.
95. Mućko J., 2006. Szeregowy falownik rezonansowy – metody sterowania a możliwości zastosowania łączników miękko przełączających. IV Lubuska Konferencja Naukowo Techniczna Materiały i Technologie w Elektrotechnice, Gorzów Wlkp., 151-157.
96. Mućko J., 2006. Szeregowy falownik rezonansowy – metody sterowania a możliwości zastosowania łączników miękko przełączających. Wiadomości Elektrotechniczne 3, 39-45.
97. Mućko J., 2006. Szeregowy falownik rezonansowy obciążony szeregowo-porównanie wyników symulacji z wynikami analizy dla różnych założeń upraszczających i różnych typów obciążeń. IV Konferencja Naukowa Modelowanie i Symulacja, Kościelisko, 81-88.
98. Mućko J., 2006. Szeregowy falownik rezonansowy obciążony szeregowo lub równoległe – porównanie charakterystyk dla różnych założeń upraszczających i różnych typów obciążeń. Przegląd Elektrotechniczny 11, 125-131.
99. Mućko J., 2006. Szeregowy falownik rezonansowy z obciążeniem równoległym – porównanie wyników symulacji z wynikami analizy dla różnych założeń upraszczających i różnych typów obciążeń. IV Konferencja Naukowa Modelowanie i Symulacja, Kościelisko, 89-96.
100. Mućko J., 2007. Methods of output characteristics improvement in series resonant inverters. [W:] Power Electronics and Electrical Drives – Selected Problems, Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, 110-121.
101. Mućko J., 2007. Szeregowy falownik rezonansowy z układem powielacza napięcia. VI Ogólnopolska Konferencja Naukowo-Techniczna Postępy w Elektrotechnice Stosowanej, Kościelisko, 13-16.
102. Mućko J., 2008. Application of resonant circuits at the output of a voltage source inverter for filtration, shaping its characteristics and minimizing the inverter's output current. Archives of Electrical Engineering LVII(2), Polish Academy of Sciences, Warszawska Drukarnia Naukowa PAN, 175-192.
103. Mućko J., 2008. Corona Treatment System with Resonant Inverter – Selected Properties. 13<sup>th</sup> International Power Electronics and Motion Control Conference, Poznań, 1339-1343.
104. Mućko J., 2008. New Control Methods of a Series-Resonant Inverter for Purpose of Corona Surface Treatment. Przegląd Elektrotechniczny 4, 10-13.
105. Mućko J., 2008. Nowe metody sterowania falownikiem rezonansowym w zastosowaniu do powierzchniowej obróbki tworzyw sztucznych. V Lubuska Konferencja Naukowo-Techniczna Materiały i Technologie w Elektrotechnice, Gorzów Wlkp., 164-169.
106. Mućko J., 2008. Sposób sterowania falownikiem rezonansowym w zastosowaniu aktywatora folii. Zgłoszenie patentu P384865.
107. Mućko J., 2009. Przekształtnik rezonansowy do bezdotykowego transferu energii elektrycznej o jednostkowym współczynniku mocy i miękko przełączających tranzystorach. Przegląd Elektrotechniczny 12, 195-198.

108. Mućko J., 2009. Układ do bezdotykowego transferu energii elektrycznej o sinusoidalnym prądzie wejściowym i miękko przełączających tranzystorach. VII Ogólnopolska Konferencja Naukowo-Techniczna Postępy w Elektrotechnice Stosowanej, Kościelisko, 57-60.
109. Mućko J., 2009. Wybrane zastosowania technologiczne falowników rezonansowych. Przegląd Elektrotechniczny 9, 273-278.
110. Mućko J., 2010. Metody sterowania szeregowego falownika rezonansowego zapewniające jednoczesną komutację ZVS i „prawie ZCS”. VI Lubuska Konferencja Naukowo-Techniczna – Innowacyjne Materiały i Technologie w Elektrotechnice, Gorzów Wlkp., 275-288.
111. Mućko J.: 2010. Metody sterowania szeregowego falownika rezonansowego zapewniające jednoczesną komutację ZVS i „prawie ZCS”. Przegląd Elektrotechniczny 6, 137-142.
112. Mućko J., Bendien J.Ch., 1989. Tranzystorowy konwerter rezonansowy o bardzo małych stratach komutacyjnych i niskim poziomie zakłóceń radiowych. Archiwum Elektrotechniki XXXVIII, Komitet Elektrotechniki PAN Warszawa, 203-213.
113. Mućko J., Czajkowski J., 1997. Relacje dualności w układach przerywaczy quasi-rezonansowych na przykładzie przerywacza podwyższającego napięcie. I Ogólnopolska Konferencja Naukowa Postępy w Elektrotechnice Stosowanej, Zakopane, s.113-120.
114. Mućko J., Greczko E., 1995. Falownik rezonansowy o poprawionych charakterystykach wyjściowych. II Konferencja Elektrotechnika Prądów Niesinusoidalnych, Zielona Góra, 85-91.
115. Mućko J., Greczko E., 1996. Quasi-Resonant Buck Converter – Possible Topologies, Similarities and Differences. IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Warszawa, 719-723.
116. Mućko J., Greczko E., 1996. Resonant Inverters with Improved Output Characteristics. International Conference on Electrical Drives and Power Electronics, The High Tatra, Slovakia, 623-627.
117. Mućko J., Langer H.G., Bendien J.Ch., 1989. A Novel Resonant DC to DC Converter with High Power Density and High Efficiency. 3<sup>rd</sup> European Conference on Power Electronics and Applications, Aachen, 1467-1471.
118. Mućko J., Strzelecki R., Kozakiewicz J., Lutomirski S., 1999. Resonant Inverters with Improved Output Characteristics in Application for Corona Discharge Treatment. 8<sup>th</sup> European Conference on Power Electronics and Applications, Lausanne, CD-ROM, paper No 857, 1-6.
119. Mućko J., Strzelecki R., Lutomirski S., 1993. Falownik z tranzystorami IGBT do aktywacji folii polietylenowej. V Sympozjum Podstawowe Problemy Energoelektroniki, Gliwice – Ustroń, 418-425.
120. Nagai S., Hiraki E., Arai Y., Nakaoka M., 1997. New Phase-Shifted Soft-Switching PWM Series Resonant Inverter Topologies and Their Practical Evaluations. 2<sup>nd</sup> International Conference on Power Electronics and Drive Systems, Singapore, 318-322.
121. Nagai S., Michihira M., Nakaoka M., 1994. New Phase-Shifted Soft-Switching PWM High-Frequency Series Resonant Inverters Topologies and Their Practical Evaluations. 5<sup>th</sup> International Conference on Power Electronics and Variable-Speed Drives, London, 274-279.

122. Nagai S., Nagura H., Nakaoka M., Okuno A., 1993. High-Frequency Inverter with Phase-Shifted PWM and Load-Adaptive PFM Control Strategy for Industrial Induction-Heating. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Toronto, 2165-2172.
123. Ngo K.D.T., 1988. Analysis of a Series Resonant Converter Pulsewidth-Modulated or Current-Controlled for Low Switching Loss. IEEE Transactions on Power Electronics 3(1), 55-63.
124. Nowak M., Barlik R., 1998. Poradnik inżyniera energoelektronika. WNT Warszawa.
125. Okuno A., Shirakawa S., Nakaoka M., 1998. Latest Developments of Voltage-Fed Resonant High-Frequency Inverter with Load Resonant Frequency Tracking Scheme for Induction Heating. 7<sup>th</sup> International Conference on Power Electronics and Variable-Speed Drives, London, 152-157.
126. Rashid M., 2001. Power electronics handbook. Academic Press, San Diego.
127. Redl R., Molnar B., Sokal N.O., 1986. Class E Resonant Regulated DC/DC Power Converters: Analysis of Operation and Experimental Results at 1.5MHz. IEEE Transactions on Power Electronics 1(2), 111 –120.
128. Rosenthal L.A., Davis D.A., 1975. Electric Characterization of a Corona Discharge for Surface Treatment. IEEE Transactions on Industry Applications 11(3), 328-335.
129. Sabate J.A., Lee F.C., 1991. Off-Line Application of the Fixed-Frequency Clamped-Mode Series Resonant Converter. IEEE Transactions on Power Electronics 6(1), 39-47.
130. Schröder D., 2008. Leistungselektronische Schaltungen. Funktion, Auslegung und Anwendung. Springer-Verlag Berlin – Heidelberg.
131. Sikorski A., 1998. Problemy dotyczące minimalizacji strat łączeniowych w przekształtniku AC/DC/AC – PWM zasilającym maszynę indukcyjną. Rozpr. Nauk. 58, Wydawnictwo Politechniki Białostockiej.
132. Sikorski A., Citko T., 1993. Quasi-Resonant Parallel DC Link Circuit for High-Frequency DC-AC Inverters. 5<sup>th</sup> European Conference on Power Electronics and Applications, Brighton, 174-177.
133. Sikorski A., Citko T., Paczkowski T., 1994. Control of the Three Phase AC/DC Transistor Converter with Quasi-Resonant Commutating Circuit. 5<sup>th</sup> International Conference on Power Electronics and Variable-Speed Drives, London, 645-650.
134. Skvarenina L., 2002. The Power Electronics Handbook. CRC Press LLC, Boca Raton – London – New York.
135. Sosa J.L., Castilla M., de Vicuna L.G., Miret J., Cruz J., 2005. Sliding Mode Control for the Fixed-Frequency Series Resonant Converter with Asymmetrical Clamped-Mode Modulation. IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Dubrownik, 675-680.
136. Souda M., Endo F., Yamazaki C., Okamura K., Fukushima K., 1999. Development of High Power Capacitor Charging Power Supply for Pulsed Power Applications. 12<sup>th</sup> IEEE International Pulsed Power Conference, Monterey, 1414-1416.
137. Steigerwald R.L., 1984. High-Frequency Resonant Transistor DC-DC Converters. IEEE Transactions on Industrial Electronics 31(2), 181-191.
138. Steigerwald R.L., 1988. A Comparison of Half-Bridge Resonant Converter Topologies. IEEE Transaction on Power Electronics 3(2), 174-182.

139. Szczęsny R., 1999. Komputerowa symulacja układów energoelektronicznych. Wydawnictwo Politechniki Gdańskiej.
140. Szewczyk P., 1998. Optymalizacja technologicznych zasilaczy wysokiego napięcia. Rozprawa doktorska, Politechnika Warszawska (praca niepublikowana).
141. Szychta E., 2006. Multirezonansowe przekształtniki ZVS napięcia stałego na napięcie stałe. Oficyna Wydawnicza Uniwersytetu Zielonogórskiego.
142. Tabisz W.A., Lee F.C., 1988. Zero-Voltage-Switching Multi-Resonant Technique – A Novel Approach to Improve Performance of High-Frequency Quasi-Resonant Converters. 19<sup>th</sup> Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, Kyoto, 9-17.
143. Tabisz W.A., Lee F.C., 1989. DC Analysis and Design of Zero-Voltage-Switched Multi-Resonant Converters. 20<sup>th</sup> Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, Milwaukee, 243-251.
144. Tian J., Berger G., Reimann T., Scherf M., Petzoldt J., 2005. A Half-Bridge Series Resonant Inverter for Induction Cookers Using a Novel FPGA-Based Control Strategy. 11<sup>th</sup> European Conference on Power Electronics and Applications, Dresden, 1-9.
145. Tsai M., Chu C., 2009. Power Control Strategies Evaluation of a Series Resonant Inverter for Atmosphere Plasma Applications. 18<sup>th</sup> IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Seoul, 632-637.
146. Tunia H., Winiarski B., 1994. Energoelektronika. WNT Warszawa.
147. Valtchev S., Borges B., Brandisky K., Klaassens J.B., 2009. Resonant Contactless Energy Transfer With Improved Efficiency. IEEE Transactions on Power Electronics 24(3), s.685-699.
148. Viriya P., Yongyuth N., Matsuse K., 2007. Analysis of Transition Mode from Phase Shift to Zero-Phase Shift under ZVS and NON-ZVS Operation for Induction Heating Inverter. 4<sup>th</sup> Power Conversion Conference, Nagoya, 1512-1519.
149. Viriya P., Yongyuth N., Matsuse K., 2008. Analysis of Two Continuous Control Regions of Conventional Phase Shift and Transition Phase Shift for Induction Heating Inverter under ZVS and NON-ZVS Operation. IEEE Transactions on Power Electronics 23(6), 2794-2805.
150. Vorperian V., Čuk S., 1982. A Complete DC Analysis of the Series Resonant Converter. 12<sup>th</sup> Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, Cambridge/Massachusetts, 85-100.
151. Wang Ch.S., Stielau O.H., Covic G.A., 2005. Design Considerations for a Contactless Electric Vehicle Battery Charger. IEEE Transactions on Industrial Electronics 52(5), 1308-1314.
152. Ying W., Luguang Y., Shangang X., 2005. Modeling and Performance Analysis of the New Contactless Power Supply System. 8<sup>th</sup> International Conference on Electrical Machines and Systems, Nanjing, China, 1983-1987.
153. Yinghui G., Yaohong S., Ping Y., Yi S., 2008. High Power Capacitor Charging Power Supply for EML Applications. 14<sup>th</sup> Symposium on Electromagnetic Launch Technology, Victoria, 1-4.
154. Yong-Chae J., 1999. Dual Half Bridge Series Resonant Inverter for Induction Heating Appliance with Two Loads. Electronics Letters 35(16).
155. Zerouali S., Allag A., Mimoune S.M., Hamida A.H., Khanniche S., Feliachi M., 2006. An Adaptive Control Applied to Series Resonant Inverter for Induction Heating. 41<sup>st</sup> International Universities Power Engineering Conference, Newcastle, 633-636.

**Karty katalogowe, dokumentacje techniczne, strony internetowe**

156. Ahlbrandt System GmbH, Corona Ahlbrandt System. Generatoren. Plasma-Treater. Lauterbach, Deutschland, <http://www.ahlbrandt.de>
157. Erickson B. Resonant and Soft-Switching Techniques in Power Electronics ECEN 5817, Principles of Resonant Power Conversion. <http://ecee.colorado.edu/~ecen5817/>
158. Instytut Energetyki Oddział Gdańsk, 1998. SCA - System sterowania częstotliwością akustyczną. Opis systemu.
159. International Rectifier, Power MOSFET / IGBT. Data Sheets: <http://www.irf.com>, <http://www.datasheetcatalog.com>
160. International Rectifier, Power MOSFET / IGBT Gate Driver. Data Sheets: <http://www.irf.com/product-info/cic/fsgatedriverics.html>, <http://www.datasheetcatalog.com>
161. Instytut Inżynierii Materiałów Polimerowych i Barwników IMBIP (wcześniej IPTS Metalchem), Urządzenia do aktywowania folii polietylenowej. Toruń: <http://www.impib.pl>
162. MITSUBISHI, IGBT and Intelligent Power Modules. Data Sheets: <http://www.mitsubishichips.com>, <http://www.datasheetcatalog.com>
163. Mitsubishi, Mitsubishi Hybrid ICs for Driving IGBT Modules. Data Sheets: <http://www.mitsubishichips.com/Global/index.html>, <http://search.datasheetcatalog.net/key/HYBRID+IC>
164. Mućko J., 1988. Steuerung des Bordladegerätes – Technische Dokumentation. Opracowanie wewnętrzne dla Institut für Stromrichtertechnik und Elektrische Antriebe, RWTH Aachen.
165. Mućko J., 1991. Dokumentacja techniczna przemiennika częstotliwości z falownikiem tranzystorowym o mocy 55 kW. Opracowanie wewnętrzne dla Zakładów Przemysłu Okrętowego „FAMOR” w Bydgoszczy.
166. Mućko J., 1993-2010. Dokumentacja Techniczno-Ruchowa „Generator Aktywatora Folii PE”. Opracowania dla Instytutu Inżynierii Materiałów Polimerowych i Barwników „METALCHEM” w Toruniu. Energoelektronika, Bydgoszcz.
167. SEMIKRON, IGBT Modules. Data Sheets: <http://www.semikron.com>
168. Sherman Treaters Ltd, Sherman Treaters – Solid State Corona Treaters. Oxon, United Kingdom.
169. DIN VDE 0871 Teil 11/09.87 (Entw.), Funkstörgrenzwerte und Messverfahren für industrielle, wissenschaftliche und medizinische Hochfrequenzgeräte (ISM-Geräte). Offenbach – Berlin, VDE-Verlag.
170. PN-EN 55011: 10.1997. Dopuszczalne poziomy i metody pomiarów zaburzeń radioelektrycznych wytwarzanych przez przemysłowe, medyczne i naukowe (PMN) urządzenia wielkiej częstotliwości. Polska Norma.
171. PPHU BOLMIR, 1997. Natryskiwarka Elektrostatyczna NE-50. Bydgoszcz.
172. Unitrode, <http://www.unitrode.com/>, <http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/uc3865.pdf>

# Tranzystorowe falowniki napięcia z szeregowymi obwodami rezonansowymi

## Streszczenie

Niniejszą pracę poświęcono tranzystorowym falownikom napięcia z szeregowymi obwodami rezonansowymi. Szczególnie skoncentrowano się na procesach komutacyjnych zachodzących w tych układach oraz sposobach kształtowania charakterystyk wyjściowych.

W rozdziale 1 przedstawiono klasę układów będącą przedmiotem rozprawy, rys historyczny, podstawowe właściwości tych układów i obszary zastosowań. Przedstawiono w nim również cel i zakres pracy, zagadnienia nierozwiązane oraz wymagające pogłębienia teorii i działań poprawiających właściwości tych układów. Określono także, które spośród łączników miękko przełączających (CB-ZVS, VB-ZVS, CB-ZCS, VB-ZCS) mogą być zastosowane w rozważanych falownikach.

W rozdziałach 2 i 3 scharakteryzowano błędy, które powstają przy analizie szeregowych falowników rezonansowych metodą AC – dla podstawowej harmonicznej, w szczególności dla małych dobroci obwodu rezonansowego, odbiornika nieliniowego (z prostownikiem, filtrem  $L$  lub  $C$  i rezystorem) oraz modulacji PFM. Wyznaczono i porównano przebiegi czasowe wielkości elektrycznych oraz wybrane charakterystyki tych falowników z odbiornikiem włączonym szeregowo lub równoległe do kondensatora obwodu rezonansowego. Wyniki analizy dla podstawowej harmonicznej porównano z wynikami analizy stanów nieustalonych (w poszczególnych sekwencyjnie następujących stanach pracy układu) oraz uzyskanymi symulacyjnie. Określono błędy wynikające z przyjmowanych zwykle założeń upraszczających, przy różnych: wartościach dobroci obwodu rezonansowego, częstotliwościach przełączeń i sposobach włączenia odbiornika. Wyznaczono błędy sprowadzania rezystancji  $R_{dc}$  (za prostownikiem i filtrem) do zastępczej rezystancji  $R_{ac}$  (w obwodzie prądu przemiennego). Istotnym, ogólnym wnioskiem nasuwającym się z treści rozdziałów 2 i 3 jest stwierdzenie, że analiza AC może być stosowana jedynie przy ciągłym prądzie obwodu rezonansowego dla ograniczonego zakresu obciążeń i częstotliwości. W szczególności udowodniono, że granica między możliwością pracy tranzystorów jako łączników ZVS i ZCS nie pokrywa się w wielu przypadkach z częstotliwością rezonansową. Ponadto, synchronizacja fali prądu i napięcia wyjściowego falownika nie oznacza maksymalnej mocy wyjściowej. Błędy spowodowane uproszczeniami analizy AC malały ze wzrostem dobroci obwodów rezonansowych.

W rozdziale 4 przedstawiono oryginalne, opracowane przez autora rozprawy, topologie falowników z obwodami rezonansowymi oraz metody ich sterowania. Umożliwiają one realizację układów z charakterystykami wyjściowymi o małej ustępliwości. Układy te mają ponadto następujące właściwości, które mogą występować jednocześnie:

- skuteczne filtrują wyższe harmoniczne,
- charakteryzują się cechami źródła prądu lub napięcia,
- można dobrać taki typ (i wartości elementów) czwórnika (znajdującego się pomiędzy falownikiem a odbiornikiem) lub połączenia czwórników, aby wpływ rezystancji i indukcyjności linii między falownikiem a odbiornikiem na wartość napięcia lub prądu odbiornika był pomijalny,
- można dobrać taki typ (i wartości elementów) czwórnika lub połączenia czwórników, aby zminimalizować prąd wyjściowy falownika (prąd wejściowy czwórnika) dla danego obciążenia.

W rozdziale 5 przedstawiono opis matematyczny układu złożonego z falownika oraz obwodu rezonansowego składającego się z dławika dopasowującego, transformatora i nieliniowego odbiornika w postaci elektrod, między którymi występują wyładowania niezupełne. Wyznaczono analitycznie charakterystyczne wartości napięć i częstotliwości, dla których możliwa jest praca tranzystorów falownika jako łączników ZVS lub ZCS oraz dla których pojawiają się i gasną wyładowania niezupełne. Opracowano oraz zbadano symulacyjnie i eksperymentalnie różne sposoby i układy sterowania falownikiem (PWM, PFM, PAM, PDM i ich kombinacje, w tym nowe metody łączące PDM z PFM), zastosowanym w urządzeniu do powierzchniowej obróbki tworzyw. Wyniki wyznaczone analitycznie i symulacyjnie porównano z uzyskanymi eksperymentalnie (podrozdz. 7.2).

W rozdziale 6 przedstawiono różne metody sterowania szeregowym falownikiem rezonansowym, zapewniające miękką komutację. Określono warunki konieczne do zaistnienia komutacji miękkiej oraz takie, które tę komutację wykluczają. Przeprowadzono analizę wpływu tzw. czasu martwego, jego występowania względem chwili odpowiadającej zerowej wartości prądu wyjściowego falownika oraz pojemności łączników półprzewodnikowych na proces komutacji. Zwrócono szczególną uwagę na znalezienie takich metod sterowania, które umożliwią równoczesną pracę tranzystorów jako łączników ZVS i quasi-ZCS. Wyznaczono warunki do wystąpienia komutacji optymalnej, w której tranzystor wyłącza się przy najmniejszej wartości prądu (quasi-ZCS) gwarantującej jednak zaistnienie komutacji ZVS. Zaproponowano rozwiązania, które zapewniają komutację optymalną tranzystorów (w przekształtniku DC/DC o stałym współczynniku transformacji), niezależnie od wartości prądu obciążenia, także w stanie jałowym. Wyniki rozważań teoretycznych potwierdzone zostały symulacyjnie i eksperymentalnie (podrozdz. 7.1).

Badania eksperymentalne (rozdz. 7) koncentrowały się na dwóch grupach urządzeń, w których zastosowano szeregowy falownik rezonansowy. Pierwszą grupą były przekształtniki DC/DC o stałym współczynniku transformacji, w których tranzystory przełączały miętko w warunkach ZVS i quasi-ZCS, niezależnie od prądu obciążenia. Drugą grupę stanowiły falowniki rezonansowe z odbiornikiem nieliniowym w postaci komory z zespołem elektrod, między którymi występowały wyładowania snopiące. Wyładowania te wykorzystywane były do powierzchniowej obróbki tworzyw sztucznych. Badania tej grupy falowników zaowocowały powstaniem szeregu urządzeń przemysłowych, w których wykorzystana jest obecnie oryginalna, opracowana i zastrzeżona (zgłoszenie patentowe) przez autora metoda sterowania falownikiem rezonansowym.

W rozdziale 8 podsumowano całość pracy.



## Transistor voltage source inverters with series resonant circuits

### Summary

The following work focuses on the transistor voltage source inverters with series resonant circuits. The topic in particular is connected with switching processes in those circuits as well as with shaping of output characteristics.

The Chapter 1 describes the class of circuits that are the subject of this monograph. The historical outline and basic properties along with the areas of usage are depicted. The goal and the scope of work together with issues that are not yet solved and require further research are also presented in this Chapter. Additionally, it is specified which of the soft switches (CB-ZVS, VB-ZVS, CB-ZCS, VB-ZCS) can be applied in the considered inverters.

The Chapters 2 and 3 characterize the errors, which occur during the AC analysis of the inverters for the basic harmonic. The errors in question especially appear for the small quality factors of resonant circuit, the non-linear load (with rectifier) as well as the PFM modulation. The waveforms of the electrical values and chosen characteristics of the inverters (with the load connected to the resonant capacitor in series or parallel, with a resistive load and a load in a form of a rectifier with an inductive or capacitive filter and resistor) have been determined and compared. The results of the sinusoidal (AC) analysis of the series resonant inverters (converters) are compared with the results of the transient analysis (with the sequential method of successive states) and the results of the simulations. The errors resulting from the usually accepted assumptions for the different values of quality factor of resonant circuit, the different switching frequencies and the different wise of connecting the load are identified. Additionally, the errors resulting from the conversion of the rectifier with a filter and  $R_{dc}$  resistor to the equivalent  $R_{ac}$  resistor, are determined.

The general conclusion of the Chapters 2 and 3 is that the AC analysis can be applied only with a continuous current of a resonance circuit for only a limited range of load and frequency. It has been proved in particular that the boundary between the possibility of transistors to work as the ZVS or ZCS switches, in many cases does not overlap with a resonant frequency. Moreover, the synchronization of a current and voltage wave of the inverter output does not indicate the maximum output power. Errors caused by the simplifications of the AC analysis decreased with the growth of the quality factor.

The Chapter 4 presents the original, developed by the author of this monograph, topologies of resonant inverters as well as the methods of controlling them. Those enable the realization of the circuits with stiff output characteristics. Additionally the circuits have the following properties, which can occur simultaneously: effective filtering of higher harmonics; characterize with features of the current or voltage sources; possibility of choosing such a four-terminal network types (resonant circuit) or combination of different types that the resistance and inductance, between the inverter and load, have negligible influence on effective value of load voltage or current; possibility of choosing such a four-terminal network types (resonant circuit) or combination of different types that the inverter's output current (four-terminal network input current) for the given load type can be minimized.

The Chapter 5 presents the mathematical description of a circuit combining of a transistor inverter as well as the resonant circuit comprising of a choking - coil, transformer and the non-linear receiver (in a form of a set of electrodes, between which corona discharges occur). Characteristic values of voltages and frequencies, for which transistors can function as the ZVS or ZCS switches and for which ignition and suppress of the corona discharges occur, have been analytically calculated.

The author designed and investigated (by means of simulations and laboratory examinations, see Chapter 7.2) different topologies and methods of control (PWM, PFM, PAM, PDM and their combinations) of this inverter, which was utilized in the surface treatment systems of artificial materials. The author elaborated and examined new methods of control, which are a combination of PDM and PFM modulations. The results obtained by the means of analysis and simulations are compared with those from the performed experiments (see Chapter 7.2).

The Chapter 6 presents different methods of controlling the series resonant inverter, which enables the soft switching. The necessary conditions for the soft commutation to occur as well as the conditions, which exclude this commutation, were determined. The dead time and its location in relation to the current wave of the inverter as well as its influence on the switching were considered. Special attention was paid to finding such methods of control, which enable simultaneous operation of transistors as the ZVS and the quasi-ZCS switches. Conditions for an optimal commutation, where the transistor turns off for the lowest value of the current (quasi-ZCS) that still guarantees the ZVS switching, were determined. A solution was proposed that assures an optimum commutation of transistors (in DC/DC converted with a constant transformation coefficient), independently of the load current value (also in the idle state). Theoretical results are confirmed by simulations and experiments (see Chapter 7.1).

Experimental research (see Chapter 7) focused on two groups of devices in which the series resonant inverter was utilized. The first group comprised of the DC/DC converters with the constant transformation coefficient, in which the transistors switched softly in the ZVS and quasi-ZCS conditions, independently from the load current. The second group contained resonant inverters with non-linear load in the form of discharge electrodes, between which corona discharges occurred. These corona discharges were employed in the surface treatment systems of artificial materials. The research on this group of inverters resulted in a series of industrial devices where an original control method, developed and reserved (patent pending) by the author, is used.

Chapter 8 contains the conclusions of this whole work.