

**Politechnika Śląska**

Wydział Elektryczny

Katedra Energoelektroniki, Napędu Elektrycznego i Robotyki

**ROZPRAWA DOKTORSKA**

Michał Zellner

Wybrane zagadnienia układów bezprzewodowego  
przesyłu energii elektrycznej  
z silnym sprzężeniem magnetycznym

Promotor: dr hab. inż. Zbigniew Kaczmarczyk, Prof. Pol. Śl.

Promotor pomocniczy: dr inż. Piotr Legutko

Gliwice 2022

Chciałbym serdecznie podziękować profesorowi  
Zbigniewowi Kaczmarczykowi za poświęcony  
czas, merytoryczne uwagi i dyskusje.

# Spis treści

Wykaz najważniejszych oznaczeń.....	5
1. Wstęp.....	8
2. Aktualny stan zagadnienia.....	19
2.1. Układ pośredniczący.....	20
2.2. Przekształtniki.....	24
2.3. Tematyka rozprawy.....	27
3. Wprowadzenie.....	30
3.1. Motywacja.....	30
3.2. Teza.....	30
3.3. Cel.....	31
3.4. Zakres i metoda prowadzenia badań.....	32
3.5. Założenia.....	33
3.6. Struktura rozprawy.....	34
4. Układ IPT.....	36
4.1. Podzespoły układu IPT.....	36
4.2. Falownik.....	37
4.3. Prostownik.....	38
5. Układ pośredniczący – metoda symboliczna.....	43
5.1. Układ nieskompensowany.....	43
5.2. Metoda projektowania układu nieskompensowanego.....	50
5.3. Koncepcja układu skompensowanego.....	51
5.4. Optymalizacja układu skompensowanego.....	56
5.5. Metoda projektowania układu skompensowanego.....	69
5.6. Podsumowanie.....	70
6. Układ pośredniczący – metoda numeryczna.....	72
6.1. Równania stanu.....	72

6.2. Zmodyfikowany algorytm obliczania stanu ustalonego .....	80
6.3. Symulacje – analiza ilościowa .....	83
6.4. Symulacje – analiza jakościowa.....	88
6.5. Podsumowanie .....	92
7. Badania laboratoryjne.....	93
7.1. Układ pośredniczący .....	93
7.2. Falownik.....	99
7.3. Prostownik .....	101
7.4 Wyniki badań.....	102
7.5. Podsumowanie .....	109
8. Wnioski .....	111
Bibliografia .....	114
Załącznik A .....	121
A.1 Zależności dotyczące rozdziału 5.....	121
A.2 Zależności dotyczące rozdziału 6.....	127
Załącznik B .....	132

## Wykaz najważniejszych oznaczeń

$A$  – macierz stanu

$B$  – macierz wejść

$C$  – macierz wyjść

CCM – ang. Continuous Current Mode – tryb pracy prostownika z ciągłym prądem

$D$  – macierz przenoszenia

DCM – ang. Discontinuous Current Mode – tryb pracy prostownika z nieciągłym prądem

$e$  – napięcie zasilania układu pośredniczącego (wartość chwilowa)

$E$  – napięcie zasilania układu pośredniczącego (wartość skuteczna)

$\underline{E}$  – napięcie zasilania układu pośredniczącego (reprezentacja dla metody symbolicznej z wykorzystaniem wartości skutecznej)

$E_{DC}$  – napięcie zasilania falownika

$f$  – częstotliwość pierwszej harmonicznej napięcia wyjściowego falownika

$i_1$  – prąd cewki pierwotnej (wartość chwilowa)

$i_2$  – prąd cewki wtórnej (wartość chwilowa)

$I_1$  – prąd cewki pierwotnej (wartość skuteczna)

$\underline{I}_1$  – prąd cewki pierwotnej (reprezentacja dla metody symbolicznej z wykorzystaniem wartości skutecznej)

$I_2$  – prąd cewki wtórnej (wartość skuteczna)

$\underline{I}_2$  – prąd cewki wtórnej (reprezentacja dla metody symbolicznej z wykorzystaniem wartości skutecznej)

$IPT$  – ang. Inductive Power Transfer – indukcyjny przesył energii elektrycznej

$k$  – współczynnik sprzężenia magnetycznego

$k_R$  – współczynnik przeliczania zastępczej rezystancji stałoprądowej na rezystancję zmiennoprądową dla prostownika mostkowego

$k_{|U|}$  – współczynnik sztywności napięcia

$L_1$  – indukcyjność własna cewki pierwotnej

$L_{1\sigma}$  – indukcyjność rozproszenia cewki pierwotnej

$L_2$  – indukcyjność własna cewki wtórnej

$L_{2\sigma}$  – indukcyjność rozproszenia cewki wtórnej

$L_{d1}$  – indukcyjność dodatkowej cewki po stronie pierwotnej

$L_{d2}$  - indukcyjność dodatkowej cewki po stronie wtórnej  
 $L_g$  - indukcyjność główna  
 $M$  - indukcyjność wzajemna  
 $n$  - przekładnia napięciowa układu  
 $P_{IN\_AC}$  - moc czynna przekazywana z falownika  
 $P_{IN\_DC}$  - moc czynna pobierana przez falownik  
 $P_{OUT\_AC}$  - moc czynna przekazywana z układu pośredniczącego  
 $P_{OUT\_DC}$  - moc czynna pobierana przez odbiornik  
 $Q_{L1}$  - dobroć cewki pierwotnej  
 $Q_{L2}$  - dobroć cewki wtórnej  
 $R$  - rezystancja odbiornika  
 $R_{DC}$  - zastępcza stałoprądowa rezystancja odbiornika  
 $R_{AC}$  - zastępcza zmiennoprądowa rezystancja dla prostownika z filtrem pojemnościowym i odbiornikiem  $R_{DC}$   
 $R_{DC\_N}$  - znamionowa zastępcza stałoprądowa rezystancja odbiornika  
 $R_{AC\_N}$  - znamionowa zastępcza zmiennoprądowa rezystancja dla prostownika z filtrem pojemnościowym i odbiornikiem  $R_{DC\_N}$   
 $R_{L1}$  - rezystancja cewki pierwotnej  
 $R_{L2}$  - rezystancja cewki wtórnej  
 $R_{Ld1}$  - rezystancja dodatkowej cewki po stronie pierwotnej  
 $R_{Ld2}$  - rezystancja dodatkowej cewki po stronie wtórnej  
 $SP$  - stan przewodzenia diod prostownika  
 $SNP$  - stan nieprzewodzenia diod prostownika  
 $t$  - czas  
 $T$  - okres  
 $u$  - napięcie wyjściowe układu pośredniczącego (wartość chwilowa)  
 $u_{C1}$  - napięcie na kondensatorze po stronie pierwotnej  
 $u_{C2}$  - napięcie na kondensatorze po stronie wtórnej  
 $u_p$  - napięcie na wejściu prostownika w stanie nieprzewodzenia  
 $u_{ST1}, u_{ST2}, u_{ST3}, u_{ST4}$  - napięcia sterowania tranzystorów  
 $U$  - napięcie wyjściowe układu pośredniczącego (wartość skuteczna)  
 $\underline{U}$  - napięcie wyjściowe układu pośredniczącego (reprezentacja dla metody symbolicznej z wykorzystaniem wartości skutecznej)

$U_{DC}$  – napięcie wyjściowe prostownika

$X_1$  – reaktancja elementu kompensującego po stronie pierwotnej

$X_2$  – reaktancja elementu kompensującego po stronie wtórnej

$X_I$  – reaktancja gałęzi podłużnej transformatora po stronie pierwotnej

$X_{II}$  – reaktancja gałęzi podłużnej transformatora po stronie wtórnej

$X_{III}$  – reaktancja gałęzi poprzecznej transformatora

$X_{C1}$  – reaktancja kondensatora po stronie pierwotnej

$X_{C2}$  – reaktancja kondensatora po stronie wtórnej

$X_{L1}$  – reaktancja cewki pierwotnej

$X_{L2}$  – reaktancja cewki wtórnej

$X_M$  – reaktancja wzajemna cewek

$\mathbf{x}$  – wektor stanu

$\mathbf{y}$  – wektor wejść

$Z_{in}$  – impedancja wejściowa układu pośredniczącego

$\eta_{IPT}$  – sprawność układu IPT

$\eta_{fal}$  – sprawność falownika

$\eta_{prost}$  – sprawność prostownika

$\eta_{up}$  – sprawność układu pośredniczącego

$\nu$  – przekładnia napięciowa transformatora

$\mu$  – przekładnia napięciowa dodatkowa

$\omega$  – pulsacja

Ⓐ, Ⓑ, Ⓒ - sektory odpowiadające różnym możliwym przypadkom zaprojektowania układu pośredniczącego

Oznaczenia dla grup wielkości:

$X^\bullet$  - względna reprezentacja wielkości  $X$  dla metody symbolicznej

$X^\blacksquare$  - względna reprezentacja wielkości  $X$  dla metody numerycznej

$X_{opt}$  – parametr  $X$  wyznaczony dla warunku maksymalnej sprawności

$X_Q$  – parametr  $X$  wyznaczony dla warunku równości dobroci cewek

$\mathbf{X}_{SP}$  – macierz lub wektor  $\mathbf{X}$  wyznaczony dla stanu przewodzenia diod prostownika

$\mathbf{X}_{SNP}$  – macierz lub wektor  $\mathbf{X}$  wyznaczony dla stanu nieprzewodzenia diod prostownika

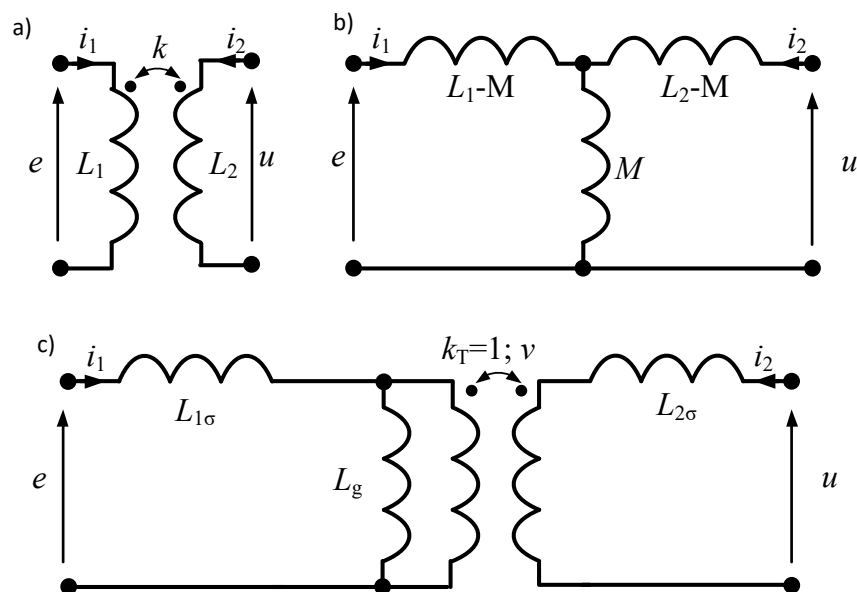
# 1. Wstęp

Aktualnie, ze względu na swoje niewątpliwe zalety, problematyka związana z układami bezprzewodowego przesyłu energii elektrycznej (układami WPT – z ang. Wireless Power Transfer) jest intensywnie rozwijana. Powstają liczne opracowania i prowadzone są badania mające na celu poprawę właściwości takich układów, w tym w szczególności dotyczące możliwości stosowania nowych rozwiązań i technologii (m.in. nowoczesnych podzespołów – tranzystorów, układów sterujących oraz metod sterowania).

Układy WPT można ogólnie podzielić ze względu na zastosowaną metodę przesyłu energii. Pierwszą jest wykorzystanie drgań mechanicznych materiałów piezoelektrycznych [1]. Inną metodą przesyłu energii jest stosowanie fal świetlnych [2]. Podobnie jak układy WPT bazujące na drganiach mechanicznych są to głównie układy małych mocy. Kolejną metodą przesyłu energii jest wykorzystanie pola elektrycznego [3]. Takie układy tworzy się jako zestawy płyt z przewodnika, tworzących okładki kondensatora lub kondensatorów. Układy tego typu mogą być stosowane w różnym zakresie mocy oraz z reguły przy wyższych częstotliwościach. Ostatnią metodą przesyłu energii jest użycie pola magnetycznego. Układy tego typu z indukcyjnym przesyłem energii elektrycznej (układy IPT – z ang. Inductive Power Transfer) charakteryzują się zastosowaniem cewek sprzężonych magnetycznie, zróżnicowanymi mocami oraz zazwyczaj częstotliwościami pracy poniżej układów ze sprzężeniem pojemnościowym.

Układy IPT można podzielić ze względu na liczbę użytych cewek, na układy wielo- i dwucewkowe. Układy wielocewkowe predysponowane są do aplikacji, w których energię przesyła się na duże odległości ze względnie dużą sprawnością [4] lub tworzy się tzw. macierze cewek do zasilania wielu odbiorników [5]. Układy dwucewkowe są to układy, w których przesył energii odbywa się pomiędzy dwoma sprzężonymi magnetycznie cewkami, tworzącymi transformator powietrzny. Równoważne schematy takiego transformatora przedstawiono na rysunku 1.1.





Rys. 1.1. Schematy transformatora powietrznego: a) podstawowy, b) równoważny z indukcyjnością wzajemną, c) równoważny z transformatorem idealnym

Cewki o indukcyjnościach własnych  $L_1$  i  $L_2$  są sprzężone magnetycznie. Stopień sprzężenia określone jest poprzez współczynnik sprzężenia magnetycznego  $k$  (rys. 1.1.a). Zakładając, że układ jest stacjonarny, liniowy i można go opisać parametrami skupionymi, uzyskuje się układ równań:

$$\begin{cases} e = L_1 \frac{di_1}{dt} + k\sqrt{L_1 L_2} \frac{di_2}{dt} \\ u = L_2 \frac{di_2}{dt} + k\sqrt{L_1 L_2} \frac{di_1}{dt} \end{cases} \quad (1.1)$$

Zastępując wyrażenie  $k\sqrt{L_1 L_2}$  przez indukcyjność wzajemną  $M$  można podstawowy schemat dwóch cewek sprzężonych magnetycznie przekształcić w równoważny schemat przedstawiony na rysunku 1.1.b. Przekształcenie takie możliwe jest tylko wtedy, gdy obie cewki znajdują się w środowisku o takiej samej przenikalności magnetycznej [6].

Trzeci przedstawiony schemat równoważny (rys. 1.1.c) wymaga wprowadzenia przekładni transformatora idealnego  $v$ :

$$v = \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} \quad (1.2)$$

indukcyjności rozproszeń  $L_{1\sigma}$  i  $L_{2\sigma}$ :

$$L_{1\sigma} = L_1(1 - k), \quad (1.3)$$

$$L_{2\sigma} = L_2(1 - k) \quad (1.4)$$

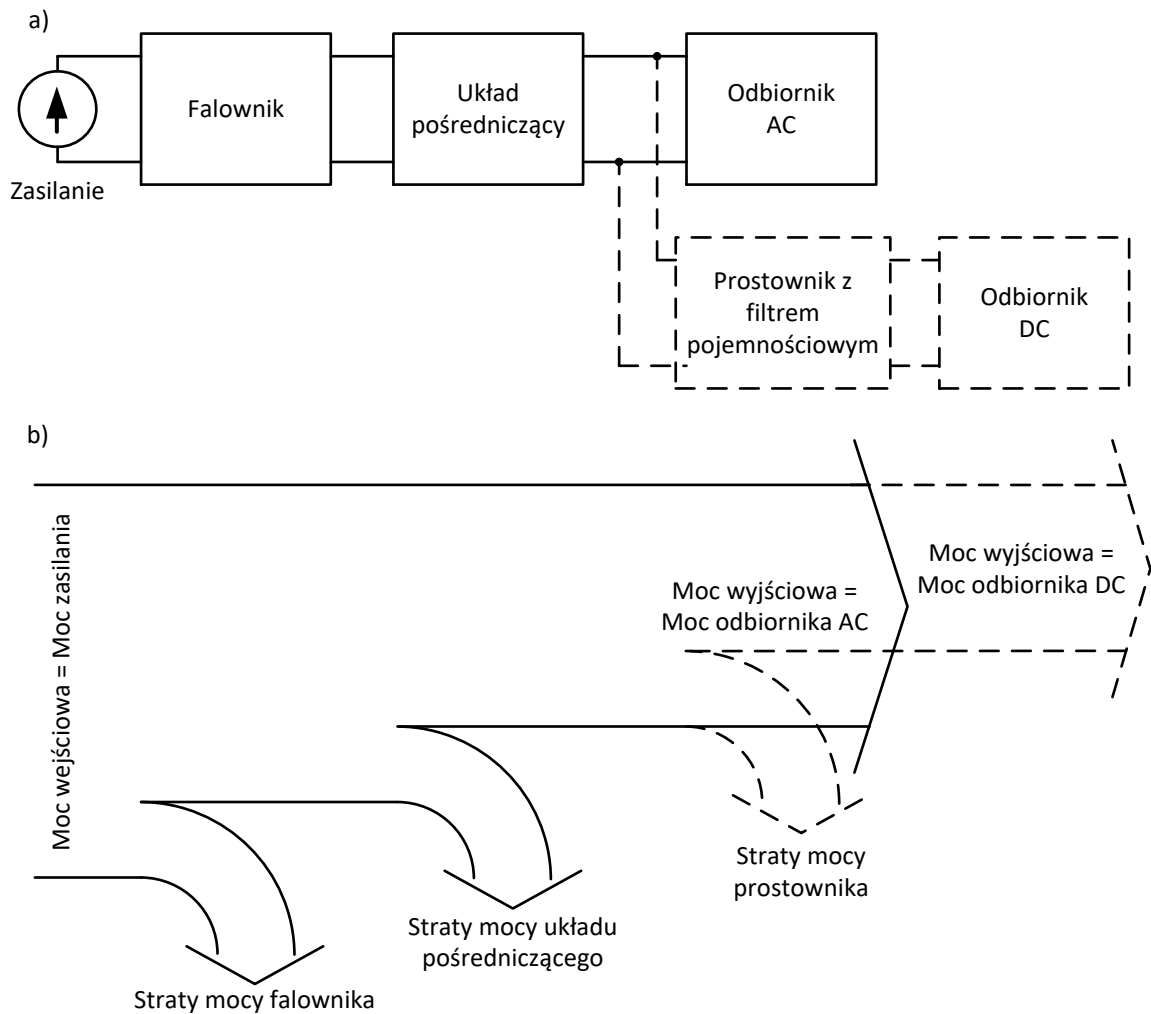
oraz indukcyjności głównej  $L_g$ :

$$L_g = L_1 k = \frac{L_2 k}{v^2}. \quad (1.5)$$

Niniejsza rozprawa doktorska dotyczy problematyki dwucewkowych układów IPT o silnym sprzężeniu magnetycznym [7], zakładając spełnienie warunku  $k \geq 0,7$ . Tego typu układy znajdują zastosowania do ładowania i zasilania m.in.:

- przenośnych urządzeń domowych, np. szczoteczki do zębów, golarek,
- przenośnych urządzeń telekomunikacyjnych, np. telefonów komórkowych,
- urządzeń transportowych,
- implantów.

Generalnie dwucewkowe układy IPT zawierają podzespoły widoczne na rysunku 1.2.a – falownik, układ pośredniczący z cewkami sprzężonymi magnetycznie i odbiornik zmiennoprądowy (AC) lub prostownik z filtrem pojemnościowym i dołączonym odbiornikiem stałoprądowym (DC).



Rys. 1.2. Układ IPT: a) ogólny schemat, b) przykładowy rozptył mocy czynnych

Falownik przekształca energię elektryczną prądu stałego (DC) w energię elektryczną prądu zmiennego (AC), niskiej (30-300 kHz), średniej (300-3000 kHz) lub wysokiej (3-30 MHz) częstotliwości [8]. Obecnie stosowane są falowniki o różnej topologii, mocy oraz użytych łącznikach energoelektronicznych. Sprawność energetyczną falownika wyraża się następująco:

$$\eta_{\text{fal}} = \frac{P_{\text{IN\_AC}}}{P_{\text{IN\_DC}}}, \quad (1.6)$$

gdzie  $P_{\text{IN\_DC}}$  jest wejściową mocą czynną układu IPT, a  $P_{\text{IN\_AC}}$  jest mocą czynną przekazywaną z falownika do układu pośredniczącego.

Kolejnym podzespołem układu IPT jest układ pośredniczący, w którego skład wchodzi cewki sprzężone magnetycznie i dodatkowe elementy bierne (zwykle kondensatory), służące do zwiększenia efektywności przesyłu energii. Sprawność energetyczna układu pośredniczącego określana jest jako:

$$\eta_{\text{up}} = \frac{P_{\text{OUT\_AC}}}{P_{\text{IN\_AC}}}, \quad (1.7)$$

gdzie  $P_{\text{OUT\_AC}}$  jest mocą czynną przekazywaną z układu pośredniczącego do odbiornika AC (moc wyjściowa AC) lub do odbiornika DC przez prostownik z filtrem (moc wyjściowa DC).

W przypadku odbiornika DC stosowany jest dodatkowo prostownik, którego sprawność energetyczna wynosi:

$$\eta_{\text{prost}} = \frac{P_{\text{OUT\_DC}}}{P_{\text{OUT\_AC}}}, \quad (1.8)$$

gdzie  $P_{\text{OUT\_DC}}$  jest mocą czynną przekazywaną do odbiornika DC (moc wyjściowa DC).

Ostatnim podzespołem układu IPT jest odbiornik AC lub DC, który wykorzystuje przesłaną energię elektryczną.

W rozprawie doktorskiej rozważany jest przypadek z prostownikiem i odbiornikiem DC. Wówczas sprawność całkowitą układu IPT wyraża się następująco:

$$\eta_{\text{IPT}} = \eta_{\text{fal}} \cdot \eta_{\text{up}} \cdot \eta_{\text{prost}} = \frac{P_{\text{OUT\_DC}}}{P_{\text{IN\_DC}}}. \quad (1.9)$$

Sprawność często podawana jest w procentach, przemnażając poszczególne sprawności (1.6) – (1.9) przez 100%. Ponieważ sprawność energetyczna układu IPT jest iloczynem sprawności połączonych kaskadowo podzespołów, dlatego o jej wartości decyduje każdy z nich. W przypadkach, gdy sprawność jednego z nich jest

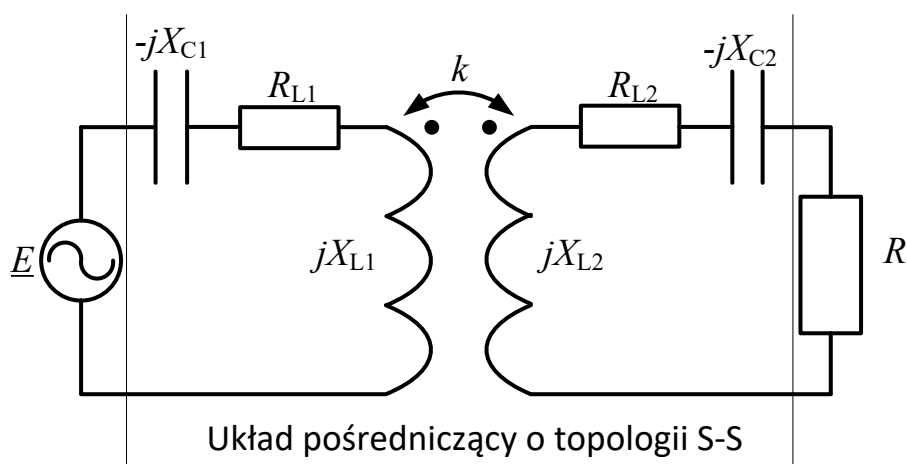
wyraźnie mniejsza, to ona determinuje sprawność całkowitą. Obecnie z reguły sprawności poszczególnych podzespołów przekraczają znacznie 90%. Przykładowo przyjmując  $\eta_{fal} = \eta_{up} = \eta_{prost} = 0,96$  sprawność całkowita  $\eta_{IPT}$  osiąga 0,88, Uzyskanie wysokich sprawności i tym samym małych strat mocy, umożliwia konstruowanie kompaktowych układów IPT.

W rozprawie przez określenie „wybrane zagadnienia” rozumie się zagadnienia związane z układami pośredniczącymi zawierającymi cewki silnie sprzężone magnetyczne i dodatkowe elementy bierne oraz charakteryzujące się naturalną sztywnością napięcia wyjściowego uzyskiwaną bez stosowania sprzężenia zwrotnego i odpowiedniego sterowania. Sztywność napięcia wyjściowego oznacza możliwość uzyskania względnie niewielkiego zmniejszenia napięcia wyjściowego przy przejściu od stanu jałowego (nieskończonej rezystancji obciążenia) do stanu znamionowego (znamionowej rezystancji obciążenia). Idealną sztywność napięcia – brak zmian napięcia wyjściowego przy zmianach obciążenia można uzyskać stosując odpowiednie układy regulacji. Odpowiednio zaprojektowane układy pośredniczące mogą samodzielnie zapewnić sztywność napięcia jedynie w ograniczonym stopniu. Zdaniem autora jest to stopień wystarczający do realizacji większości aplikacji wymagających zasilania stabilizowanym napięciem. Takie rozwiązania są atrakcyjne ze względu na prostotę (brak sprzężeń zwrotnych, zaawansowanych metod sterowania i ewentualnych dodatkowych przekształtników).

Układy pośredniczące zapewniające wymaganą sztywność napięcia wyjściowego charakteryzują się nieco mniejszymi sprawnościami w porównaniu z klasycznie zaprojektowanymi układami pośredniczącymi, których nadrzędnym celem jest zwykle minimalizacja strat mocy. Należy jednocześnie pamiętać, że na sprawność całkowitą układu IPT mają również istotny wpływ sprawności falownika i prostownika (1.9). Z kolei zapewnienie silnego sprzężenia magnetyczne pomiędzy cewkami ma wpływ na istotne zwiększenie odkształceń prądów (wyższą zawartość wyższych harmonicznnych) oraz konieczność zastosowania dokładniejszych, bardziej zaawansowanych metod analizy właściwości oraz projektowania tego typu układów.

Dla lepszego wyjaśnienia tematyki rozprawy doktorskiej poniżej zamieszczono przykład ilościowy, w którym porównano właściwości klasycznych

układów pośredniczących oraz proponowanych układów zapewniających sztywność napięcia wyjściowego. Przez klasyczny układ pośredniczący rozumiany jest układ o topologii S-S (topologie omówiono w rozdziale 2) o parametrach zoptymalizowanych ze względu na uzyskanie maksymalnej sprawności dla pracy znamionowej. Wyniki badań właściwości klasycznych układów IPT prezentowane były m.in. we wcześniejszych pracach autorów z Katedry Energoelektroniki, Napędu Elektrycznego i Robotyki Politechniki Śląskiej [9], [10]. Układy pośredniczące zapewniające sztywność napięcia mogą również bazować na tej samej topologii, co układy klasyczne, jednak dobór ich parametrów jest inny. Na tym etapie oba rozważane przypadki sprowadzono do analizy zmiennoprądowej – zasilanie ze źródła napięcia sinusoidalnego oraz obciążenia zastępczą rezystancją zmiennoprądową – rysunek 1.3.



Rys. 1.3. Schemat zastępczy rozważanego układu

Układ pośredniczący o topologii S-S zawiera w sobie cewkę pierwotną i cewkę wtórną o reaktancjach  $X_{L1}$  i  $X_{L2}$ , które są ze sobą wzajemnie sprzężone – współczynnik sprzężenia magnetycznego  $k$ . Straty mocy w cewkach uwzględniono poprzez wyróżnione rezystancje  $R_{L1}$  i  $R_{L2}$ . Na tej podstawie wprowadzone następujące dobrocie cewek:

$$Q_{L1} = \frac{X_{L1}}{R_{L1}}, \quad (1.6)$$

$$Q_{L2} = \frac{X_{L2}}{R_{L2}}. \quad (1.7)$$

Dodatkowo w układzie pośredniczącym występują szeregowo dołączone kondensatory o reaktancjach  $X_{C1}$  i  $X_{C2}$ .

Klasyczne podejście pozwala na określenie warunków projektowanego układu dla uzyskania maksymalnej sprawności [9]:

$$X_{C2} = X_{L2} = \frac{R}{k}. \quad (1.8)$$

Warunki te nie zawierają reaktancji cewki oraz kondensatora strony pierwotnej. Ich dobór nie wiąże się z maksymalizacją sprawności – reaktancję cewki strony pierwotnej dobiera się tak, aby uzyskać wymagany stosunek napięć źródła zasilania i odbiornika, natomiast dobór reaktancji kondensatora strony pierwotnej związany jest z zapewnieniem właściwych warunków pracy falownika. W przedstawianym przykładzie reaktancja kondensatora została dobrana w taki sposób, aby uzyskać spełnienie warunku rezonansu po stronie pierwotnej:

$$X_{C1} = X_{L1}. \quad (1.9)$$

Pozwala to zminimalizować prąd falownika oraz zapewnia bardzo korzystne warunki komutacji jego tranzystorów.

W rozprawie doktorskiej rozważane są układy pośredniczące, zapewniające sztywność napięcia wyjściowego, dla których przykładowe warunki projektowe wyrażone są następująco (rozdział 5):

$$\begin{cases} X_{L2} = \frac{R}{k\sqrt{1+k^2}} \\ X_{C2} = X_{L2}(k^2 - 1) \\ X_{C1} = 0 \end{cases} \quad (1.10)$$

Reaktancja cewki strony pierwotnej dobierana jest podobnie jak dla klasycznych układów. Jednak, ponieważ dla układów o sztywnym napięciu występuje  $k$ -krotne obniżenie napięcia wyjściowego względem napięcia wejściowego, dlatego dla zachowania stosunku tych napięć bliskiego jedności należy zmniejszyć liczbę zwojów cewki pierwotnej  $(1-k)$ -razy lub zwiększyć liczbę zwojów cewki wtórnej  $k$ -razy zachowując obliczoną reaktancję cewki wtórnej.

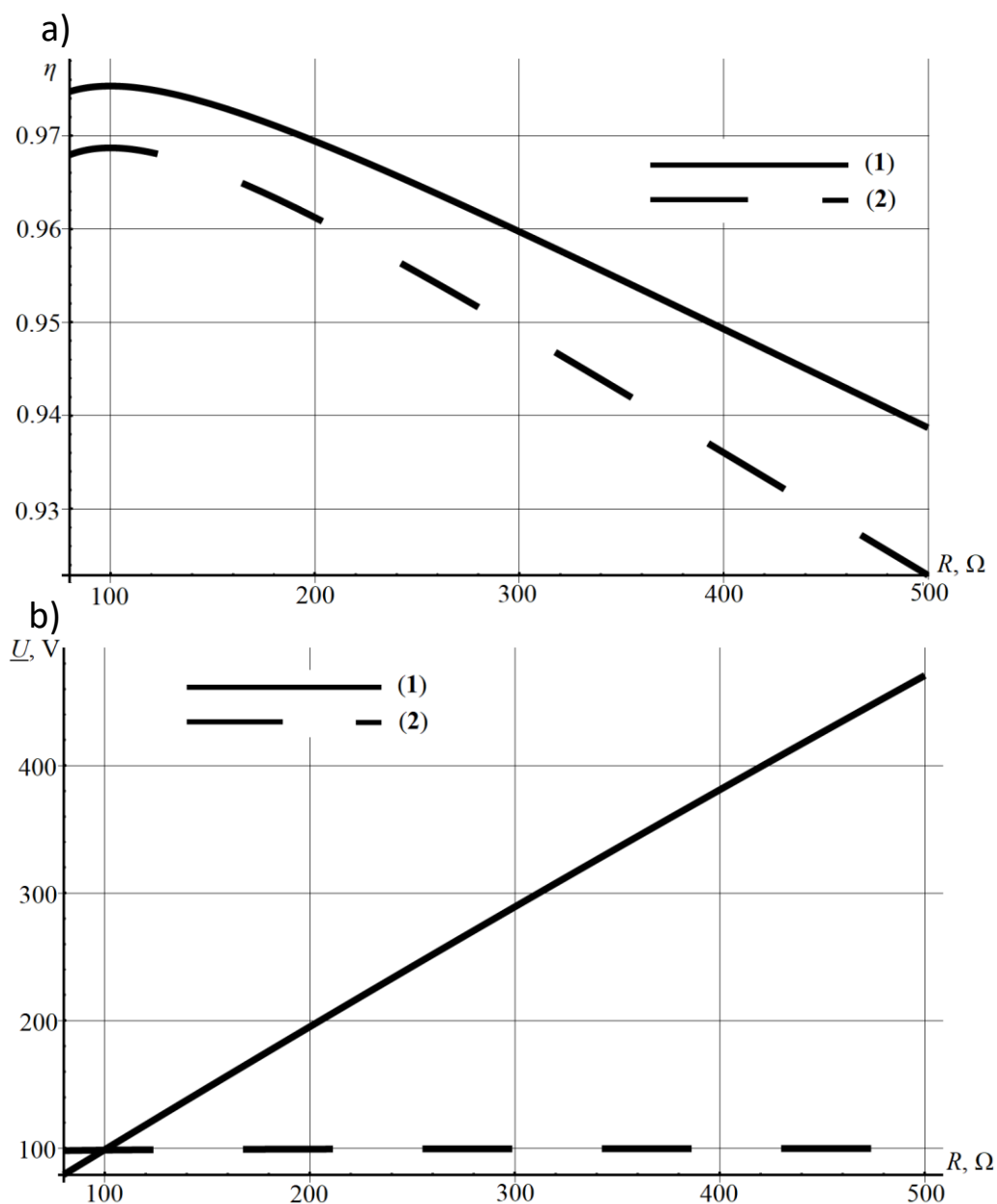
Dla porównania właściwości układów IPT o parametrach dobranych klasycznie (1) oraz dla układów proponowanych o sztywnym napięciu wyjściowym (2) przyjęto zasilanie ze źródła napięcia sinusoidalnego o wartości skutecznej 100 V, zastępczą rezystancję obciążenia 100  $\Omega$  i dostarczaną do niej moc czynną na poziomie 100 W. W rezultacie wartość skuteczna napięcia na odbiorniku w stanie pracy znamionowej również powinna wynosić około 100 V. Założono wykorzystanie

cewek sprzężonych o dobrociach 100 oraz współczynnik sprzężenia magnetycznego wynoszący 0,8. Parametry odpowiednich układów S-S ((1) i (2)) zestawiono w tabeli 1.1.

Tabela 1.1. Parametry porównywanych układów pośredniczących

	Symbol	(1)	(2)
Reaktancja cewki pierwotnej	$X_{L1}$	125 $\Omega$	62,47 $\Omega$
Rezystancja cewki pierwotnej	$R_{L1}$	1,25 $\Omega$	0,625 $\Omega$
Reaktancja cewki wtórnej	$X_{L2}$	125 $\Omega$	97,61 $\Omega$
Rezystancja cewki wtórnej	$R_{L2}$	1,25 $\Omega$	0,976 $\Omega$
Reaktancja kondensatora po stronie pierwotnej	$X_{C1}$	125 $\Omega$	0
Reaktancja kondensatora po stronie wtórnej	$X_{C2}$	125 $\Omega$	35,14 $\Omega$

Podstawową, zauważalną różnicą pomiędzy porównywanymi układami jest dla układu (2) zerowa reaktancja kondensatora po stronie pierwotnej (brak kondensatora lub jego względnie duża pojemność). Pozostałe wymagane reaktancje są również zauważalnie mniejsze. Zestawione parametry posłużyły do zilustrowania wybranych właściwości układów na rysunku 1.4 – charakterystyki sprawności i napięcia wyjściowego przy zmianach rezystancji obciążenia.



Rys. 1.4. Charakterystyki rozważanych układów S-S: a) sprawność, b) napięcie wyjściowe

Jak można zauważyć układ (1) uzyskuje nieznacznie wyższe sprawności, jednak jego napięcie wyjściowe silnie zależy od rezystancji odbiornika (zmiana liniowa – charakter źródła prądu). Ponieważ w praktyce układy IPT często są wykorzystywane jako układy o cechach źródła napięcia, dlatego pożądana jest niezależność ich napięcia wyjściowego od zmian stopnia obciążenia. Taką cechą naturalnie mają proponowane układy (2) lub nierozpatrywane w rozprawie doktorskiej odpowiednio zmodyfikowane układu (1), które wyposażane są w dodatkowe układy regulacji.



Właściwości poszczególnych układów porównano dokładniej w sposób ilościowy w tabeli 1.2.

Tabela 1.2. Porównanie rozpatrywanych układów pośredniczących

	(1)	(2)
Napięcie wyjściowe dla stanu znamionowego ( $R = 100 \Omega$ )	98,7 V	98,4 V
Napięcie wyjściowe dla stanu jałowego ( $R = \infty$ )	8 kV	100 V
Sprawność znamionowa ( $R = 100 \Omega$ )	97,5%	96,9%

Jak można zauważyć napięcia wyjściowe dla stanu znamionowego w obu układach są praktycznie równe. Z kolei napięcia wyjściowe dla stanu jałowego są już zdecydowanie różne. Jednocześnie sprawność układu (2) jest nieznacznie mniejsza.

Układ (1) można zasilić z odpowiednio sterowanego źródła napięcia, zapewniając w ten sposób zasilanie stabilizowanym prądem i uzyskując wymaganą sztywność napięcia wyjściowego. W rozprawie to rozwiązanie pominięto ze względu na konieczność zastosowania sprzężenia zwrotnego i odpowiedniego sterowania falownika.

Innym pomysłem na poprawę właściwości układu (1) jest dodanie na jego wyjściu (lub wejściu) odpowiedniego czwórnika np. typu T [11]. Takie rozwiązanie może zapewnić pożądane cechy sztywności napięcia wyjściowego bez konieczności stosowania sprzężeń zwrotnych jednak zostało wstępnie odrzucone z powodu braku wystarczającej prostoty (duża liczba elementów).

Przedstawiony przykład ilustruje możliwość uzyskania w sposób naturalny sztywnego napięcia wyjściowego poprzez odpowiednie zaprojektowanie układu IPT. Powyższa problematyka jest przedmiotem niniejszej rozprawy doktorskiej. Wymaga ona dokonania wnikliwej analizy właściwości tego typu układów. Uzyskanie naturalnie sztywnego napięcia wyjściowego jest atrakcyjne ze względu na możliwość konstrukcji prostych i kompaktowych układów IPT bez stosowania złożonych algorytmów sterowania (brak sprzężeń zwrotnych).

Oprócz scharakteryzowania możliwości nowych układów pośredniczących o sztywnym napięciu wyjściowym istotnym novum rozprawy doktorskiej jest przedstawienie wyników analizy właściwości tych układów przy uwzględnieniu występujących odkształceń napięć i prądów. Odkształcenia te związane są z użyciem

falownika napięcia po stronie zasilania (wyjściowe napięcie prostokątne) i prostownika z filtrem pojemnościowym po stronie obciążenia (wejściowe napięcie prostokątne). Zaprezentowano i porównano wyniki obejmujące oba przypadki (bez uwzględnienia i z uwzględnieniem odkształceń) Przedstawiono właściwości i metody projektowania tego typu układów oraz ostatecznie dokonano niezbędnej weryfikacji eksperymentalnej.

## 2. Aktualny stan zagadnienia

Obecnie układy WPT (w tym układy IPT) rozwijane są bardzo intensywnie oraz stosowane coraz powszechniej. Jest to spowodowane ich licznymi zaletami. Koncepcja tego typu układów zapoczątkowana została przez N. Teslę na przełomie XIX i XX wieku [12], [13], [14]. Jego dokonania w tym zakresie opisane są m.in. w opracowaniach [15] i [16], które uznaje się za początek tworzenia układów WPT. Zaproponowane rozwiązania dotyczyły głównie przesyłu na duże odległości i były silnie ograniczone przez istniejące możliwości technologiczne.

Prace wybrane do przeglądu aktualnego stanu zagadnienia dotyczą głównie układów IPT oraz trzech głównych kierunków ich rozwoju:

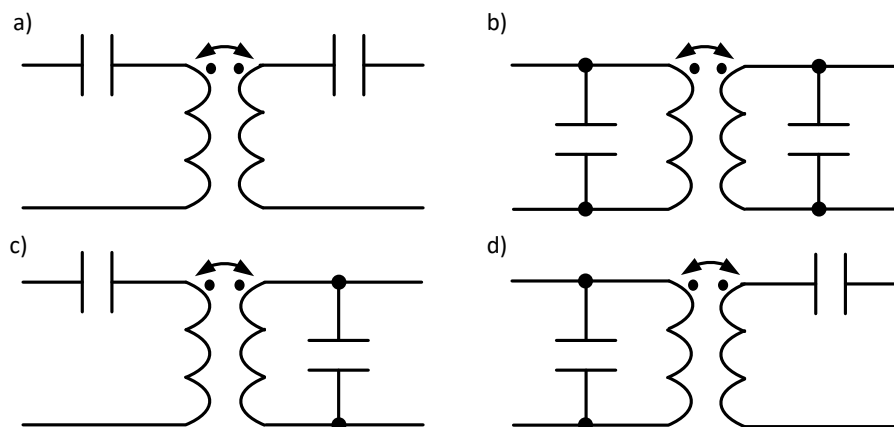
- minimalizacji strat mocy,
- podwyższenie przesyłanej mocy czynnej,
- regulacji i uniezależnienia parametrów wyjściowych (napięcia/prądu) od zmian obciążenia.

Dodatkowo tematykę tych prac można podzielić ze względu na odległość przesyłu, która przekłada się na wartości współczynnika sprzężenia magnetycznego. Szczegółową analizę rozwoju technologicznego układów IPT z silnym sprzężeniem magnetycznym można znaleźć w [17] (do 2015r.). W celu usystematyzowania prac podzielono je i scharakteryzowano w kolejnych podrozdziałach.

Ostatni podrozdział poświęcono analizie właściwości układów IPT o sztywnym napięciu wyjściowym, które częściowo opisują i dotyczą rozwiązań przedstawionych w dalszych częściach rozprawy doktorskiej. Część tych prac jest dziełem autora rozprawy (prace własne). Na wyjaśnienie zasługuje fakt, że prace innych autorów powstały już w trakcie istotnego zaawansowania realizacji niniejszej rozprawy oraz nie rozwiązują one wszystkich istotnych problemów, a ich zakres jest ograniczony względem wyników badań przedstawianych w ramach rozprawy. Tematyka i liczba publikowanych prac wskazuje na zainteresowanie prostymi układami IPT, zapewniającymi sztywność napięcia wyjściowego.

## 2.1. Układ pośredniczący

Układy pośredniczące stosowane w dwucewkowych układach IPT różnią się stosowaną topologią. Podstawowe topologie układów pośredniczących szeregowo (S) i równoległe (P) zamieszczono na rysunku 2.1.



Rys. 2.1. Podstawowe topologie układów pośredniczących a) S-S, b) P-P, c) S-P, d) P-S

Porównanie właściwości przedstawionych topologii można znaleźć w wielu pracach, np. [18], [19]. Pokazują one, że określony układ pośredniczący może zostać zoptymalizowany ze względu na maksymalną sprawność [20], sztywność napięcia / prądu wyjściowego [21] lub przesył maksymalnej mocy czynnej [22].

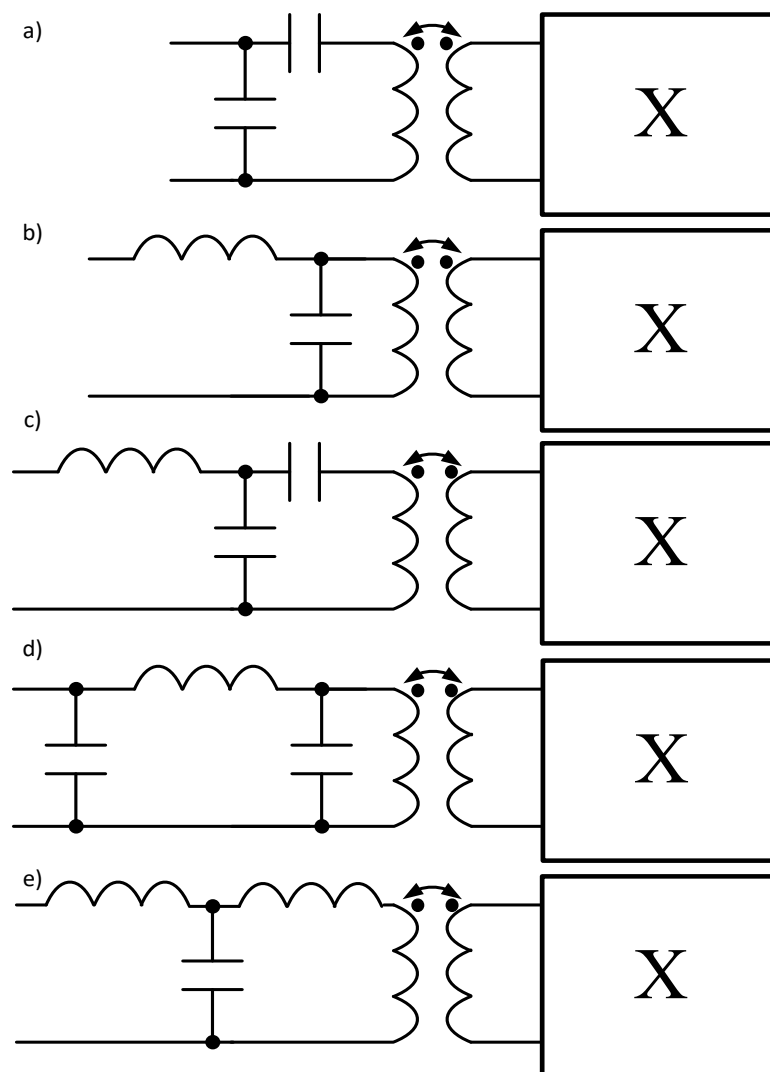
Prace dotyczące dwucewkowych układów IPT o zmaksymalizowanej sprawności w większości pokrywają się z metodami projektowania przedstawionymi przez T. Cieślę, które są opisano w pracy [9]. W tej publikacji znajdują się również informacje, jak dobrać odpowiednią topologię. Podobną analizę przeprowadzono w pracy [21], dodatkowo uwzględniając sterowanie częstotliwościowe falownikiem. Metody projektowania zaproponowane w pracy [9] zostały opracowane dla układów słabo sprzężonych, przybliżając prądy płynące w układach przez ich podstawowe harmoniczne.

Układy pośredniczące o sztywnym napięciu lub prądzie wyjściowym zostały przedstawione w pracach [23] i [24] jako układy zaprojektowane klasycznie [9] lecz pracujące ze zmienioną w tym celu częstotliwością. Pokazano w nich jedynie sposób kompensacji indukcyjności rozproszeń dla pracy przy określonej częstotliwości oraz wpływ dobroci na charakterystyki układu.

Analizę właściwości układów wykorzystujących kompensację indukcyjności rozproszeń przez dołączone szeregowo lub równolegle kondensatory zamieszczono częściowo w pracy [25] oraz dokładniej w [26]. Wiele prac pokazuje możliwości takich układów, np. [27]–[29], jednak nie podaje metod projektowania oraz pomija dokładniejszą dyskusję ich właściwości.

Kolejną grupą prac, ilustrującą rozwój dwucewkowych układów IPT, są artykuły prezentujące metody projektowania cewek, ekranów oraz ich modele, np. [30], [31], [32]. Dotyczą one projektowanie lub modelowanie cewek o różnej konstrukcji, np. cewki wykonane jako ścieżki PCB [32]. Jak wykazano w tych pracach parametry cewek mają znaczący wpływ na parametry wyjściowe układów IPT. Analizę możliwych typów ekranów znajdujących się wokół cewek silnie sprzężonych w systemach zasilających urządzenia obracające się przedstawiono w pracy [33]. Opisano również sposoby obliczania obwodów magnetycznych oraz uwzględniono możliwości transferu danych przez układ IPT.

Oprócz podstawowych topologii układów w pracach często pojawiają się topologie zwane hybrydowymi, które zawierają dodatkowe elementy bierne. Najczęściej występujące topologie zestawione na rysunku 2.2.



Rys.2.2. Hybrydowe topologie układów pośredniczących a) CC-X, b) LC-X, c) LCC-X, d) CLC-X, e) LCL-X

Topologie hybrydowe z rysunku 2.2. zawierają przedstawioną stronę pierwotną, natomiast stronę wtórną oznaczono w uproszczeniu przez blok X. Blok X to część jednej z topologii zamieszczonych na rysunku 2.1. lub jej modyfikacja zawierająca dodatkowe elementy bierne (strona pierwotna z rysunku 2.2.). W publikacjach można znaleźć również układy, które są odwróceniem topologii hybrydowych – zamiana stron pierwotnej i wtórnej .

Zdarza się, że autorzy w różny sposób nazywają te same topologie hybrydowe. W prezentowanym przeglądzie posłużono się nazwami zgodnymi z opisem z rysunku 2.2. Pierwsza część nazwy topologii odnosi się do strony pierwotnej, natomiast druga dotyczy strony wtórnej. Przykładowo, topologia utworzona przez dwa kondensatory przyłączone do cewki po stronie pierwotnej oraz kondensatora podłączonego szeregowo do cewki po stronie wtórnej nazywana

będzie CC-S. Topologia ta umożliwi zasilanie układu z falownika prądu, co opisano w pracy [34]. Wspomniana praca przedstawia zasadę działania oraz przykładowe przebiegi napięć i prądów występujących w układzie.

W pracy [35] przedstawiono porównanie hybrydowych topologii LC-LC oraz LC-CC. Wynika z niego, że dla topologii LC-CC współpracującej z prostownikiem mostkowym można uzyskać korzystniejsze warunki komutacji diod przy zastosowaniu prostownika z filtrem indukcyjnym (dławikiem). Autorzy podkreślają znaczenie tego faktu przy projektowaniu układów wysokoprądowych.

Z kolei topologia LC-LC przedstawiona w pracy [35], podobnie jak topologia LC-CC, może posłużyć do poprawy warunków komutacji diod prostownika. Wykazano, że jest ona korzystna, jeśli odbiornik zasilany jest z prostownika mostkowego z filtrem pojemnościowym.

W pracy [36] przeanalizowano możliwości zastosowania topologii LCC-CC z układem sterowania. Układ umożliwił uniezależnienie napięcia wyjściowego od zmian obciążenia (uzyskanie idealnie sztywnego napięcia wyjściowego). W pracy pokazano również dynamikę zastosowanego układu IPT.

Kolejną topologię, przedstawioną w pracy [37] jest topologia LCC-LCC, która umożliwia uniezależnienie częstotliwości rezonansowej układu od współczynnika sprzężenia magnetycznego i obciążenia. Dodatkowa cewka występująca w topologii poprawia warunki pracy falownika i prostownika. Zaprezentowano uproszczony sposób projektowania układu oraz wyniki badań. Pewnym rozwinięciem omawianego układu jest rozwiązanie zaprezentowane w pracy [38], w którym uwzględniono sprzężenie dodatkowej cewki występującej w topologii z cewkami powietrznymi. Innym opracowaniem dotyczącym tej topologii jest praca [39], w której zaprezentowano sposób projektowania takich układów.

Oprócz prac odnoszących się do możliwości wykorzystania i projektowania obwodów o topologii LCC-LCC istnieją prace, w których analizowane są zniekształcenia napięć i prądów, np. [40], [41]. W pracy [41] dodatkowo wykazano możliwości poprawy warunków komutacji tranzystorów falownika. Dalsze prace nad topologią LCC-LCC prowadzą do rozbudowy strony pierwotnej o jeszcze jedną dodatkową cewkę. Topologię LCC-S przeanalizowano w pracy [42]. Topologia pozwala na poprawę sztywności napięcia wyjściowego.

Kolejną stosowaną topologią jest topologia CLC-S przedstawiona w pracy [43]. Umożliwia ona usztywnienie napięcia wyjściowego oraz poprawę warunków komutacji tranzystorów falownika. W pracy zauważono, że prądy i napięcia są mniej zniekształcone, nawet przy zastosowaniu falownika klasy D.

Ostatnią rozważaną topologią hybrydową jest topologia LCL-X z różnymi modyfikacjami strony wtórnej. W pracy [44] porównano właściwości topologii LCL-LC, LCL-P oraz LCL-LCL z jeszcze jedną dodatkową cewką po stronie wtórnej. Wykazano zasadność użycia tej topologii dla zmniejszenia zniekształceń prądu oraz zaprezentowano sposób projektowania tego typu układów.

W literaturze można znaleźć również prace przedstawiające korzystny wpływ wprowadzania dodatkowych elementów sprzężonych magnetycznie. Przykładem pokazującym zwiększenie sprawności poprzez dodanie dodatkowych cewek sprzężonych jest opracowanie [45]. Z kolei sposób projektowania tego typu układów przedstawiono w pracy [46].

Ważną kwestią związaną z wyborem topologii użytej do realizacji układu IPT jest możliwość opracowania i zastosowania odpowiedniego układu sterowania. Przykładowo w pracy [47] przeanalizowano możliwości estymacji indukcyjności głównej  $L_g$  oraz zastępczej rezystancji obciążenia  $R$  dla różnych topologii. Wykazano, że można opracować układ sterowania wykorzystujący przedstawiony sposób estymacji.

## 2.2. Przekształtniki

W układach IPT istotną rolę odgrywają niezbędne przekształtniki energoelektroniczne – falowniki, prostowniki oraz czasem dodatkowe przekształtniki wprowadzane pomiędzy prostownik a obciążenie. W tematyce dotyczącej tego typu przekształtników można m.in. znaleźć kilka artykułów przeglądowych, np. [48] lub [49].

Falowniki jednotranzystorowe mogą mieć różne topologie. W układach IPT często stosowane są falowniki klasy E, np. [50]. Ich charakterystyczną i niekorzystną cechą jest silny wpływ zmian parametrów obciążenia na sposób działania (warunki komutacji tranzystora). Inne prace, np. [51] i [52], prezentują możliwe sposoby sterowania falownikiem w celu zapewnienia jak najwyższej sprawności.



Innymi stosowanymi falownikami jednotranzystorowymi są przykładowo falowniki klasy EF<sub>2</sub>. Jak pokazano w [53] można zaprojektować układ IPT, w którym korzystne warunki komutacji tranzystora występują dla szerokiego zakresu zmian parametrów obciążenia. W porównaniu z falownikami klasy E, falowniki klasy EF<sub>2</sub> lepiej wykorzystują parametry tranzystora (przebieg napięcia tranzystora jest bardziej zbliżony do przebiegu prostokątnego) oraz w rezultacie charakteryzują się wyższymi sprawnościami.

Projektowanie falowników przeznaczonych do współpracy z układami IPT wymaga uwzględnienia części układu pośredniczącego jako ich integralnego elementu. Wiąże się to z koniecznością bardziej złożonego projektowania, np. zaprezentowanego w pracy [9].

Kolejną grupą falowników stosowanych w układach IPT są falowniki mostkowe i półmostkowe. Można je podzielić na falowniki napięcia (zasilane ze źródła napięcia) oraz prądu (zasilane ze źródła prądu). Falowniki tego typu są powszechnie stosowane w układach o większych mocach oraz w przypadkach bardziej rozbudowanego sterowania.

Falowniki napięcia zostały przedstawione m.in. w pracach [54] i [55]. Falowniki te wytwarzają w przybliżeniu napięcie prostokątne. Powoduje to problemy ze stosowaniem układów pośredniczących z równoległym kondensatorem, np. topologii P-P. Falowniki napięcia, ze względu na korzystne warunki komutacji tranzystorów, powinny współpracować z zastępczym obciążeniem o charakterze indukcyjnym. W pracy [55] dodatkowo wykazano znaczenie uzyskania komutacji w warunkach zerowego napięcia (ZVS).

Z kolei falowniki prądu opisano m.in. w pracach [56] i [57] (półmostkowe), [58] (mostkowe). Są one bardziej złożone ze względu na konieczność stosowania dodatkowych elementów przełączających (diod lub tranzystorów). Dodatkowe elementy, podobnie jak diody dołączone równolegle do tranzystorów w falownikach napięcia, umożliwiają korzystniejsze warunki komutacji. Z założenia falowniki te nie powinny współpracować z układami pośredniczącymi z szeregowo połączoną cewką do zacisków wyjściowych falownika.

W publikacjach pojawiają się nieliczne przypadki, w których używa się innych falowników, np. falowników bezpośrednich [59] lub z dodatkowymi elementami przełączającymi, zapewniającymi korzystniejszy kształt napięcia – bardziej zbliżony

do prostokątnego [60]. Falowniki tego typu mają specyficzne wymagania i wymagają dogłębnej analizy przed ich zastosowaniem.

Prostowniki stosowane w układach IPT można podzielić ze względu na ich różne rozwiązania (podobnie jak podział falowników na klasy) oraz czy są prostownikami sterowanymi lub niesterowanymi.

Porównanie właściwości prostowników niesterowanych różnych klas w zastosowaniach wysokoczęstotliwościowych układów IPT można znaleźć w pracy [61]. Ich reprezentantem jest prostownik klasy E, którego właściwości i zastosowania szerzej omówiono w pracach [62], [63] i [64]. Predysponowany jest on do pracy ze stałą częstotliwością oraz niezmiennym obciążeniem. Jego metoda projektowania została przedstawiona m.in. w pracy [65].

Najliczniejszą grupą prostowników stosowanych w układach IPT stanowią prostowniki mostkowe i półmostkowe (określane również prostownikami klasy D). Prostowniki mostkowe niesterowane są powszechnie wykorzystywane w układach IPT różnych mocy. Umożliwiają one współpracę ze zmiennym obciążeniem. Na ich właściwości istotny wpływ ma rodzaj filtra zastosowanego po stronie wtórnej. W przypadku prostowników mostkowych istnieje możliwość zastąpienia diod tranzystorami i uzyskania prostowników sterowanych. Przykładowy tego typu prostownik sterowany, pracujący z modulacją PDM (ang. Pulse Density Modulation), przedstawiony został w pracy [66]. Inne rozwiązanie przedstawiono w pracy [67], uzyskując możliwość przesyłu energii w obu kierunkach poprzez zastosowanie modulacji PWM (ang. Pulse Width Modulation), zarówno w odniesieniu do pracy falownikowej jak prostownikowej.

Szczególnie istotna ze względu na zakres rozprawy doktorskiej jest grupa prostowników mostkowych synchronicznych. Są to specyficzne prostowniki sterowane, w których sterowanie poszczególnymi tranzystorami odbywa się w sposób zapewniający ich funkcjonalne zachowanie się jak diody. Ma to na celu ograniczenie strat mocy przewodzenia diod / tranzystorów w zastosowaniach niskonapięciowych (typowo do 100 V) poprzez użycie tranzystorów MOSFET o małych rezystancjach przewodzenia. Takie rozwiązania dla topologii LLC-S przedstawiono m.in. w pracy [68]. Porównanie właściwości prostownika synchronicznego i standardowego prostownika diodowego w układzie półmostka zamieszczono w pracy [69].

Kolejną grupą przekształtników stosowanych w układach IPT są przekształtniki dwukierunkowe. Są to podzespoły układów IPT, które mogą realizować jednoczesną pracę falownikową lub prostownikową w zależności od właściwego sterowania i możliwości zmiany kierunku przepływu energii w układzie. Takie rozwiązania zaprezentowano np. w [67], [57], [56].

Ostatnią grupą przekształtników wykorzystywanych w układach IPT stanowią dodatkowe przekształtniki stosowane po stronie zasilania lub obciążenia. Mają one na celu dostosowanie napięć i prądów do warunków pracy wymaganych przez układy IPT i/lub pełnienie dodatkowych funkcji. Przykładami takich przekształtników są regulator boost-PFC (po stronie zasilania) [70] oraz regulator buck (po stronie obciążenia) [71].

### 2.3. Tematyka rozprawy

W tym podrozdziale przedstawiono wybrane opracowania bezpośrednio związane z tematyką rozprawy. Najpierw scharakteryzowano opracowania autora z krótkim opisem najważniejszych osiągnięć. Następnie zaprezentowano podobne rozwiązania innych autorów, które upowszechnione zostały już na zaawansowanym etapie realizacji niniejszej rozprawy doktorskiej. Należy jednocześnie zauważyć, że rozwiązania te zostały przedstawione w sposób dość pobieżny oraz mniej ogólny i mniej usystematyzowany niż w niniejszej rozprawie doktorskiej.

Pierwsza publikacja [72] autora dotycząca układów IPT i tematyki rozprawy doktorskiej powstała w 2019 r. Przedstawiono w niej metodę numeryczną obliczania parametrów układów IPT o sztywnym napięciu wyjściowym. Skupiono się jedynie na opisie właściwej metody kompensacji układu, nie uwzględniając optymalizacji sprawności układu. W pracy przedstawiono rezultaty weryfikacji eksperymentalnej wybranych przypadków, tworząc prototyp rozważanych układów IPT. Jednocześnie zauważono istotny problem opisu pracy prostownika w stanie nieprzewodzenia diod.

Kolejne opracowanie współautorskie [73] opublikowano w 2020 r. i zostało ono jednocześnie upowszechnione podczas krajowej konferencji naukowej Sterowanie w Energoelektronice i Napędzie Elektrycznym (SENE 2019). Przedstawiono w nim systematykę układów IPT o sztywnym napięciu wyjściowym. Podano najważniejsze zależności projektowe oraz sposób wyznaczania sprawności

oraz podstawowe właściwości układów tego typu. Praca okazała się istotna ze względu na ogólny charakter rozważań – prace innych autorów nie pozwalają na wyjaśnienie zjawisk zaprezentowanych w weryfikacji eksperymentalnej przedstawionej w ramach tego artykułu.

Ostatnia praca współautorska [74] zaprezentowana została w 2021 r. na międzynarodowej konferencji naukowej International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC 2021). Zaprezentowana została szczegółowa metoda projektowania układów IPT o sztywnym napięciu wyjściowym w oparciu o optymalizację sprawności układu. Przedstawiono również kolejne wyniki badań eksperymentalnych układu IPT bez dodatkowych elementów po stronie pierwotnej.

W trakcie badań nad układami IPT o sztywnym napięciu wyjściowym pojawiły się opracowania o podobnej tematyce. Ich głównymi autorami są naukowcy Uniwersytetu Ben-Guriona z Beer Szewa (Izrael). W publikacjach [75], [76] i [77] (2019 r.) oraz [28] (2020 r.) przedstawiono możliwość zmiany częstotliwości pracy klasycznego układu w taki sposób, aby pracował on jako układ o sztywnym napięciem wyjściowym. W dalszej części rozprawy doktorskiej wykazano, że jest to podejście niepozwalające na uzyskanie układów zoptymalizowanych ze względu na sprawność. Przypadki opisane w tych pracach zawierają się w ramach ogólniejszych rozważaniach rozpatrywanych w ramach rozprawy.

Następne prace [78], [29], [79], [76] i [81] po roku 2020 r. odnoszą się do układów, w których nie występuje jeden z elementów kompensujących, jednak nie wyjaśniono w nich wyczerpująco przyczyn takiego doboru elementów.

Ostatnim etapem prac prezentowanych przez naukowców z Uniwersytetu Ben-Guriona jest układ pośredniczący S-S z dwoma kondensatorami opisany w [27]. W publikacji nie pokazano wszystkich możliwych do uzyskania przypadków pracy tego układu oraz nie podano metody jego projektowania.

Podsumowując, najważniejszymi autorskimi osiągnięciami prezentowanymi w ramach rozprawy doktorskiej są:

- systematyczna i uogólniona analiza możliwości uzyskania sztywnego napięcia wyjściowego w układzie pośredniczącym o topologii S-S,
- metody analizy układów IPT o sztywnym napięciu wyjściowym – metoda symboliczna i metoda numeryczna,

- analiza właściwości układów IPT o sztywnym napięciu wyjściowym,
- metoda doboru parametrów układu IPT o sztywnym napięciu wyjściowym w sposób optymalny ze względu na sprawność,
- weryfikacja przedstawionej koncepcji poprzez zaprojektowanie i przebadanie laboratoryjne prototypu.

## 3. Wprowadzenie

W rozdziale przedstawiono informacje wprowadzające do rozprawy doktorskiej, w tym motywację autora do podjęcia badań, cele główne i szczegółowe, zakres oraz strukturę rozprawy. Na podstawie dokonanego przeglądu literatury odniesiono się również do problemów i zidentyfikowanych braków względem tematyki rozprawy.

### 3.1. Motywacja

Układy bezprzewodowego przesyłu energii są badane w Katedrze Energoelektroniki, Napędu Elektrycznego i Robotyki Politechniki Śląskiej od wielu lat. Powstało wiele opracowań związanych z modelowaniem, projektowaniem i konstruowaniem oraz badaniami właściwości takich układów. Naturalną kontynuacją tych prac są badania dotyczące układów bezprzewodowego przesyłu energii elektrycznej, w których występuje silne sprzężenie magnetyczne i których opis staje się bardziej złożony ze względu na występujące istotne odkształcenia prądów. Bezpośrednią motywacją podjęcia badań była chęć stworzenia systemu bezprzewodowego przesyłu energii elektrycznej z silnym sprzężeniem magnetycznym charakteryzującym się sztywnym napięciem wyjściowym, w sposób atrakcyjny komercyjnie – prostota i niewielka liczba elementów składowych. Przez sztywność napięcia wyjściowego rozumiana jest właściwość zachowania niewielkich zmian napięcia wyjściowego przy niezmiennym napięciu zasilania i znaczących zmianach parametrów obciążenia – od stanu znamionowego obciążenia do stanu jałowego (całkowitego braku obciążenia).

### 3.2. Teza

*Możliwe jest konstruowanie prostych układów bezprzewodowego przesyłu energii elektrycznej z silnym sprzężeniem magnetycznym, które bez zastosowania sprzężeń zwrotnych zapewniają znaczną sztywność napięcia wyjściowego.*

Przez „proste układy” rozumie się układy o możliwie małej liczbie elementów składowych. „Silne sprzężenie magnetyczne” oznacza przypadki współczynnika sprzężenia magnetycznego nie mniejszego niż 0,7. Z kolei określenie „sztywność

napięcia wyjściowego” dotyczy możliwości zachowania niewielkich zmian napięcia wyjściowego przy przejściu od stanu znamionowego (znamionowej rezystancji obciążenia) do stanu jałowego (nieskończonej rezystancji obciążenia).

### 3.3. Cel

Głównym celem rozprawy jest wykazanie prawdziwości tezy, czyli przedstawienie koncepcji i jej zweryfikowanie eksperymentalne poprzez skonstruowanie i przebadanie prototypowego systemu bezprzewodowego przesyłu energii z silnym sprzężeniem magnetycznym o sztywnym napięciu wyjściowym. Cele szczegółowe, prowadzące do osiągnięcia celu głównego, są następujące:

- stworzenie efektywnego modelu przeznaczonego do badań właściwości układów pośredniczących z silnym sprzężeniem magnetycznym zasilanych z falownika napięcia oraz z prostownikiem po stronie obciążenia,
- określenie właściwości zaproponowanych układów pośredniczących,
- opracowanie metody projektowania układów bezprzewodowego przesyłu energii z silnym sprzężeniem magnetycznym o sztywnym napięciu wyjściowym,
- zaprojektowanie, skonstruowanie i przebadanie laboratoryjne prototypu układu.

Przedstawione cele szczegółowe zrealizowano dwuetapowo. Początkowo użyto uproszczonej metody symbolicznej, sprowadzając działanie układu IPT do opisu za pomocą pierwszej harmonicznej. Następnie użyto bardziej zaawansowanej metody numerycznej, uwzględniającej wpływ wyższych harmonicznych pochodzących od wejściowego falownika oraz wyjściowego prostownika.

### 3.4. Zakres i metoda prowadzenia badań

W rozprawie badane są układy pośredniczące o naturalnie sztywnym napięciu wyjściowym. Przedstawiono ich właściwości w sposób uproszczony (metoda symboliczna) oraz w sposób bardziej złożony (metoda numeryczna).

Metoda symboliczna posłużyła do przedstawienia ogólnych właściwości badanych układów pośredniczących. Zastąpiono w niej falownik przez źródło napięcia sinusoidalnego, odpowiadające pierwszej harmonicznej napięcia na zaciskach wyjściowych falownika, a prostownik z odbiornikiem przez zastępczą rezystancję zmiennoprądowa. Uzyskane zależności analityczne posłużyły do wyznaczenia wstępnych i przybliżonych właściwości układów pośredniczących

Metoda numeryczna jest bardziej zaawansowaną i dokładniejszą metodą analizy tego typu układów. Rozważany falownik mostkowy zastąpiono w niej przez źródło napięcia prostokątnego, natomiast prostownik mostkowy z filtrem pojemnościowym i odbiornikiem reprezentuje źródło napięcia prawie prostokątnego. Uwzględniono w ten sposób istotne stany, w których prostownik nie przewodzi. Takie podejście pozwala uwzględnić wpływ wyższych harmonicznych o istotnym znaczeniu przy rozpatrywaniu układów IPT z silnym sprzężeniem magnetycznym.

Zastosowano typową metodę badawczą stosowaną w naukach technicznych. W niniejszej rozprawie zawierała ona następujące kroki:

- dokonanie przeglądu literatury,
- zidentyfikowanie problemów,
- przyjęcie założeń,
- opracowanie modelu,
- wyznaczenie właściwości,
- zaproponowanie metody projektowania,
- dokonanie wstępnej weryfikacji eksperymentalnej,
- opracowanie dokładniejszego modelu i na jego podstawie wyznaczenie właściwości oraz metody projektowania,
- powtórzenie weryfikacji eksperymentalnej, uzyskując prototyp o pożądanych właściwościach.



### 3.5. Założenia

W rozprawie doktorskiej przyjęto następujące założenia ogólne:

- analizowane są przede wszystkim właściwości układów pośredniczących z silnym sprzężeniem magnetycznym o sztywnym napięciu wyjściowym,
- za silne sprzężenie magnetyczne uznaje się przypadek, dla którego współczynnik sprzężenia magnetycznego jest większy niż 0,7,
- jako reprezentatywne przekształtniki przyjęto falownik mostkowy (po stronie zasilania) oraz prostownik mostkowy synchroniczny (po stronie obciążenia). Oba przekształtniki skonstruowano na bazie tranzystorów MOSFET.

Założenia szczegółowe podzielono na trzy następujące części:

(dotyczące podzespołów)

- elementy bierne spełniają warunki elementów SLS (S – stacjonarne, L – liniowe, S – skupione),
- straty mocy powstające w kondensatorach są pomijalnie małe,
- tranzystory i diody przełączają się natychmiastowo oraz straty mocy związane z ich stanami nieprzewodzenia są nieistotne,
- tranzystor w stanie przewodzenia zastępowany jest rezystorem,
- dioda w stanie przewodzenia zastępowana jest źródłem napięcia stałego,

(dotyczące projektowania)

- metoda projektowania układów pośredniczących zapewnia uzyskanie układu o możliwie sztywnym napięciu oraz zmaksymalizowanej sprawności,
- nie rozpatruje się dynamiki układów IPT (pomijane są stany przejściowe),
- straty mocy układu IPT przy zmianach parametrów obciążenia nie przekraczają strat mocy dla pracy znamionowej,
- przez znamionową rezystancję obciążenia (stan znamionowy) rozumie się najmniejszą rezystancję reprezentującą odbiornik układu IPT,

- przez nieskończoną rezystancję (stan jałowy) rozumie się brak rezystancji podłączonej do zacisków wyjściowych,

(dotyczące prototypu)

- częstotliwość pracy z zakresu 100 – 119 kHz (zgodnie z [82] – norma ETSI),
- zasilanie ze stałego źródła napięcia o wartości 24 V oraz sztywne napięcie wyjściowe na poziomie 24 V przy jego dopuszczalnych zmianach o 10%,
- znamionowa moc wyjściowa rzędu 100-150 W (zgodnie z [83] –norma ETSI),
- współczynnik sprzężenia magnetycznego na poziomie 0,8.

Ponadto w rozprawie nie uwzględnia się zagadnień związanych z:

- kompatybilnością elektromagnetyczną i niezawodnością układu,
- bezpieczeństwem.

### 3.6. Struktura rozprawy

Rozprawa składa się z ośmiu rozdziałów oraz spisu użytych oznaczeń i bibliografii.

Pierwszym rozdziałem jest „Wstęp”. Ma on charakter informacyjny i porządkujący. Przedstawiono w nim podstawowe określenia i stosowaną terminologię.

Kolejny rozdział – „Aktualny stan zagadnienia” zawiera opis prac, zdaniem autora reprezentatywnych, pokazujących aktualny stan wiedzy z zakresu tematyki rozprawy. Zamieszczono w nim również prace własne autora oraz wyróżniono prace zbieżne z niniejszą rozprawą doktorską. Wskazano na różnice występujące pomiędzy zakresem i rezultatami prezentowanymi w tych pracach a zawartymi w niniejszej rozprawie.

W następnym rozdziale – „Wprowadzenie” omówiono motywację, tezę, cele rozprawy, zakres i metodę prowadzenia badań oraz przyjęte założenia.

Rozdział „Układ IPT” zawiera informacje o podzespołach układu realizującego bezprzewodowy przesył energii elektrycznej na zasadzie sprzężenia magnetycznego, ich podstawowych właściwościach oraz sposobach ich modelowania.

Kolejne dwa rozdziały – „Metoda symboliczna” i „Metoda numeryczna” dotyczą dwóch metod modelowania i projektowania układów IPT oraz zawierają teoretyczne badania ich właściwości.

Przedostatni rozdział to „Badania laboratoryjne”, w którym zaprezentowano prototypowy układ IPT oraz wyniki jego badań eksperymentalnych. Zawiera on również krytyczną analizę przydatności modeli wynikających z metod symbolicznej oraz numerycznej.

W ostatnim rozdziale – „Wnioski” zebrano najważniejsze informacje dotyczące wykazania tezy i realizacji przyjętych celów oraz przedyskutowano podstawowe problemy w realizacji podobnych układów. Odniesiono się również do uzyskanych podczas realizacji rozprawy doktorskiej autorskich osiągnięć naukowych oraz zaproponowano kierunki dalszych badań.

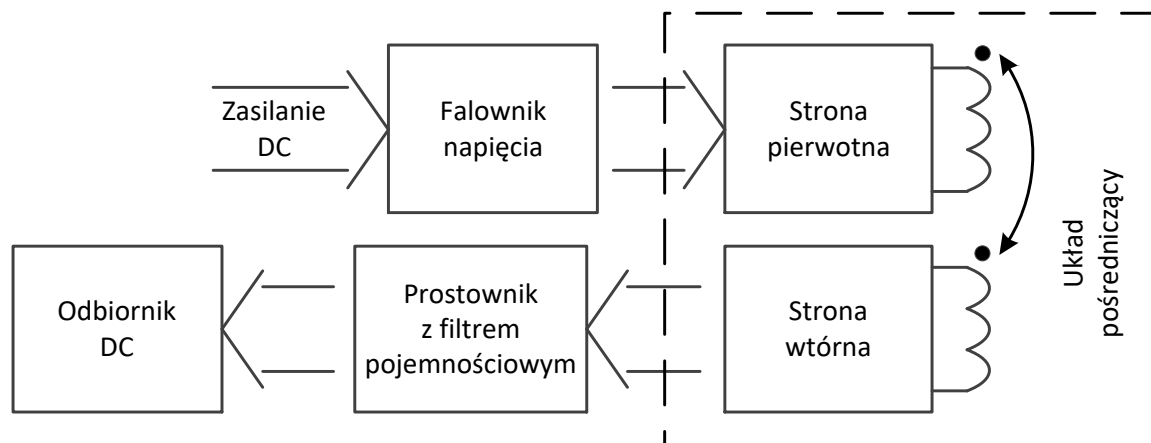
## 4. Układ IPT

W rozdziale zebrano podstawowe informacje dotyczące rozważanych układów IPT, uzasadniając m.in. użycie poszczególnych podzespołów oraz przedstawiając sposoby ich modelowania.

Rozdział podzielono na cztery części. W pierwszej części przedstawiono podzespoły układu IPT o sztywnym napięciu wyjściowym. W kolejnych dwóch zamieszczono podstawowe informacje o przekształtnikach stosowanych w układach IPT – falownikach i prostownikach. Omówiono ich podstawowe właściwości oraz założenia niezbędne do ich opisu przy zastosowaniu metod symbolicznej i numerycznej. W ostatniej części zebrano najważniejsze wnioski.

### 4.1. Podzespoły układu IPT

W rozprawie rozważane są układy IPT o sztywnym napięciu wyjściowym, które spełniają założenia przedstawione w rozdziale 3. W ich skład wchodzi następujące podzespoły przedstawione na rysunku 4.1: falownik napięcia, układ pośredniczący oraz prostownik z filtrem pojemnościowym. Układ IPT zasilany jest ze źródła napięcia stałego, a do jego wyjścia podłączony jest odbiornik.



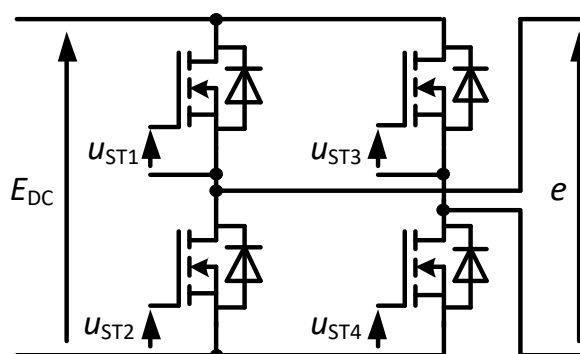
Rys. 4.1. Schemat układu IPT o sztywnym napięciu wyjściowym

Przekształtniki (falownik i prostownik) opisane zostały w kolejnych podrozdziałach. W rozprawie skupiono się przede wszystkim na sposobie tworzenia i właściwościach układów pośredniczących o sztywnym napięciu wyjściowym. Takie układy składają się ze strony pierwotnej (z cewką pierwotną) oraz strony wtórnej (z

cewką wtórną), do których dołączane są dodatkowe elementy biernie zapewniające wymaganą sztywność napięcia wyjściowego i możliwie wysoką sprawność. Układ pośredniczący powinien charakteryzować się prostotą. W rozprawie wybrano topologię S-S (rozdział 2), która zapewniła wystarczającą sztywność napięcia wyjściowego. W przypadku pominięcia strat mocy układu zapewniającą idealnie sztywne napięcie wyjściowe.

## 4.2. Falownik

Wskazane jest zastosowanie falownika napięcia o jak najmniejszych stratach mocy. Jako reprezentatywny falownik napięcia wybrano falownik o topologii mostka. Zasila on układ pośredniczący napięciem o kształcie zbliżonym do prostokątnego oraz zapewnia uzyskanie wysokich sprawności, szczególnie ze względu na ograniczenie komutacyjnych strat mocy tranzystorów przy współpracy z odbiornikiem o charakterze indukcyjnym. Tego typu charakter obciążenia jest zapewniony w proponowanych układach IPT.



Rys. 4.2. Schemat zastępczy mostkowego falownika napięcia

Schemat zastępczy mostkowego falownika napięcia przedstawiono na rysunku 4.2. W falowniku zakłada się użycie tranzystorów MOSFET. Są one predysponowane do aplikacji w założonym zakresie napięć, mocy i częstotliwości pracy. Falownik jest zasilany ze źródła napięcia stałego  $E_{DC}$ , a amplituda prostokątnego napięcia wyjściowego falownika  $e$  jest zbliżona do  $E_{DC}$ . Ponieważ w przypadku nie w pełni symetrycznego sterowania tranzystorów w prądzie wyjściowym falownika pojawiłaby się składowa stała prądu powodująca dodatkowe straty mocy w cewce pierwotnej, dlatego zalecane jest jej zablokowanie przez dołączenie do wyjścia falownika dodatkowego kondensatora szeregowego o

względnie dużej pojemności. Jego rolę może przejąć szeregowy kondensator kompensujący występujący w topologii S-S. Często w uproszczeniu zakłada się symetrię sterowania, pomijając powyższy problem składowej stałej prądu. Należy również zaznaczyć, że sterowanie falownika powinno zapewnić odpowiednie czasy martwe, przez które wyłączone są wszystkie tranzystory. Przeciwdziała się w ten sposób zwarciom skrośnym półmostków tranzystorowych i umożliwia pożądane przeładowanie wyjściowych pojemności tranzystorów – komutacja tranzystorów w warunkach zerowego napięcia.

W **metodzie symbolicznej** falownik zastępowany jest przez źródło napięcia sinusoidalnego  $\underline{E}$ . Jest ono symboliczną reprezentacją wartości skutecznej podstawowej harmonicznej napięcia wyjściowego falownika. Sinusoidalne źródło napięcia zasilającego może zostać przedstawione jako [9]:

$$\underline{E} = \frac{4E_{DC}}{\sqrt{2\pi}}. \quad (4.1)$$

W **metodzie numerycznej** falownik zastępowany jest przez symetryczne źródło prostokątne o amplitudzie napięcia równej  $E_{DC}$ , które opisane jest następująco:

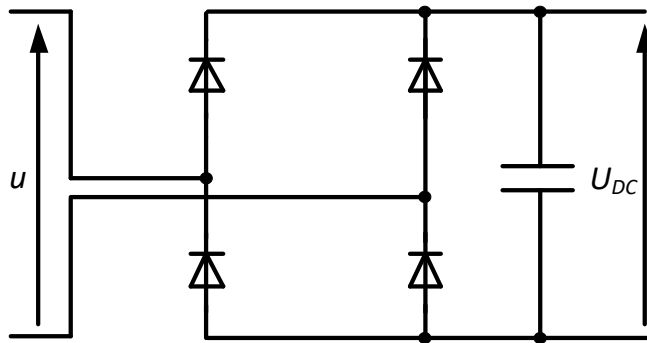
$$e = \begin{cases} E_{DC}, & t \in \langle nT, nT + \frac{T}{2} \rangle \\ -E_{DC}, & t \in \langle nT + \frac{T}{2}, nT + T \rangle \end{cases}, \quad (4.2)$$

gdzie  $T$  jest okresem przełączeń tranzystorów,  $n=0, 1, 2, \dots$ .

Straty mocy falownika w obu metodach uwzględniono poprzez dodanie dwóch szeregowych rezystancji tranzystorów w stanie przewodzenia ( $2 \cdot R_{DS(on)}$ ) do rezystancji cewki pierwotnej.

### 4.3. Prostownik

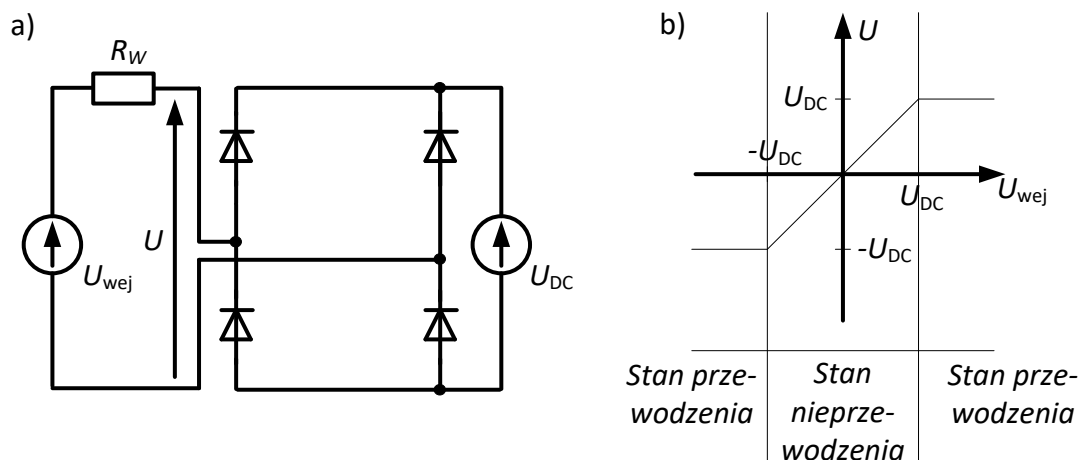
Prostownik mostkowy z filtrem pojemnościowym (rys. 4.3) został wybrany jako reprezentatywny prostownik.



Rys. 4.3. Schemat zastępczy prostownika mostkowego

Kondensator wyjściowy ogranicza tętnienia napięcia i z reguły jest konstruowany jako połączenie równoległe kondensatorów, zapewniając wymaganą pojemność oraz minimalizując straty mocy.

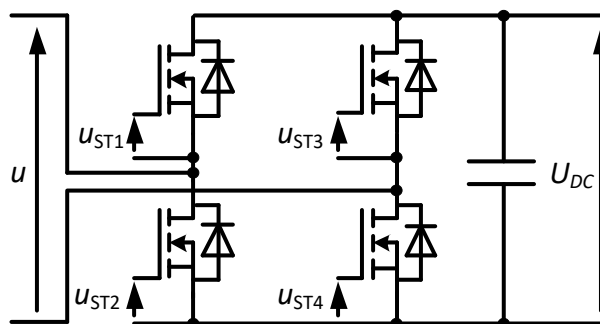
Istotnym problemem, który należy uwzględnić przy opisie prostownika w odniesieniu do układów IPT jest możliwość jego pracy w dwóch trybach – ciągłym (CCM – ang. Continuous Conduction Mode) i nieciągłym (DCM – ang. Discontinuous Conduction Mode). Wyjaśniono to na prostym przykładzie (rys. 4.4).



Rys. 4.4. Przykład wyjaśniający tryby pracy prostownika:  
a) schemat zastępczy, b) charakterystyka statyczna

Prostownik zasilany jest ze stopniowo zmienianego źródła napięcia stałego  $U_{wej}$  z dołączonym szeregowym dodatkowym rezystorem  $R_W$ . Jako równoważne obciążeniu z filtrem pojemnościowym do wyjścia prostownika dołączono źródło napięcia stałego  $U_{DC}$ . Na zaciskach wejściowych prostownika zaznaczono napięcie  $U$ . Charakterystyka statyczna  $U = f(U_{wej})$  zamieszczona została na rysunku 4.4.b. Jeżeli moduł napięcia  $|U_{wej}|$  jest większy niż napięcie  $U_{DC}$ , to prąd płynie przez odpowiednie pary diod prostownika i napięcie wejściowe  $U$  jest równe  $U_{DC}$  lub  $-U_{DC}$ ,

w zależności od kierunku przepływu prądu. Jeżeli moduł napięcia  $|U_{wej}|$  jest mniejszy niż napięcie  $U_{DC}$ , to diody prostownika nie przewodzą i napięcie  $U$  jest równe  $U_{wej}$ . Analogiczne stany przewodzenia i nieprzewodzenia diod prostownika występują w prezentowanych układach IPT, komplikując opis działania prostownika. Jeżeli podczas pracy nie występują stany nieprzewodzenia diod, to prostownik działa w trybie CCM, a jeżeli występują, to prostownik realizuje tryb DCM.



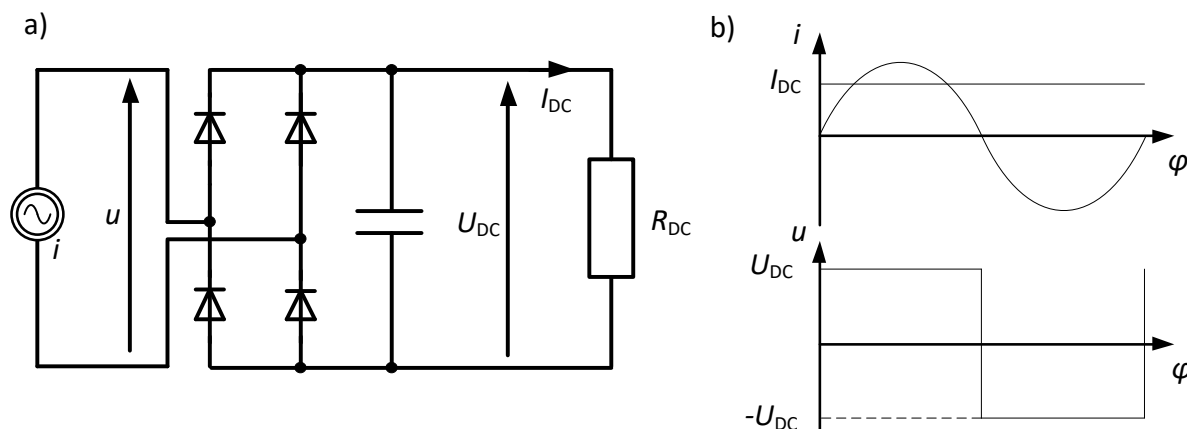
Rys. 4.5. Schemat zastępczy mostkowego prostownika synchronicznego

W rozprawie zastosowano modyfikację typowego mostkowego prostownika diodowego – mostkowy prostownik synchroniczny (rys. 4.5.). Zamiast klasycznych diod użyto tranzystorów MOSFET z diodami wewnętrznymi. Przy braku sterowania tranzystorów przewodzą wyłącznie diody wewnętrzne tych tranzystorów, a cały prostownik pracuje jak zwykły prostownik diodowy. Odpowiednio załączając tranzystory (synchronicznie z przewodzącymi diodami wewnętrznymi) można zmniejszyć straty mocy prostownika. Dzieje się tak, ponieważ w badanych układach spadek napięcia na przewodzącym kanale tranzystora jest mniejszy niż spadek napięcia na przewodzącym złączu diody. Rozważając jednak sprawność należy mieć równocześnie na uwadze moc wymaganą do zasilania układu sterowania prostownika synchronicznego.

W **metodzie symbolicznej** prostownik wraz z filtrem pojemnościowym i odbiornikiem zastępuje się równoważną rezystancją zmiennoprądową, w której wydziela się tyle samo mocy jak w odbiorniku po stronie napięcia stałego. W tym celu należy określić współczynnik przeliczania stałoprądowej rezystancji odbiornika na zastępczą zmiennoprądową rezystancję wejściową prostownika. Zakłada się, że prostownik pracuje wyłącznie w trybie CCM, co jest właściwe dla stanu znamionowego obciążenia (rozdział 6). Niestety taki opis działania prostownika



będzie mniej poprawny, gdy prostownik będzie pracował w trybie DCM. Stanowi to istotne ograniczenie tej metody. W metodzie symbolicznej pominięto również straty mocy w diodach oraz założono, że prąd wejściowy prostownika jest sinusoidalny, a napięcie na wyjściu pozbawione jest tętnień. Schemat do wyznaczenia współczynnika przeliczania stałoprądowej rezystancji odbiornika na zastępczą zmiennoprądową rezystancję wejściową prostownika  $k_R$  (4.5) przedstawiono na rysunku 4.5.



Rys. 4.5. Określenie współczynnika  $k_R$ : a) schemat, b) przebiegi

Do wejścia prostownika dołączono sinusoidalne źródło prądu przemiennego  $i$  odpowiadające pierwszej harmonicznej rzeczywistego prądu. Do wyjścia prostownika dołączono rezystor  $R_{DC}$  (zastępczą stałoprądową rezystancję odbiornika). Napięcie wejściowe prostownika  $u$  jest równe  $U_{DC}$  lub  $-U_{DC}$ , w zależności od kierunku przepływającego prądu. Zastępcza stałoprądowa rezystancja odbiornika wynosi:

$$R_{DC} = \frac{U_{DC}}{I_{DC}} = \frac{P_{DC}}{I_{DC}^2}, \quad (4.3)$$

Natomiast zastępcza zmiennoprądowa rezystancja prostownika z filtrem i odbiornikiem jest równa:

$$R_{AC} = \frac{U}{I} = \frac{P_{DC}}{I^2}. \quad (4.4)$$

Współczynnik przeliczania rezystancji wynosi:

$$k_R = \frac{R_{AC}}{R_{DC}}. \quad (4.5)$$

Prąd wyjściowy prostownika można obliczyć następująco:

$$I_{DC} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} |i| d\omega t = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I. \quad (4.6)$$

Ostatecznie, na bazie (4.5), otrzymuj się znany współczynnik:

$$k_R = \frac{8}{\pi^2}. \quad (4.7)$$

Straty mocy prostownika w metodzie symbolicznej można uwzględnić pośrednio:

- dla prostownika mostkowego (diodowego) poprzez uwzględnienie spadku napięcia na dwóch szeregowo przewodzących diodach w napięciu wyjściowym prostownika,
- dla mostkowego prostownika synchronicznego (tranzystorowego) poprzez uwzględnienie rezystancji dwóch szeregowo przewodzących tranzystorów w rezystancji cewki wtórnej (analogicznie jak w przypadku falownika).

Drugą zastosowaną metodą opisu jest **metoda numeryczna**. Opisuje się w niej prostownik w zależności od realizowanego trybu pracy:

- tryb CCM:

$$u = \begin{cases} U_{DC} & \text{dla } i > 0 \\ -U_{DC} & \text{dla } i < 0 \end{cases}, \quad (4.8)$$

- tryb DCM:

$$u = \begin{cases} U_{DC} & \text{dla } i > 0 \text{ (stan przewodzenia)} \\ -U_{DC} & \text{dla } i < 0 \text{ (stan przewodzenia)}, \\ u_p & \text{dla } i = 0 \text{ (stan nieprzewodzenia)} \end{cases}, \quad (4.9)$$

gdzie  $u_p$  jest napięciem na wejściu prostownika w stanie nieprzewodzenia. Wartość tego napięcia wynika z chwilowego stanu układu – wyjaśniono w dalszych częściach rozprawy. W praktyce, w stanie nieprzewodzenia mogą wystąpić również istotne oscylacje tego napięcia, związane z wyjściowymi pojemnościami pasożytniczymi elementów półprzewodnikowych prostownika i innymi parametrami pasożytniczymi obwodu. Zostały one początkowo pominięte, natomiast ich wpływ opisano na etapie badań eksperymentalnych prototypu.

Straty mocy prostownika w metodzie numerycznej uwzględniane są analogicznie jak w metodzie symbolicznej.

## 5. Układ pośredniczący – metoda symboliczna

W rozdziale opisano systematyczne poszukiwania odpowiedniego układu pośredniczącego, który zapewniłby możliwie sztywne napięcie wyjściowe przy jednoczesnym zmaksymalizowaniu sprawności i zachowaniu prostoty. Dokonano analizy podstawowych właściwości tego typu układów oraz zaproponowano metody doboru parametrów ich elementów. Wykorzystano obliczenia metodą symboliczną z reprezentacją wartości skutecznej. Przekształtniki są zastępowane albo sinusoidalnym źródłem napięcia albo równoważną rezystancją w sposób opisany w rozdziale 4.

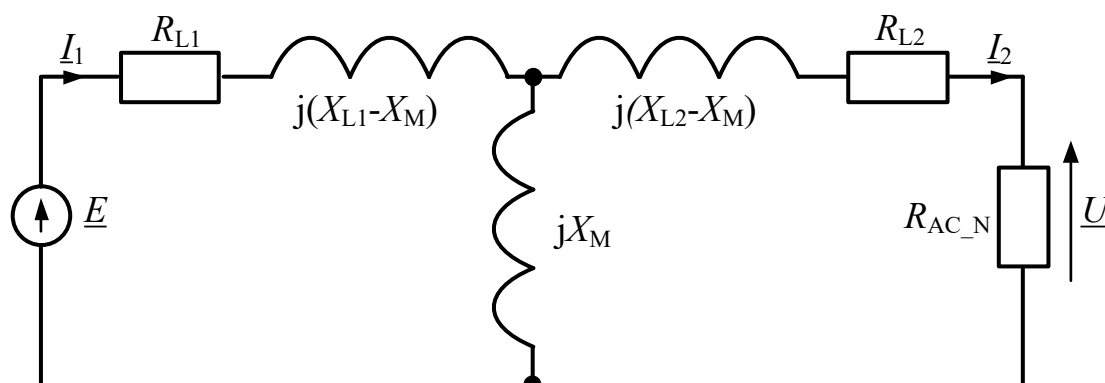
W rozdziale 2 przedstawiono podstawowy podział układów pośredniczących. Do dalszej analizy przyjęto układy szeregowo-szeregowe (S-S) oraz szeregowo-równoległe (S-P). W innych układach występuje równoległe połączenie kondensatora po stronie pierwotnej, co niekorzystnie wpływa na ich współpracę z założonymi falownikami napięcia. We wstępnej fazie prac nad układami IPT odrzucono topologię S-P, dla której nie znaleziono odpowiedniej metody doboru parametrów, która pozwoliłaby zapewnić sztywność napięcia wyjściowego. Skupiono się na analizie układu S-S, który okazał się wystarczający ze względu na przyjęte założenia. W rozprawie układ S-S zapewniający sztywność napięcia wyjściowego po dołączeniu odpowiednich elementów będzie nazywany układem skompensowanym. Dla porównania przytoczono również układ nieskompensowany, czyli złożony wyłącznie z cewek sprzężonych magnetycznie.

Rozdział składa się z dwóch podstawowych części – pierwszej, dotyczącej układu nieskompensowanego oraz drugiej, odnoszącej się do układu skompensowanego. Każda z tych części podzielona została na podrozdziały, obejmujące wyjaśnienia jak powstały metody projektowe, dyskusję podstawowych właściwości oraz opis zaproponowanej metody projektowania odpowiedniego układu. Najważniejsze informacje zebrano w podsumowaniu.

### 5.1. Układ nieskompensowany

Pierwszym rozpatrywanym układem jest układ nieskompensowany, którego schemat zastępczy przedstawiono na rysunku 5.1. Jest to najprostszy przypadek

układu pośredniczącego IPT i posłuży on do porównania z bardziej rozbudowanymi układami.



Rys. 5.1. Schemat zastępczy układu nieskompensowanego

W schemacie (rys. 5.1) uwzględniono cewki sprzężone magnetycznie o indukcyjnościach własnych  $L_1$  i  $L_2$  oraz znamionową rezystancję  $R_{AC\_N}$ , która odpowiada znamionowej rezystancji odbiornika ( $R_{DC\_N}$ ) sprowadzonej na wejście prostownika (rozdział 4.). Zakładając pracę układu z częstotliwością  $f$  wprowadzono następujące reaktancje:

$$X_{L1} = 2\pi f L_1, \quad (5.1)$$

$$X_{L2} = 2\pi f L_2 \quad (5.2)$$

oraz reaktancję wzajemną:

$$X_M = 2\pi f M = k\sqrt{X_{L1}X_{L2}}. \quad (5.3)$$

Na schemacie zaznaczono również szeregowe rezystancje  $R_{L1}$  i  $R_{L2}$ , które odpowiadają za straty mocy w cewkach. Ostatecznie uzyskuje się następujący układ równań:

$$\begin{cases} E = I_1 R_{L1} + jI_1 X_{L1} - jI_2 X_M \\ U = -I_2 R_{L2} - jI_2 X_{L2} + jI_1 X_M \end{cases} \quad (5.4)$$

W kolejnym etapie wprowadzono wielkości względne, przyjmując jako odniesienia:

- dla napięć –  $E$  (wartość skuteczna napięcia zasilania),
- dla rezystancji i reaktancji –  $R_{DC\_N}$  (znamionowa stałoprądowa rezystancja obciążenia),
- dla prądów –  $\frac{E}{R_{DC\_N}}$ ,
- dla mocy –  $\frac{E^2}{R_{DC\_N}}$ .

Wprowadzenie opisu względnego umożliwia uzyskanie bardziej ogólnego, względnego modelu układu. Uwzględniając wielkości odniesienia, uzyskuje się:

$$R_{L1}^{\bullet} = \frac{R_{L1}}{R_{DC\_N}} \quad (5.5)$$

$$R_{L2}^{\bullet} = \frac{R_{L2}}{R_{DC\_N}} \quad (5.6)$$

$$X_{L1}^{\bullet} = \frac{X_{L1}}{R_{DC\_N}} \quad (5.7)$$

$$X_{L2}^{\bullet} = \frac{X_{L2}}{R_{DC\_N}} \quad (5.8)$$

$$X_M^{\bullet} = \frac{X_M}{R_{DC\_N}} = k\sqrt{X_{L1}^{\bullet}X_{L2}^{\bullet}} \quad (5.9)$$

$$\underline{U}^{\bullet} = \frac{U}{E} \quad (5.10)$$

$$\underline{I}_1^{\bullet} = \frac{I_1 R_{DC\_N}}{E} \quad (5.11)$$

$$\underline{I}_2^{\bullet} = \frac{I_2 R_{DC\_N}}{E} \quad (5.12)$$

Dodatkowo wprowadzane są dobrocie poszczególnych cewek:

$$Q_{L1} = \frac{X_{L1}}{R_{L1}} = \frac{X_{L1}^{\bullet}}{R_{L1}^{\bullet}}, \quad (5.13)$$

$$Q_{L2} = \frac{X_{L2}}{R_{L2}} = \frac{X_{L2}^{\bullet}}{R_{L2}^{\bullet}}. \quad (5.14)$$

Uwzględniając zależności (5.5) – (5.14), przekształcono układ równań (5.4), uzyskując:

$$\begin{cases} 1 = \underline{I}_1^{\bullet} \left( \frac{X_{L1}^{\bullet}}{Q_{L1}} + jX_{L1}^{\bullet} \right) - j\underline{I}_2^{\bullet} X_M^{\bullet} \\ \underline{U}^{\bullet} = -\underline{I}_2^{\bullet} \left( \frac{X_{L2}^{\bullet}}{Q_{L2}} + jX_{L2}^{\bullet} \right) + j\underline{I}_1^{\bullet} X_M^{\bullet} \end{cases} \quad (5.15)$$

Następnie wyznaczono względne napięcie wyjściowe  $\underline{U}^{\bullet}$ :

$$\underline{U}^{\bullet} = \frac{jX_M^{\bullet}}{\frac{X_{L1}^{\bullet}}{Q_{L1}} + jX_{L1}^{\bullet}} - \underline{I}_2^{\bullet} \left( \frac{X_{L2}^{\bullet}}{Q_{L2}} + jX_{L2}^{\bullet} + \frac{X_M^{\bullet 2}}{\frac{X_{L1}^{\bullet}}{Q_{L1}} + jX_{L1}^{\bullet}} \right). \quad (5.16)$$

Na podstawie zależności (5.16) można stwierdzić, że aby napięcie wyjściowe było idealnie sztywne musi być spełniony warunek:

$$\frac{X_{L2}^{\bullet}}{Q_{L2}} + jX_{L2}^{\bullet} + \frac{X_M^{\bullet 2}}{\frac{X_{L1}^{\bullet}}{Q_{L1}} + jX_{L1}^{\bullet}} = 0, \quad (5.17)$$

co przy uwzględnieniu (5.9) oraz założeniu, że  $Q_{L1} \rightarrow \infty$  oraz  $Q_{L2} \rightarrow \infty$ , upraszcza się do warunku:

$$k = 1. \quad (5.18)$$

Warunek ten można w przybliżeniu uznać za spełniony w układach o bardzo silnym sprzężeniu magnetycznym ( $k \approx 1$ ). Dla prezentowanego układu nieskompensowanego można wyznaczyć sprawność:

$$\begin{aligned} \eta &= \\ &= \frac{k^2 Q_{L1} Q_{L2}^2 k_R R_{DC}^{\bullet} X_{L2}^{\bullet}}{X_{L2}^{\bullet 2} + Q_{L2} X_{L2}^{\bullet} (2k_R R_{DC}^{\bullet} + k^2 Q_{L1} X_{L2}^{\bullet}) + Q_{L2}^2 (k_R^2 R_{DC}^{\bullet 2} + k^2 Q_{L1} k_R R_{DC}^{\bullet} X_{L2}^{\bullet} + X_{L2}^{\bullet 2})} \end{aligned} \quad (5.19)$$

gdzie  $R_{DC}^*$  jest względną rezystancją obciążenia, która dodatkowo wprowadza możliwe zmiany rezystancji obciążenia względem rezystancji znamionowej:

$$R_{DC}^* = \frac{R_{DC}}{R_{DC\_N}} = \frac{R_{AC}}{k_R R_{DC\_N}} = \frac{R_{AC}^*}{k_R} = \frac{U^*}{k_R I_2^*}. \quad (5.20)$$

Równanie (5.19) pozwala na analityczne obliczenie maksymalnej sprawności układu względem reaktancji cewki wtórnej  $X_{L2}^*$  przy założeniu stanu znamionowego obciążenia. Korzystając z warunku maksymalnej sprawności:

$$\frac{\delta \eta}{\delta X_{L2}^*} (R_{DC}^* = 1) = 0, \quad (5.21)$$

uzyskuje się optymalną względną reaktancję cewki wtórnej:

$$X_{L2opt}^* = \frac{k_R Q_{L2}}{\sqrt{1 + k^2 Q_{L1} Q_{L2} + Q_{L2}^2}}. \quad (5.22)$$

W rozprawie parametry dobrane z warunku uzyskania maksymalnej sprawności oznaczane są poprzez indeks „opt”. Należy przypomnieć, że względna reaktancja cewki pierwotnej może zostać dobrana na podstawie przekładni transformatora  $v$  (1.2):

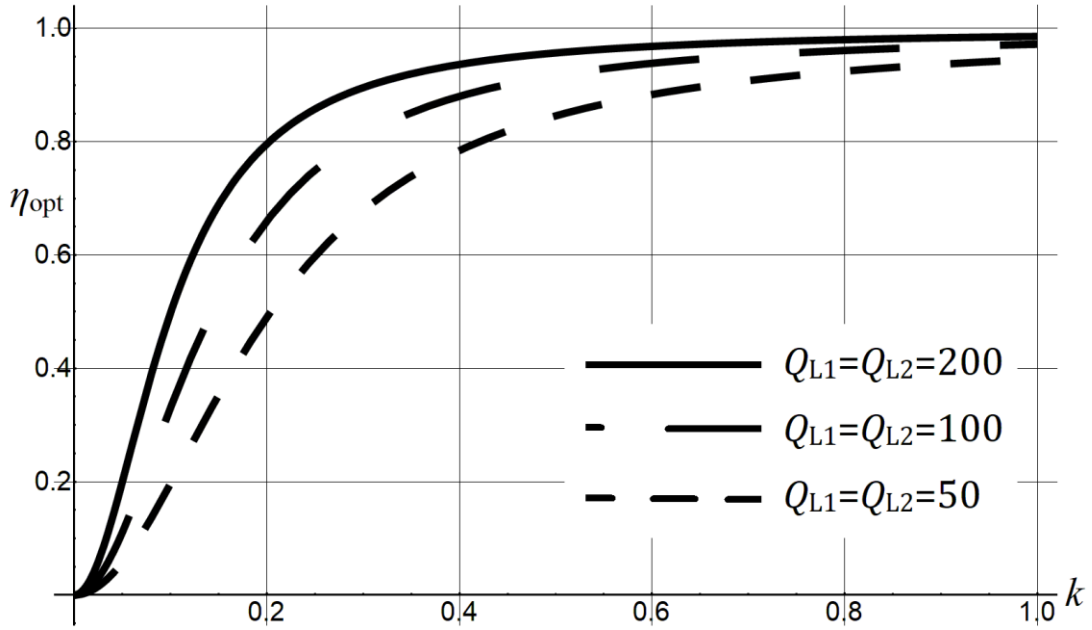
$$X_{L1opt}^* = X_{L2opt}^* v^2. \quad (5.23)$$

Sprawność wyrażona poprzez (5.19) nie zależy od wartości reaktancji cewki pierwotnej, a jedynie od jej dobroci.

Po podstawieniu warunku (5.22) do zależności (5.19) otrzymuje się zależność na optymalną (maksymalną) sprawność ( $R_{DC}^* = 1$ ):

$$\eta_{opt} = \frac{k^2 Q_{L1} (2 + k^2 Q_{L1} Q_{L2} - 2 \sqrt{1 + k^2 Q_{L1} Q_{L2} + Q_{L2}^2})}{Q_{L2} (k^4 Q_{L1}^2 - 4)}. \quad (5.24)$$

Wyznaczona sprawność optymalna układu nieskompensowanego będzie odniesieniem dla kolejnych analizowanych układów pośredniczących. Charakterystyki optymalnej sprawności dla dobroci cewek 50, 100 i 200 przedstawiono na rysunku 5.2. Taki zakres dobroci jest typowy dla cewek tworzących układy IPT przy mocach rzędu setek watów. Jak można zauważyć (rysunek 5.2) układy nieskompensowane o silnym sprzężeniu magnetycznym mogą osiągać wysokie sprawności, zależne od dobroci cewek.



Rys. 5.2. Optymalna sprawność w funkcji współczynnika sprzężenia magnetycznego

Sprawność jest jednym z istotnych parametrów projektowych układu. Drugim ważnym parametrem, związanym z tematyką niniejszej rozprawy doktorskiej, jest współczynnik sztywności napięcia wyjściowego. Definiuje go stosunek wartości skutecznych napięcia wyjściowego dla stanu znamionowego obciążenia ( $R_{DC}^* = 1$ ) oraz dla stanu jałowego ( $R_{DC}^* \rightarrow \infty$ ):

$$k_{|U|} = \frac{U^*(R_{DC}^* = 1)}{U^*(R_{DC}^* \rightarrow \infty)}. \quad (5.25)$$

Dla układu nieskompensowanego współczynnik  $k_{|U|}$  przyjmuje postać:

$$k_{|U|} = \frac{k_R}{Q_{L1}} \sqrt{\frac{1 + Q_{L1}^2}{\left(k_R + \frac{X_{L2}^*}{Q_{L1}} + \frac{X_{L2}^*}{Q_{L2}}\right)^2 + \left(\frac{k_R}{Q_{L1}} - X_{L2}^* + k^2 X_{L2}^* + \frac{X_{L2}^*}{Q_{L1} Q_{L2}}\right)^2}}. \quad (5.26)$$

Rozpatrując przypadek optymalnego doboru względnej reaktancji cewki wtórnej, do równania (5.26) podstawia się warunek (5.22), otrzymując:

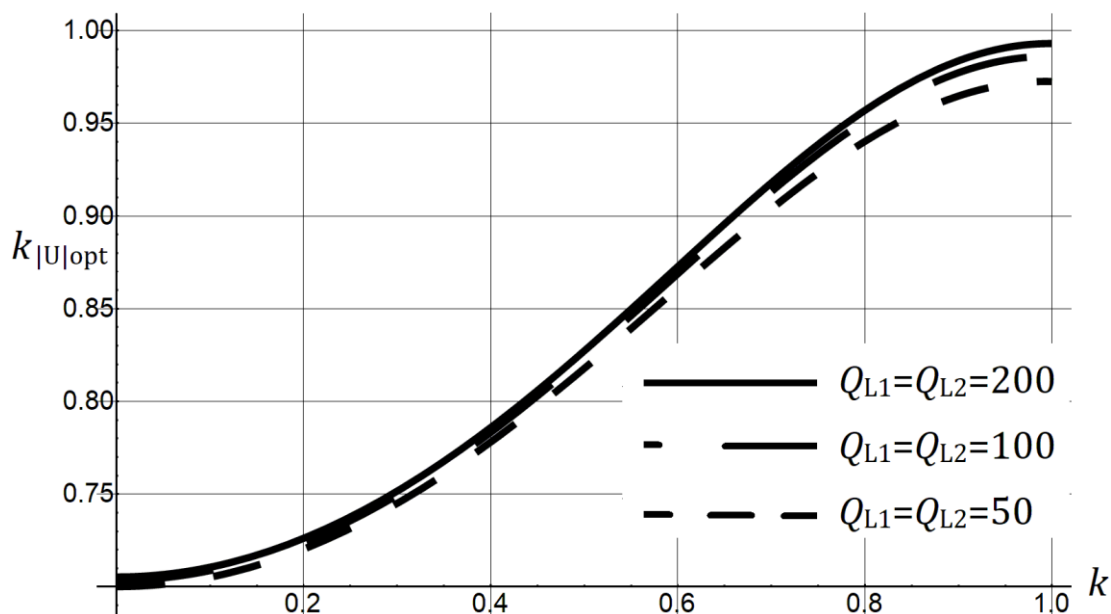
$$k_{|U|opt} = \sqrt{\frac{(1 + Q_{L1}^2)\alpha^2}{(1 + (k^2 - 1)Q_{L1}Q_{L2} + \alpha)^2 + (Q_{L2} + Q_{L1}(1 + \alpha))^2}}, \quad (5.27)$$

gdzie:

$$\alpha = \sqrt{1 + k^2 Q_{L1} Q_{L2} + Q_{L2}^2}. \quad (5.28)$$

Na podstawie zależności (5.27) można określić zakres, dla którego układ nieskompensowany można rozpatrywać jako układ pośredniczący o w przybliżeniu sztywnym napięciu wyjściowym. Ilustrują to charakterystyki  $k_{|U|opt} = f(k)$

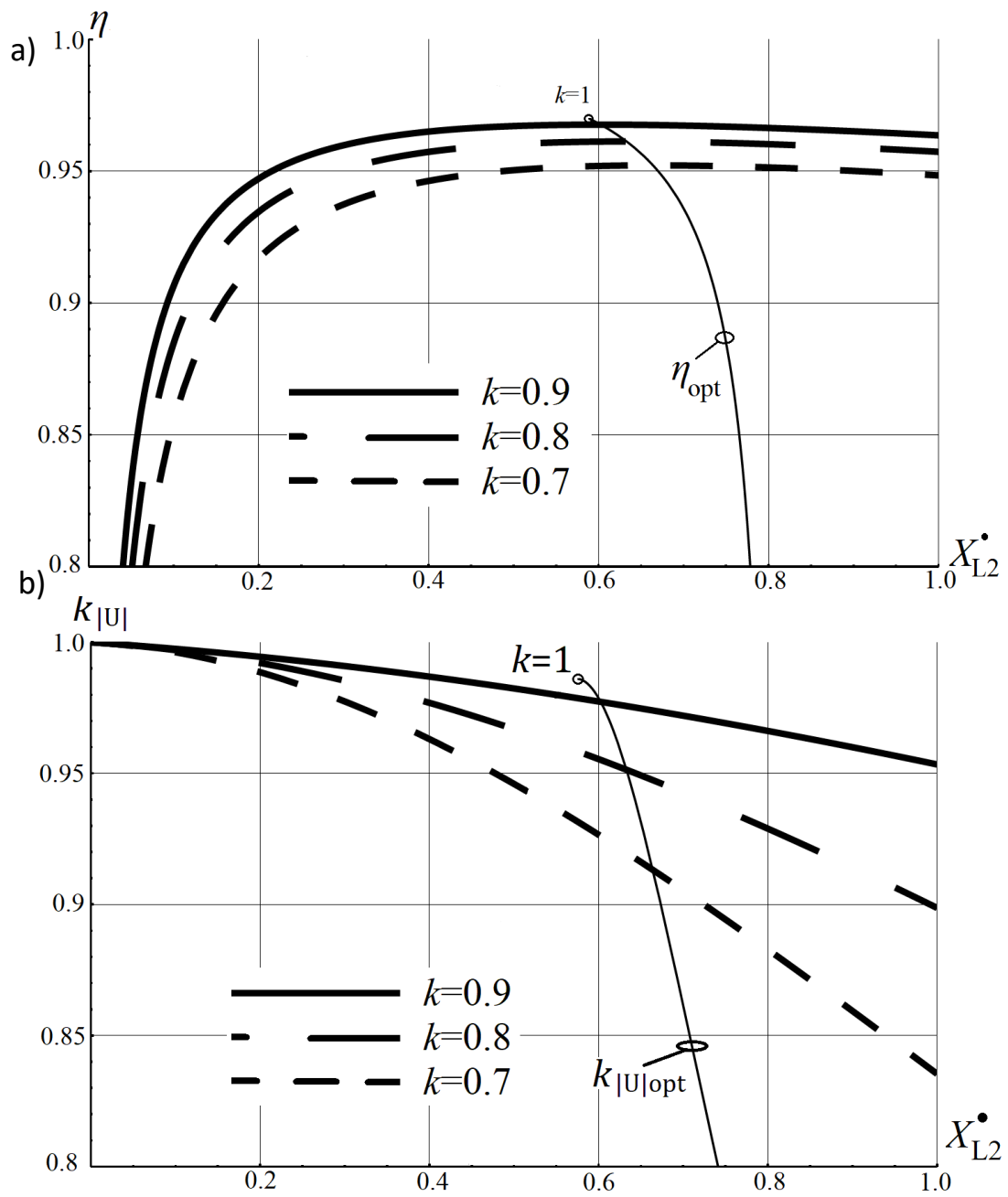
przestawione na rysunku 5.3. Przykładowo, dopuszczając zmniejszenie się napięcia wyjściowego o 5% ( $k_{|U|opt} = 0,95$ ) należałoby zastosować cewki sprzężone magnetycznie o współczynniku sprzężenia magnetycznego większym niż 0,8.



Rys. 5.3. Współczynnik  $k_{|U|opt}$  w funkcji współczynnika sprzężenia magnetycznego  $k$

Wykorzystując zależność (5.26) można wykazać, że układy nieskompensowane, które nie spełniają warunku optymalnej sprawności (5.22) mogą uzyskać nieznacznie wyższe wartości współczynnika  $k_{|U|}$ . Przykładowo zilustrowano to na rysunku 5.4, odpowiednio zwiększając i zmniejszając względną reaktancję cewki wtórnej  $X_{L2}^*$  dla dobroci cewek sprzężonych ustalonej na poziomie 100. Zmniejszanie względnej reaktancji cewki wtórnej względem jej wartości optymalnej powoduje nieznaczną poprawę (zwiększenie) współczynnika  $k_{|U|}$ , przy jednoczesnym, początkowo również nieznacznym, obniżeniu sprawności. Na rysunku 5.4. cieńszą linią zaznaczono przypadki dla parametrów optymalnych układu przy zmianach współczynnika sprzężenia magnetycznego  $k$ , korzystając odpowiednio z (5.22), (5.24) i (5.27). Przecięcie tej linii z charakterystykami pierwotnymi wyznacza dla danego współczynnika sprzężenia magnetycznego spełnienie warunku optymalnej reaktancji cewki wtórnej (5.22).





Rys. 5.4. a) Sprawność  $\eta$  oraz b) współczynnik  $k_{|U|}$  w funkcji względnej reaktancji cewki wtórnej  $X_{L2}^*$  ( $Q_{L1} = Q_{L2} = 100$ )

## 5.2. Metoda projektowania układu nieskompensowanego

Stosowanie układów nieskompensowanych jest zasadne dla układów z silnym sprzężeniem magnetycznym dla  $k > 0,8$ . W takim przypadku nie jest uzyskiwane w pełni sztywne napięcie wyjściowe, jednak otrzymywany jest bardzo prosty układ pośredniczący.

Układ tego typu projektuje się zakładając parametry wejściowe: napięcie wejściowe  $E$  i wyjściowe  $U$ , moc wyjściową  $P_{wyj}$ , współczynnik sprzężenia magnetycznego  $k$  oraz dobrocie cewek  $Q_{L1}$  i  $Q_{L2}$ . Metoda projektowania pozwala określić reaktancje cewek. Z kolei dobór częstotliwości pracy stanowi kompromis z możliwym uzyskaniem wymaganej indukcyjności cewek.

Najpierw obliczana jest rezystancja znamionowa odbiornika:

$$R_{DC\_N} = \frac{U^2}{P_{OUT\_DC}}. \quad (5.29)$$

Rezystancja znamionowa  $R_{DC\_N}$  i współczynnik  $k_R$  pozwalają wyznaczyć optymalną reaktancję cewki wtórnej, przekształcając (5.22):

$$X_{L2opt} = \frac{k_R R_{DC\_N} Q_{L2}}{\sqrt{1 + k^2 Q_{L1} Q_{L2} + Q_{L2}^2}}. \quad (5.30)$$

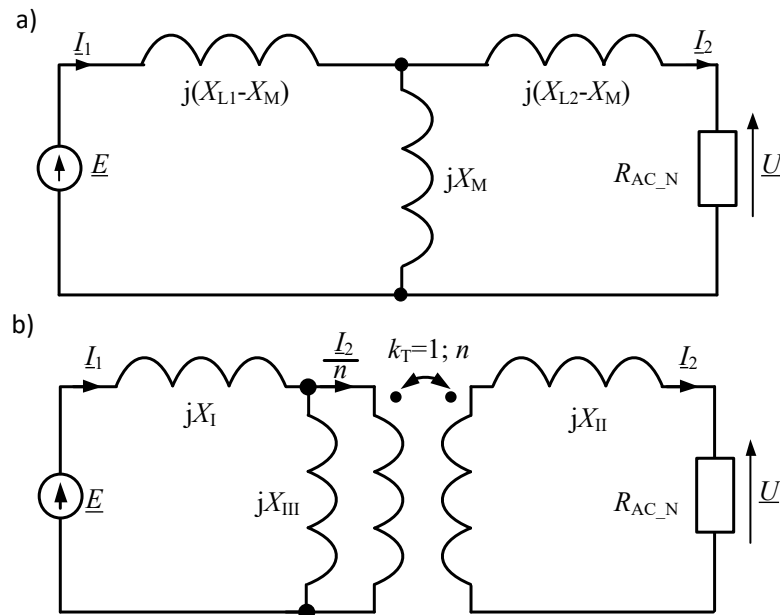
Reaktancję cewki pierwotnej można obliczyć przekształcając (5.23):

$$X_{L1opt} = X_{L2opt} v^2 = \frac{X_{L2opt} E^2}{U^2}. \quad (5.31)$$

Dodatkowo na podstawie zależności (5.24) i (5.27) można wyznaczyć sprawność układu oraz współczynnik sztywności napięcia. Jak wykazano we wcześniejszym rozdziale, zmniejszając odpowiednio reaktancje cewek można zwiększyć wartość współczynnika sztywności napięcia, pogarszając jednak sprawność układu.

### 5.3. Koncepcja układu skompensowanego

W celu poprawy sztywności napięcia wyjściowego można do układu pośredniczącego wprowadzić dodatkowo odpowiednie elementy kompensujące. Aby wyjaśnić właściwości takiego układu rozpoczęto od porównania dwóch schematów zastępczych układów nieskompensowanych (rysunek 5.5), dla których pominięto straty mocy, czyli  $Q_{L1} \rightarrow \infty, Q_{L2} \rightarrow \infty$ .



Rys. 5.5. Schematy zastępcze układu nieskompensowanego: a) z reaktancją wzajemną, b) z transformatorem idealnym

Schematy zastępcze (rys. 5.5) mogą zostać opisane przez odpowiednie układy równań. Dla schematu z reaktancją wzajemną układ równań przyjmuje postać:

$$\begin{cases} \underline{E} = jI_1 X_{L1} - jI_2 X_M \\ \underline{U} = -jI_2 X_{L2} + jI_1 X_M' \end{cases} \quad (5.32)$$

natomiast dla schematu zastępczego z transformatorem idealnym układ równań jest następujący:

$$\begin{cases} \underline{E} = jI_1 (X_I + X_{III}) - j \frac{I_2}{n} X_{III} \\ \underline{U} = -jI_2 \left( X_{II} + \frac{X_{III}}{n^2} \right) + jI_1 \frac{X_{III}'}{n} \end{cases} \quad (5.33)$$

gdzie  $n$  jest przekładnią napięciową transformatora idealnego (rys. 5.5.b), stanowiącą jednocześnie tzw. całkowitą przekładnię napięciową układu. Jak można zauważyć, schemat zastępczy z transformatorem idealnym opisany jest jednym parametrem więcej niż schemat układu z reaktancją wzajemną. Ten dodatkowy parametr (np. przekładania  $n$ ) jest nadmiarowy i może przyjmować różne wartości.

Oznacza to, że dany schemat zastępczy z reaktancją wzajemną może być reprezentowany przez nieskończoną liczbę schematów zastępczych z transformatorem idealnym o jego różnych przekładaniach  $n$ . Z porównania schematów (równań) wynikają następujące warunki:

$$\begin{cases} X_I + X_{III} = X_{L1} \\ \frac{X_{III}}{n} = X_M \\ X_{II} + \frac{X_{III}}{n^2} = X_{L2} \end{cases}, \quad (5.34)$$

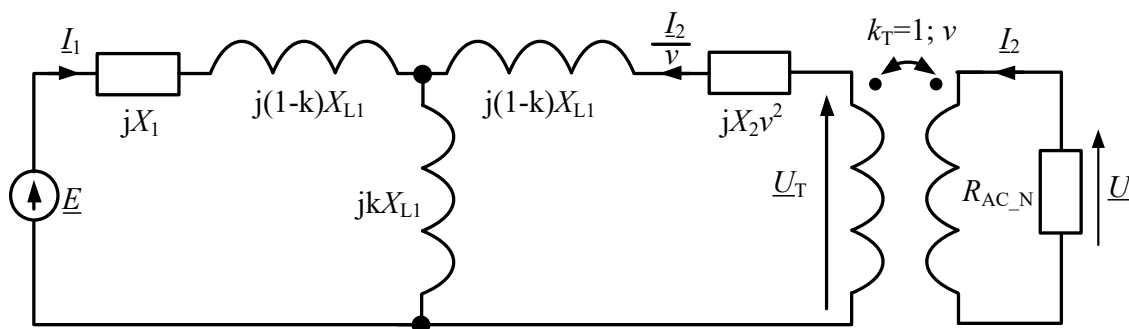
które po wprowadzeniu zależności na reaktancję wzajemną (5.3) można uprościć do postaci:

$$\begin{cases} X_I = X_{L1} - nk\sqrt{X_{L1}X_{L2}} \\ X_{II} = X_{L2} - \frac{k\sqrt{X_{L1}X_{L2}}}{n} \end{cases}. \quad (5.35)$$

Układ równań (5.35) umożliwia obliczenie reaktancji elementów gałęzi podłużnych  $X_I$  i  $X_{II}$  dla różnych przekładni  $n$ . Aby układ pośredniczący zapewniał sztywne napięcie wyjściowe należy wprowadzić elementy kompensujące  $X_1$  i  $X_2$  (rys. 5.6), w taki sposób, aby kompensowały one reaktancje gałęzi podłużnych  $X_I$  i  $X_{II}$  (rys. 5.5.b):

$$\begin{cases} jX_1 + jX_I = 0 \\ jX_2 + jX_{II} = 0 \end{cases}. \quad (5.36)$$

W celu usystematyzowania dalszej analizy, zgodnie ze schematem z rysunku 5.6, wprowadzono przekładnię napięciową transformatora  $v$  (5.37) oraz dodatkową przekładnię napięciową  $\mu$  (5.38), tzw. przekładnię kompensującą. Przedstawiony schemat powstał poprzez zmodyfikowanie schematu z rysunku 5.5.a, polegającym na odpowiednim wprowadzeniu elementów kompensujących  $X_1$  i  $X_2$  oraz wydzieleniu transformatora o przekładni napięciowej  $v$ .



Rys. 5.6. Schemat układu S-S z elementami kompensującymi

$$v = \frac{U_T}{U} = \sqrt{\frac{X_{L1}}{X_{L2}}} \quad (5.37)$$

$$\mu = \frac{n}{v} = \frac{E}{U_T} \quad (5.38)$$

Ostatecznie warunki (5.35) przyjmują postać:

$$\begin{cases} X_I = X_{L1}(1 - \mu k) \\ X_{II} = X_{L2} \left(1 - \frac{k}{\mu}\right) \end{cases} \quad (5.39)$$

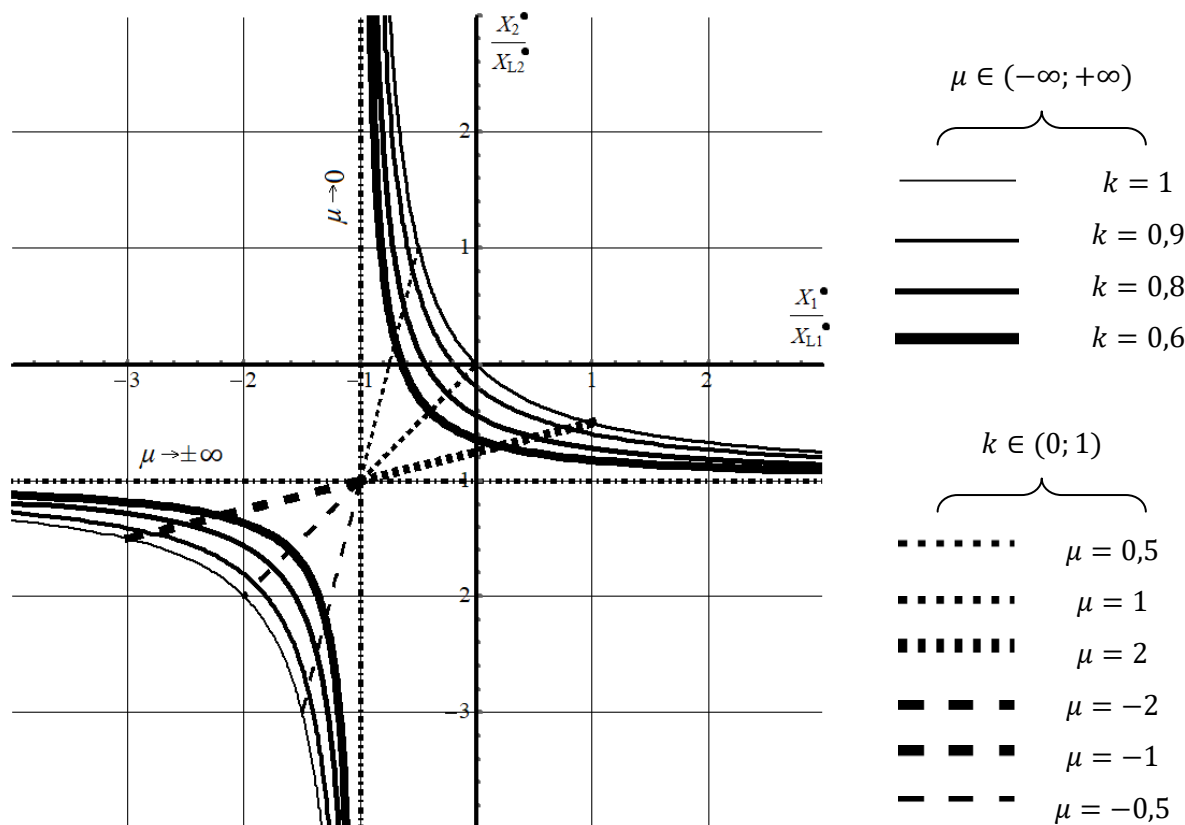
Proponowana koncepcja polega na pełnej kompensacji reaktancji gałęzi podłużnych  $X_I$  i  $X_{II}$  poprzez odpowiednie reaktancje kompensujące  $X_1$  i  $X_2$ . Wprowadzając zapis względny (5.5) – (5.14), na podstawie (5.36) i (5.39), uzyskuje się:

$$\begin{cases} X_1^* = \frac{X_1}{R_{DC\_N}} = X_{L1}^*(\mu k - 1) \\ X_2^* = \frac{X_2}{R_{DC\_N}} = X_{L2}^* \left(\frac{k}{\mu} - 1\right) \end{cases} \quad (5.40)$$

Odpowiednio eliminując zmienne (5.40),  $\mu$  w pierwszym oraz  $k$  w drugim równaniu, uzyskuje się następujące warunki równoważne:

$$\begin{cases} \frac{X_2^*}{X_{L2}^*} = \frac{k^2}{\frac{X_1^*}{X_{L1}^*} + 1} - 1 \\ \frac{X_2^*}{X_{L2}^*} = \frac{X_1^*}{X_{L1}^*} + 1 \end{cases} \quad (5.41)$$

Posłużyły one do wykreślenia sparametryzowanych charakterystyk zamieszczonych na rysunku 5.7.

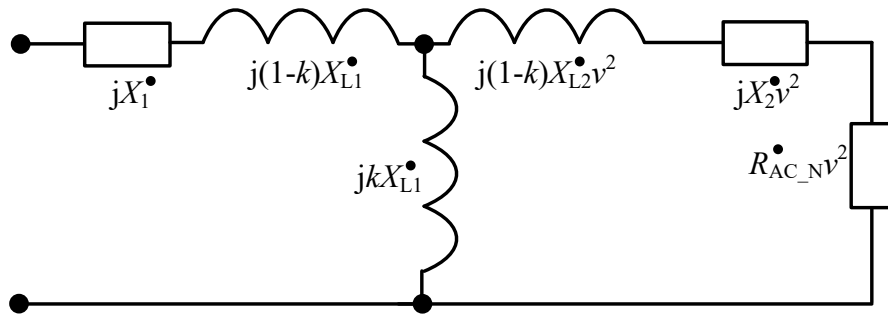


Rys. 5.7. Względne parametry dodatkowych elementów kompensujących

Wymagane parametry elementów kompensujących wyznaczone są przez punkty przecięcia właściwych prostych (parametr  $\mu$ ) i hiperboli (parametr  $k$ ). Możliwe są przypadki, dla których wartość parametru  $X_1^*$  lub  $X_2^*$  jest dodatnia, ujemna lub zerowa, czyli wymaganym elementem kompensującym jest odpowiednio cewka, kondensator lub element ten nie występuje. Biorąc pod uwagę przedstawione charakterystyki, można stwierdzić, że istnieją zawsze pary rozwiązań, dla których moduł względnego napięcia wyjściowego jest taki sam – dla  $\mu > 0$  oraz  $\mu < 0$ . W dalszej części rozprawy pomija się rozwiązania dla  $\mu < 0$ , którym odpowiada pojemnościowy charakter układu widziany przez falownik zasilający. Wynika to z reaktancji gałęzi poprzecznej wyznaczonej z zależności (5.34):

$$X_{III} = nX_M = \mu\nu X_M, \quad (5.42)$$

która przyjmuje wówczas wartości ujemne. Pojemnościowy charakter układu dla  $\mu < 0$  można wykazać, obliczając impedancję wejściową układu na podstawie schematu przedstawionego na rysunku 5.6.

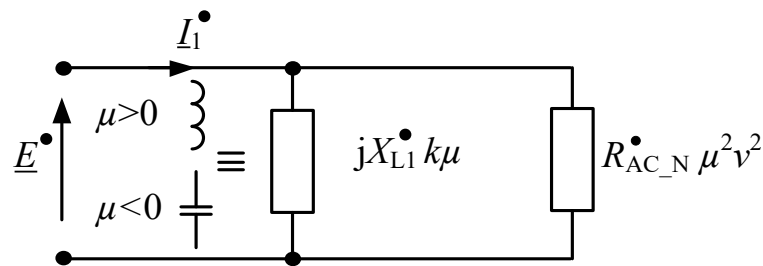


Rys. 5.8. Schemat do obliczenia impedancji wejściowej

Impedancja wejściowa układu, wykorzystując jednocześnie spełnienie warunków (5.40), wynosi:

$$Z_{in} = \frac{jR_{AC\_N}\mu^3v^2kX_{L1}}{R_{AC\_N}\mu^2v^2 + jkX_{L1}\mu} = \frac{1}{\frac{1}{jX_{L1}k\mu} + \frac{1}{R_{AC\_N}\mu^2v^2}} \quad (5.43)$$

Zależność (5.43) można wyrazić schematem zastępczym zamieszczonym na rys. 5.9.

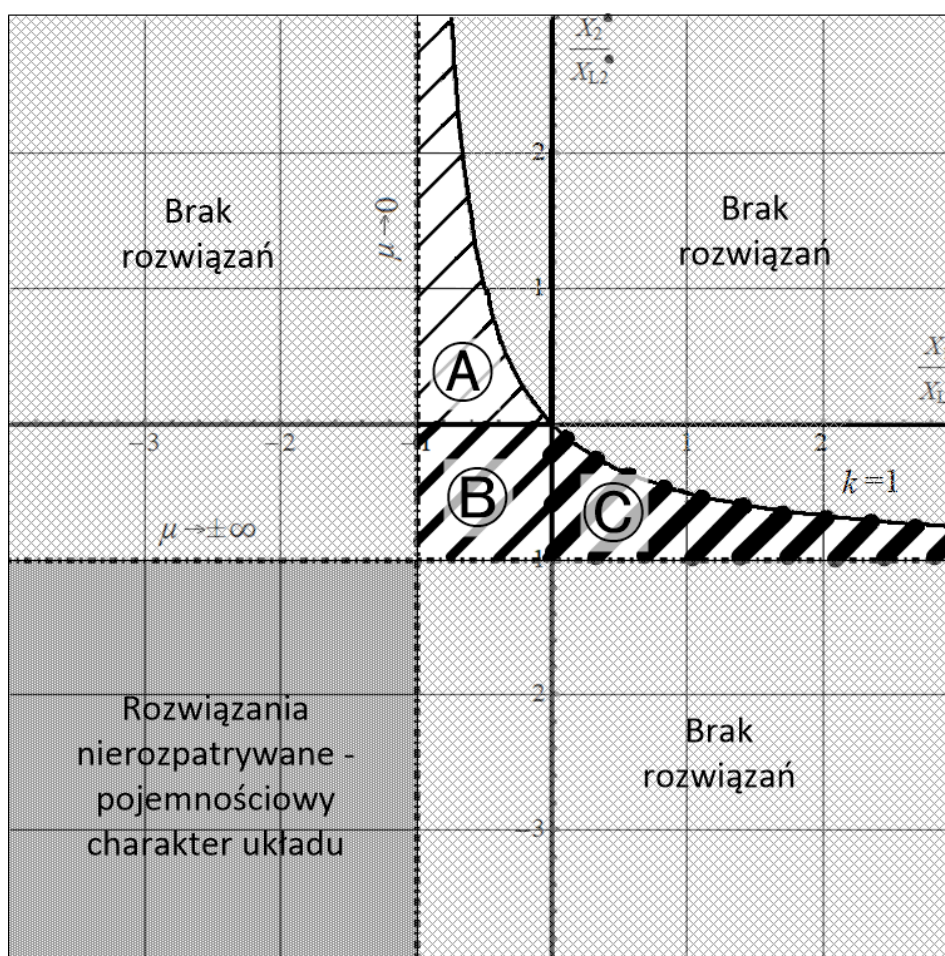


Rys. 5.9. Schemat odpowiadający impedancji wejściowej układu skompensowanego

Podsumowując należy zauważyć, że niezależnie od przekładni kompensującej  $\mu$  całkowita przekładnia układu  $n$  zależy również od przekładni transformatorowej  $v$ , która jest funkcją stosunku reaktancji własnych cewek sprzężonych (5.37). Ponadto, ponieważ pominięto rezystancje szeregowe cewek, uzyskano w pełni sztywne napięcie wyjściowe. W dalszym etapie zostaną odpowiednio uwzględniono rezystancje cewek, umożliwiając obliczenie sprawności oraz faktycznego współczynnika sztywności napięcia.

## 5.4. Optymalizacja układu skompensowanego

Przedstawiona dotychczas dyskusja doboru parametrów elementów kompensujących nie rekomendowała w żaden sposób ich konkretnych wartości. Rekomendacja taka może być przeprowadzona, stosując optymalizację (maksymalizację) sprawności układu pośredniczącego oraz weryfikując uzyskiwaną sztywność napięcia wyjściowego. W tym celu sparametryzowane charakterystyki z rysunku 5.7 podzielono wstępnie na trzy sektory (A, B oraz C) – rys. 5.10. Poszczególne sektory związane z charakterem dołączanych elementów kompensujących – tabela 5.1.



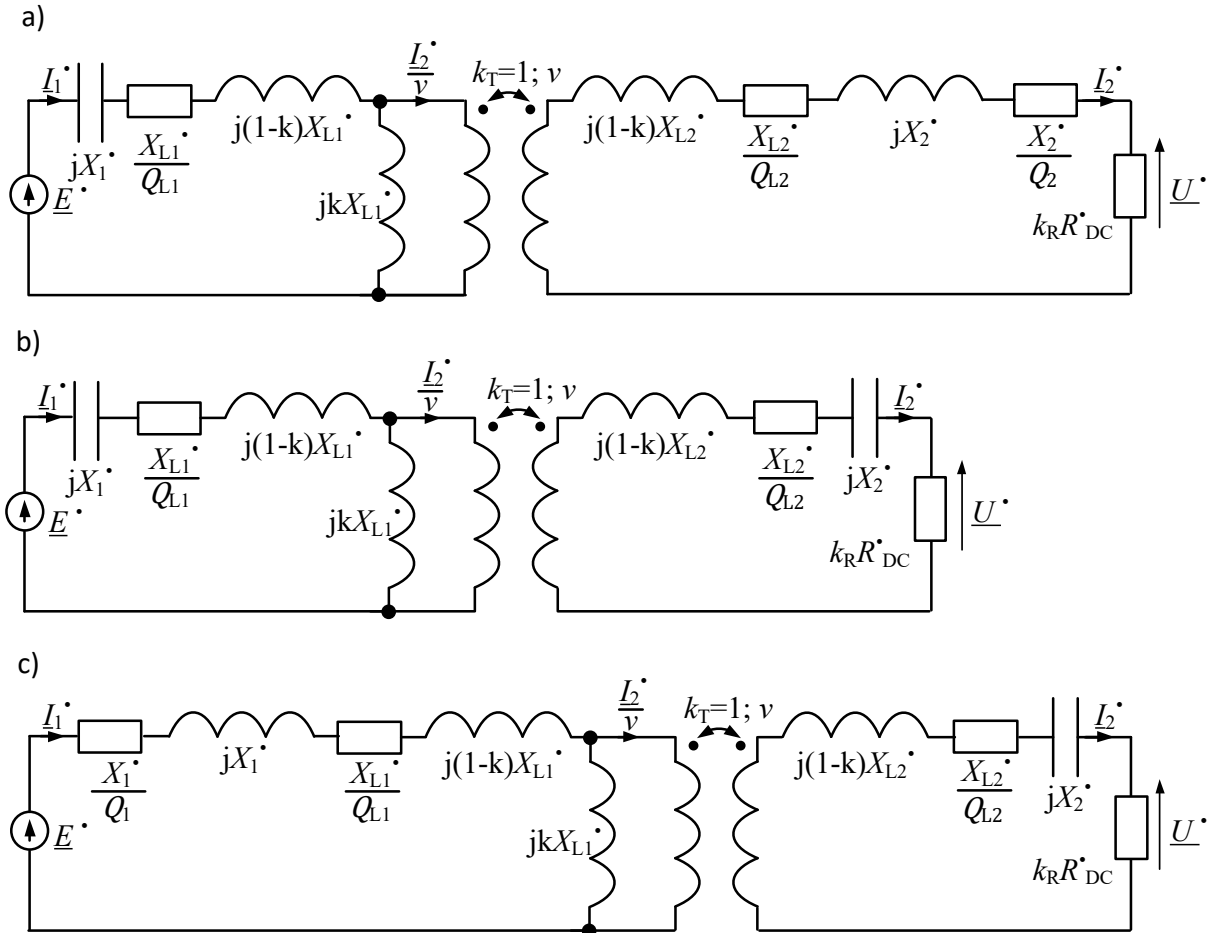
Rys. 5.10. Podział zakresu parametrów elementów kompensujących na sektory



Tabela 5.1. Właściwości poszczególnych sektorów

Nazwa sektora	Charakter elementu kompensującego $X_1^*$	Charakter elementu kompensującego $X_2^*$	Przedział rozwiązań
Ⓐ	pojemnościowy	indukcyjny	$\mu \in (0; k)$
granica Ⓐ/Ⓑ		brak elementu	$\mu = k$
Ⓑ	pojemnościowy	pojemnościowy	$\mu \in \left(k; \frac{1}{k}\right)$
graniczny Ⓑ/Ⓒ	brak elementu	pojemnościowy	$\mu = \frac{1}{k}$
Ⓒ	indukcyjny		$\mu \in \left(\frac{1}{k}; +\infty\right)$

W tabeli 5.1 wyróżniono również dwa warunki graniczne sektorów, dla których występuje tylko jeden element kompensujący. Należy jednocześnie zauważyć, że dla teoretycznego, pominiętego w tabeli przypadku  $k = 1$  oraz  $\mu = 1$  (granica sektorów Ⓐ/Ⓑ/Ⓒ) brak jest obu elementów kompensujących. Ten przypadek jest również warunkiem granicznym układów skompensowanego i nieskompensowanego. Poszczególnym sektorom można przyporządkować odpowiednie schematy zastępcze układu skompensowanego, które zamieszczono na rysunku 5.11. Tworząc te schematy założono, że elementy o charakterze pojemnościowym są bezstratne, natomiast straty mocy elementów o charakterze indukcyjnym można wyrazić poprzez zastępczą rezystancję szeregową. Założenie o bezstratności kondensatorów kompensujących wynika z ich pomijalnej zastępczej rezystancji szeregowej względem rezystancji szeregowych cewek sprzężonych.



Rys. 5.11. Schematy układów skompensowanych S-S dla sektorów: a) Ⓐ, b) Ⓑ, c) Ⓒ

Wprowadzając parametry względne określone zależnościami (5.5)-(5.14) oraz następujące dobroci:

$$Q_1 = \frac{X_1}{R_1} = \frac{X_1^*}{R_1^*} \quad (5.44)$$

$$Q_2 = \frac{X_2}{R_2} = \frac{X_2^*}{R_2^*} \quad (5.45)$$

gdzie  $R_1$  i  $R_2$  są rezystancjami szeregowymi elementów kompensujących. Dla schematów z rysunku 5.11 sprawność można wyznaczyć jako:

$$\eta = \frac{k_R R_{DC}^*}{\frac{I_1^* (I_1^*)^*}{I_2^* (I_2^*)^*} \left( \frac{X_1^*}{Q_1} + \frac{X_{L1}^*}{Q_{L1}} \right) + \frac{X_2^*}{Q_2} + \frac{X_{L2}^*}{Q_{L2}} + k_R R_{DC}^*} = \frac{k_R R_{DC}^*}{\left( \frac{(X_2^* + X_{L2}^*)^2 + \left( \frac{X_2^*}{Q_2} + \frac{X_{L2}^*}{Q_{L2}} + k_R R_{DC}^* \right)^2}{k^2 X_{L1}^* X_{L2}^*} \right) \left( \frac{X_1^*}{Q_1} + \frac{X_{L1}^*}{Q_{L1}} \right) + \frac{X_2^*}{Q_2} + \frac{X_{L2}^*}{Q_{L2}} + k_R R_{DC}^*} \quad (5.46)$$

Szczegółowe zależności określające sprawności układów  $\eta_{\text{A}}$ ,  $\eta_{\text{B}}$ ,  $\eta_{\text{C}}$  dla poszczególnych sektorów  $\text{A}$ ,  $\text{B}$ ,  $\text{C}$  zestawiono w załączniku A ((A.1)-(A.3)). Podobnie jak w przypadku rozważanych wcześniej układów nieskompensowanych (rozd. 5.1), poszczególne sprawności układów nie zależą od reaktancji cewki pierwotnej  $X_{L1}^*$  oraz od przekładni transformatora  $v$ .

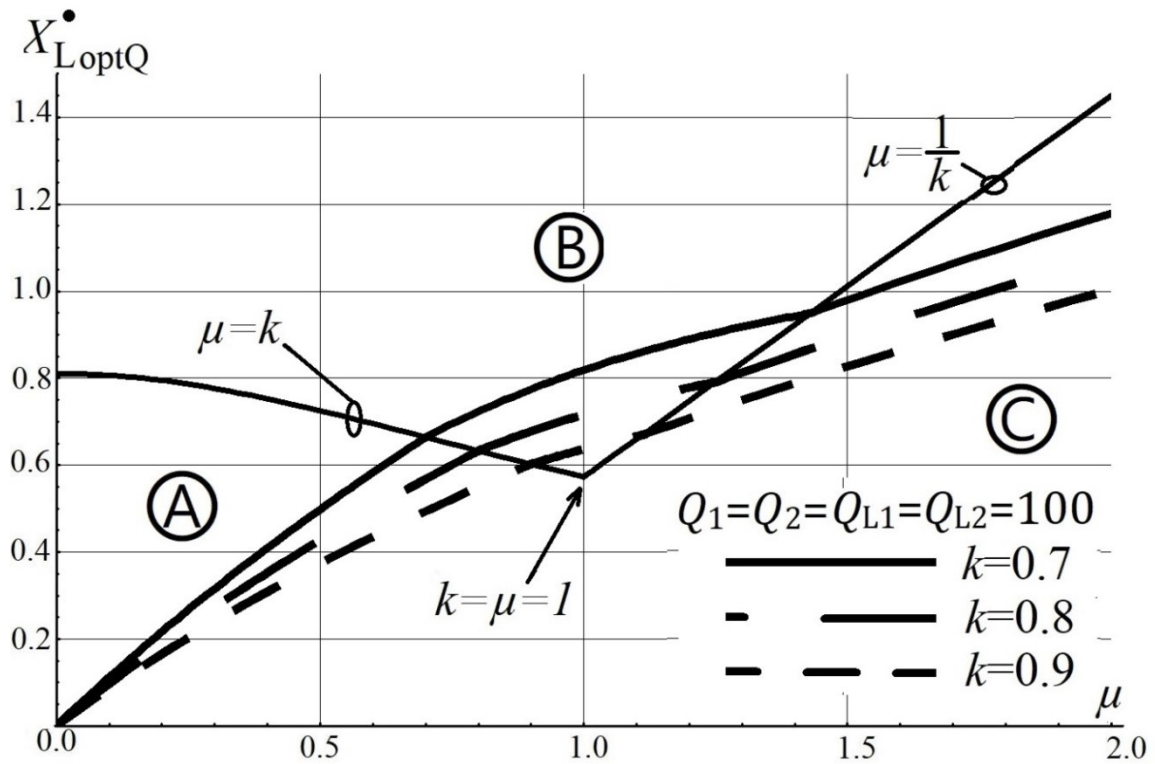
Analogicznie jak przedstawiono to w rozdziale 5.1., stosując warunek (5.21), wyznaczono optymalne reaktancje cewki wtórnej dla kolejnych sektorów ( $X_{L2\text{optA}}^*$ ,  $X_{L2\text{optB}}^*$ ,  $X_{L2\text{optC}}^*$ ). Odpowiednie zależności zamieszczono w załączniku A ((A.4)-(A.6)). Można je nieco uprościć, zakładając spełnienie warunku równości dobroci cewek sprzężonych:

$$Q_L = Q_{L1} = Q_{L2}. \quad (5.47)$$

Warunek ten jest częstym założeniem projektowym, gdy stosowane są cewki o podobnej budowie (wymiarach, sposobie nawinięcia, typem przewodu nawojowego). Zastosowanie tego warunku oznaczono poprzez dodanie indeksu „Q” do oznaczenia odpowiedniej wielkości. Zależności (A.4)-(A.6) uproszczają się wówczas odpowiednio do postaci przedstawionych w załączniku A ((A.7)-(A.9)). Dla projektowania tego typu układów najważniejsza jest zależność (A.8), o postaci:

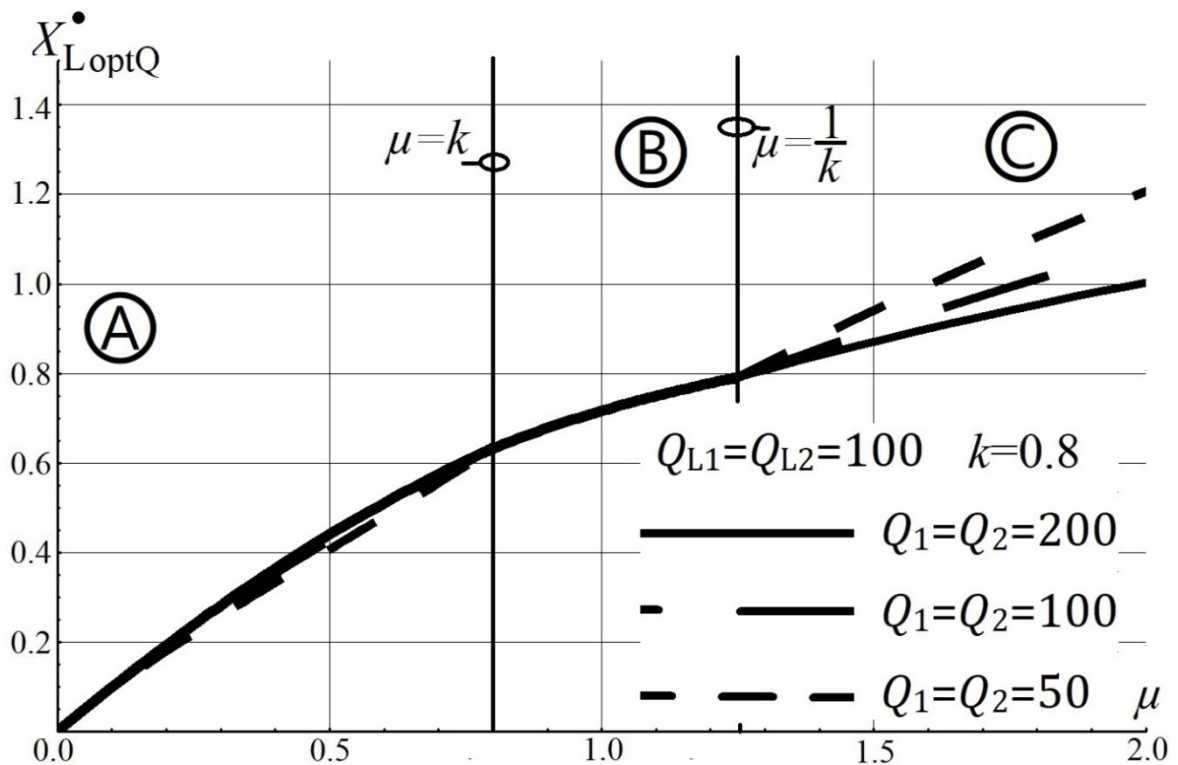
$$X_{L2\text{optQ}}^* = \frac{k_R \mu Q_L}{\sqrt{\mu^2 + k^2(1 + \mu^2) Q_L^2}}. \quad (5.48)$$

Opisuje ona przypadek najwyższej sprawności – wyjaśnienie w dalszej części tego rozdziału. Warunki (A.7)-(A.9) uzależniają dobór względnej reaktancji cewki wtórnej od czterech lub trzech parametrów. Wybrane charakterystyki względnej optymalnej reaktancji cewki wtórnej zilustrowano na rysunkach 5.12 oraz 5.13.



Rys. 5.12. Względna optymalna reaktancja cewki wtórnej w funkcji przekładni kompensującej  $\mu$  przy zmianach współczynnika sprzężenia  $k$

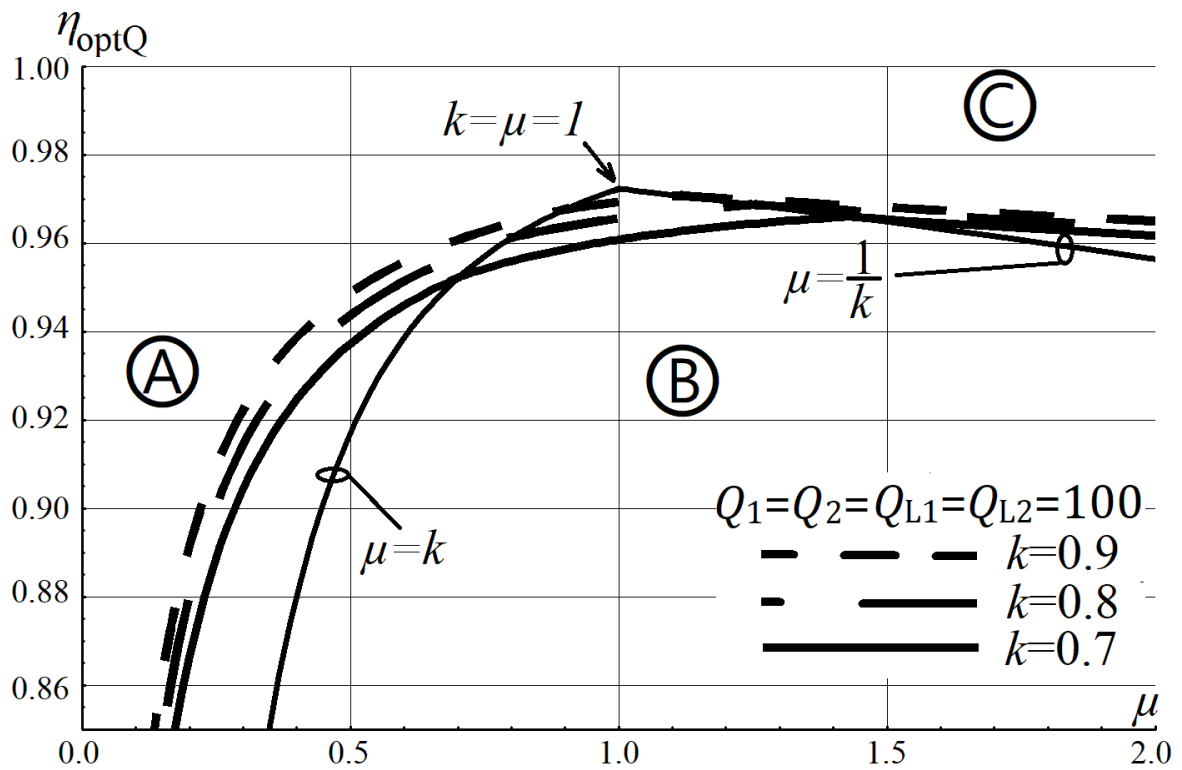
Na rysunku 5.12 przedstawiono wpływ zmian przekładni kompensującej oraz współczynnika sprzężenia na dobór względnej optymalnej reaktancji cewki wtórnej dla dobroci cewek sprzężonych wynoszącej 100. Zaznaczono również poszczególne sektory oraz ich warunki graniczne. Przekładnia kompensująca oraz współczynnik sprzężenia mają istotny wpływ na dobór optymalnej reaktancji cewki wtórnej.



Rys. 5.13. Względna optymalna reaktancja cewki wtórnej w funkcji przekładni kompensującej  $\mu$  przy zmianach dobroci elementów kompensujących  $Q_1 = Q_2$

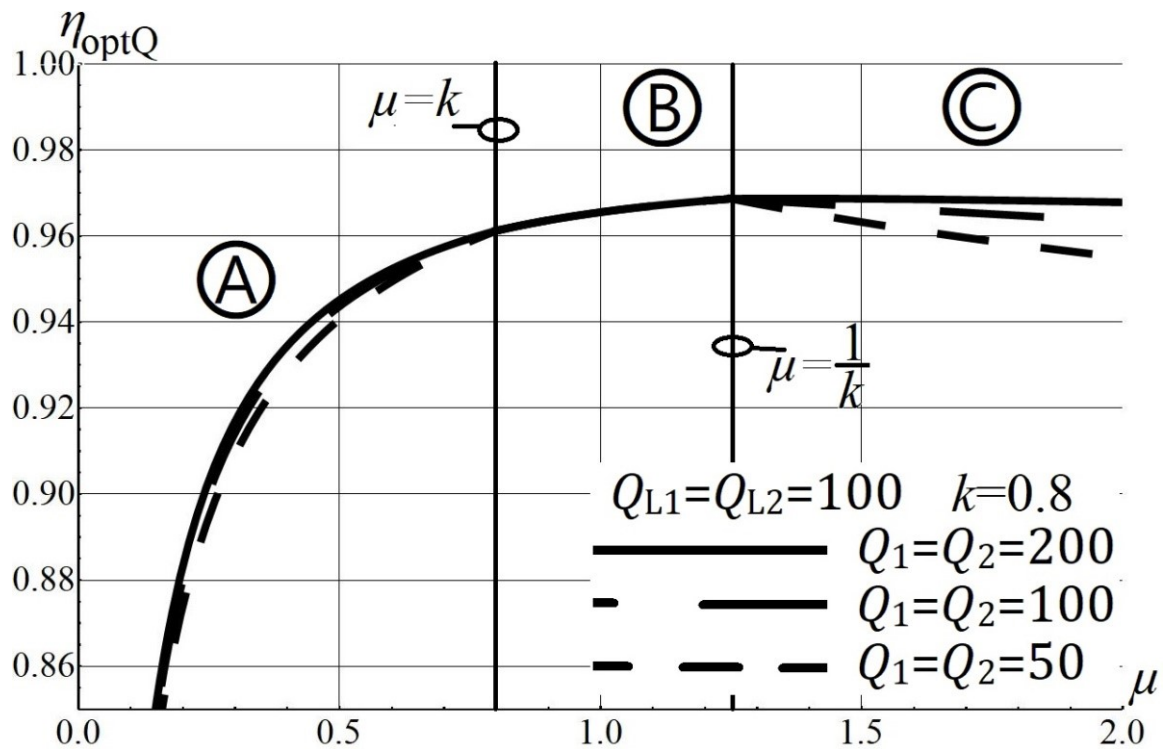
Na rysunku 5.13. zilustrowano wpływ zmian przekładni kompensującej oraz dobroci elementów kompensujących na dobór względnej optymalnej reaktancji cewki wtórnej dla dobroci cewek sprzężonych wynoszącej 100 oraz współczynnika sprzężenia ustalonego na poziomie 0,8. Jak można zauważyć wpływ rozpatrywanych dobroci w sektorze (A) jest niewielki, w sektorze (B) nie występuje (brak stratnych elementów kompensujących), a w sektorze (C) jest najbardziej zauważalny.

Podstawiając warunki względnych optymalnych reaktancji cewki wtórnej (A.4)-(A.6) do zależności wyrażających sprawności układów (A.1)-(A.3), dla znamionowej rezystancji obciążenia, uzyskuje się zależności na sprawności układów  $\eta_{opt(A)}$ ,  $\eta_{opt(B)}$ ,  $\eta_{opt(C)}$  w poszczególnych sektorach – załącznik A ((A.10)-(A.12)). Zależności te następnie uproszczono, stosując warunek równości dobroci cewek sprzężonych (5.47). Poszczególne sprawności ( $\eta_{optQ(A)}$ ,  $\eta_{optQ(B)}$ ,  $\eta_{optQ(C)}$ ) zestawiono w załączniku A ((A.13)-(A.15)) oraz zilustrowano za pomocą charakterystyk sprawności na rysunkach 5.14 i 5.15.



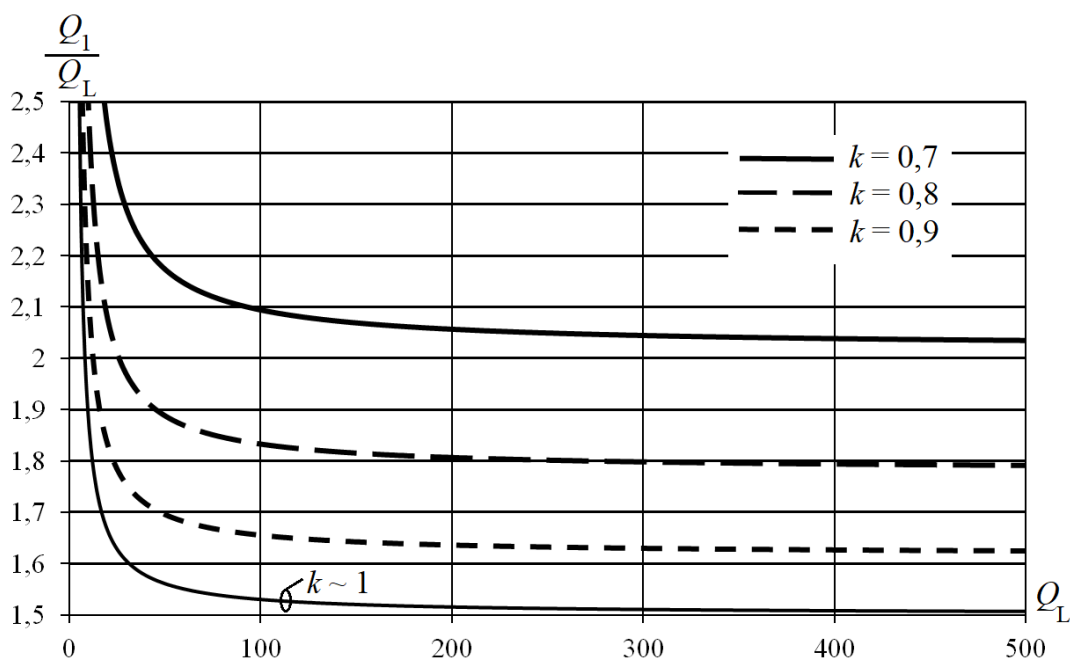
Rys. 5.14. Optymalna sprawność w funkcji przekładni kompensującej  $\mu$  przy zmianach współczynnika sprzężenia  $k$

Jak można zauważyć (rys. 5.14), sprawność istotnie zależy od przekładni  $\mu$  oraz od współczynnika  $k$ , szczególnie w sektorach ① i ②. Im większa wartość współczynnika sprzężenia, tym wyższa sprawność układu. Maksymalna sprawność uzyskiwana jest na granicy sektorów ②/③, gdy brak jest elementu kompensującego po stronie pierwotnej, a element kompensujący po stronie wtórnej ma charakter pojemnościowy.



Rys. 5.15. Optymalna sprawność układu w funkcji przekładni kompensującej  $\mu$  przy zmianach dobroci elementów kompensujących  $Q_1 = Q_2$

Sprawność (rys. 5.15) zależy od dobroci cewek sprzężonych oraz dodatkowego stratnego elementu kompensującego, który występuje w sektorach A i C. Maksymalna sprawność może wystąpić na granicy sektorów B/C lub w sektorze C. Najczęściej do konstrukcji układów IPT stosowane są cewki powietrzne o dużych dobrociach, natomiast stratne elementy kompensujące, będące niewielkimi cewkami nawiniętymi na rdzeniach ferrytowych, charakteryzują się mniejszymi dobrociami. Wówczas maksimum sprawności uzyskuje się na granicy sektorów B/C. Maksimum sprawności w sektorze C wystąpi tylko wówczas, gdy rozpatrywany układ będzie zawierał element kompensujący o dobroci zauważalnie przewyższającej dobroć cewek sprzężonych. Takie przypadki nie są rozpatrywane w rozprawie. Na rysunku 5.16 dodatkowo przedstawiono graniczne stosunki dobroci dodatkowego elementu kompensującego do dobroci cewek sprzężonych, po przekroczeniu których uzyskuje się maksimum sprawności w sektorze C.



Rys. 5.16. Graniczny stosunek dobroci w funkcji dobroci cewek sprzężonych (warunek wynikający ze sprawności)

Graniczne stosunki dobroci (rys. 5.16) wyznaczono numerycznie, znajdując je dla współczynników  $k$  oraz dobroci cewek  $Q_L$  (5.47) poprzez spełnienie warunku:

$$\eta_{\text{opt}\text{©Q}}\left(k, \left(\mu = \frac{1}{k} + \Delta\mu\right), Q_L, \frac{Q_1}{Q_L}\right) - \eta_{\text{opt}\text{©Q}}\left(k, \mu = \frac{1}{k}, Q_L, \frac{Q_1}{Q_L}\right) = 0, \quad (5.49)$$

gdzie  $\Delta\mu$  jest nieznanym przyrostem przekładni kompensującej przyjętym na poziomie  $10^{-9}$ . W rozprawie rozpatrywane są wyłącznie układy, dla których stosunek dobroci (rys. 5.16) jest mniejszy od jedności, o przekładni kompensującej  $\mu$  wynoszącej  $1/k$  ze względu na maksymalną sprawność uzyskiwaną na granicy sektorów  $\text{B}/\text{C}$  oraz o przekładni transformatora  $v$  dobieranej do konkretnych wymagań projektowych.

Drugim ważnym współczynnikiem, oprócz sprawności, który stosowany jest w rozprawie do dyskusji właściwości rozważanych układów jest współczynnik sztywności napięcia  $k_{|U|}$  (5.25). Można go wyznaczyć, stosując ogólne zależności określające napięcie wyjściowe dla poszczególnych sektorów:

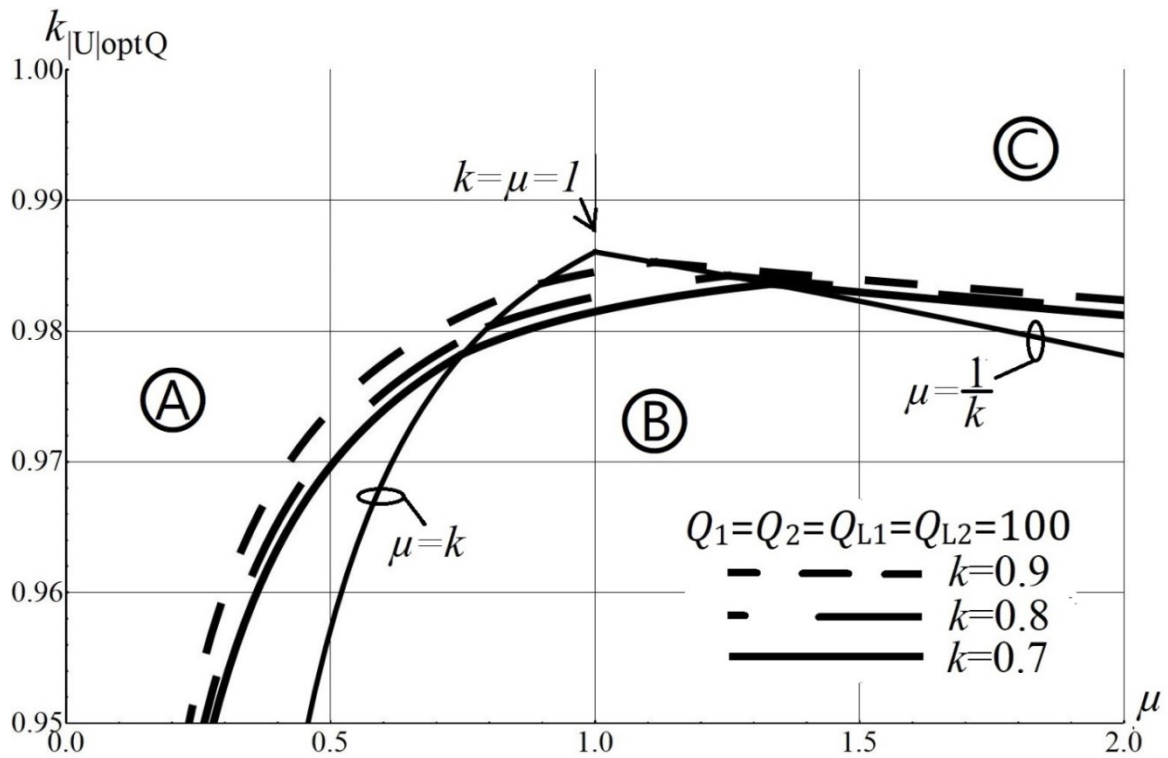
$$\begin{aligned} \underline{U}_{\text{A}}^{\bullet} &= \\ &= \frac{vk_{\text{R}}R_{\text{DC}}^{\bullet}}{\left(jX_1^{\bullet} + j(1-k)X_{\text{L}1}^{\bullet} + \frac{X_{\text{L}1}^{\bullet}}{Q_{\text{L}1}}\right) \left(1 + \frac{\left(k_{\text{R}}R_{\text{DC}}^{\bullet} + jX_2^{\bullet} + \frac{X_2^{\bullet}}{Q_2} + j(1-k)X_{\text{L}2}^{\bullet} + \frac{X_{\text{L}2}^{\bullet}}{Q_{\text{L}2}}\right)v^2}{jkX_{\text{L}1}^{\bullet}}\right)}, \end{aligned} \quad (5.50)$$



$$\underline{U}_{\text{B}}^{\bullet} = \frac{vk_{\text{R}}R_{\text{DC}}^{\bullet}}{\left(jX_1^{\bullet} + j(1-k)X_{\text{L}1}^{\bullet} + \frac{X_{\text{L}1}^{\bullet}}{Q_{\text{L}1}}\right) \left(1 + \frac{\left(k_{\text{R}}R_{\text{DC}}^{\bullet} + jX_2^{\bullet} + j(1-k)X_{\text{L}2}^{\bullet} + \frac{X_{\text{L}2}^{\bullet}}{Q_{\text{L}2}}\right)v^2}{jkX_{\text{L}1}^{\bullet}}\right)}, \quad (5.51)$$

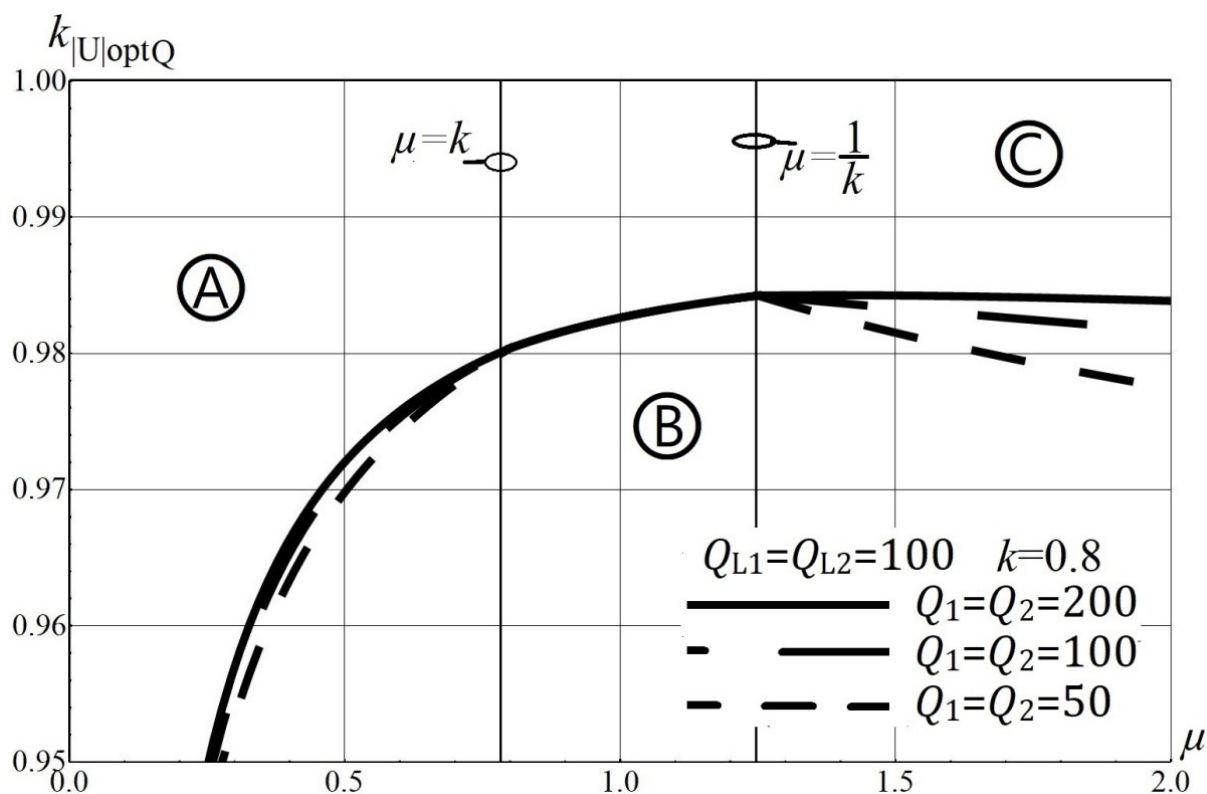
$$\begin{aligned} \underline{U}_{\text{C}}^{\bullet} &= \\ &= \frac{vk_{\text{R}}R_{\text{DC}}^{\bullet}}{\left(jX_1^{\bullet} + \frac{X_1^{\bullet}}{Q_1} + j(1-k)X_{\text{L}1}^{\bullet} + \frac{X_{\text{L}1}^{\bullet}}{Q_{\text{L}1}}\right) \left(1 + \frac{\left(k_{\text{R}}R_{\text{DC}}^{\bullet} + jX_2^{\bullet} + j(1-k)X_{\text{L}2}^{\bullet} + \frac{X_{\text{L}2}^{\bullet}}{Q_{\text{L}2}}\right)v^2}{jkX_{\text{L}1}^{\bullet}}\right)} \end{aligned} \quad (5.52)$$

oraz warunki umożliwiające obliczenie parametrów elementów kompensujących (5.40). Ogólne zależności umożliwiające obliczenie współczynników w kolejnych sektorach:  $k_{|U|\text{A}}$ ,  $k_{|U|\text{B}}$  i  $k_{|U|\text{C}}$  znajdują się w załączniku A ((A.16)-(A.18)). Dla obliczenia tego współczynnika w warunkach optymalnych ( $k_{|U|\text{opt}}$ ) do równań (A.16)-(A.18) należy wstawić odpowiednie optymalne reaktancje cewek wtórnych (A.4)-(A.6). Poszczególne zależności opisujące optymalne współczynniki w każdym z sektorów:  $k_{|U|\text{optA}}$ ,  $k_{|U|\text{optB}}$  i  $k_{|U|\text{optC}}$ , zestawiono w załączniku A ((A.19)-(A.21)). Dodatkowo w załączniku zestawiono zależności na współczynniki  $k_{|U|\text{optA}}$ ,  $k_{|U|\text{optB}}$  i  $k_{|U|\text{optC}}$ , po zastosowaniu warunku jednakowych dobroci cewek (5.47) – odpowiednio oznaczone jako:  $k_{|U|\text{optQA}}$ ,  $k_{|U|\text{optQB}}$  i  $k_{|U|\text{optQC}}$  (załącznik A ((A.22)-(A.24))).



Rys. 5.17. Współczynnik  $k_{|U|_{optQ}}$  w funkcji przekładni kompensującej  $\mu$  przy zmianach współczynnika sprzężenia  $k$

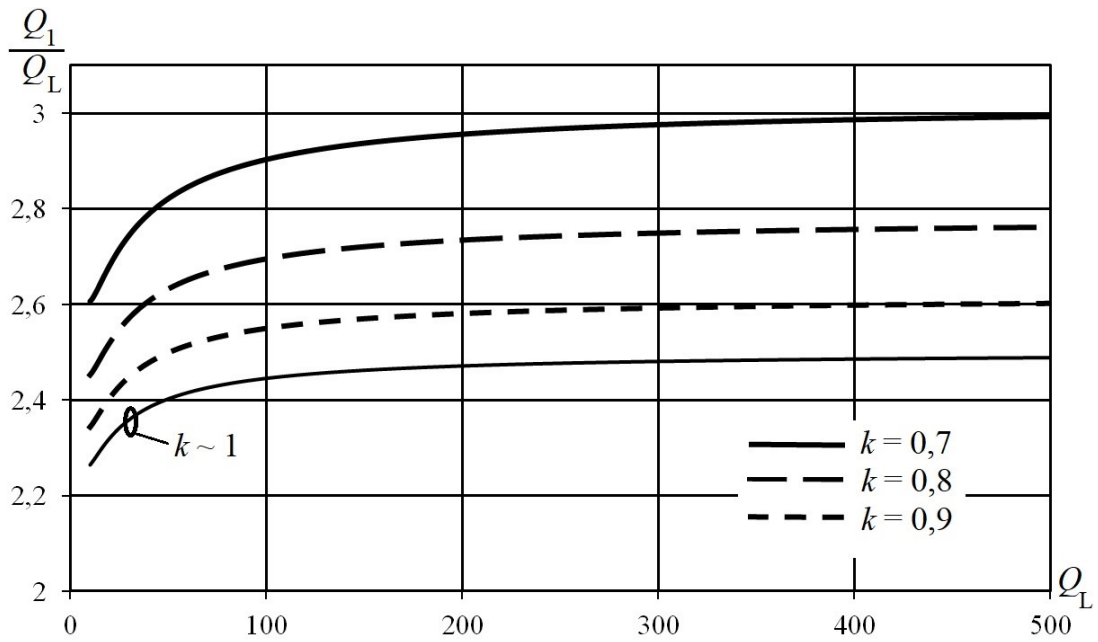
Na rysunku 5.17. zilustrowano wpływ przekładni kompensującej  $\mu$  i współczynnika sprzężenia  $k$  na współczynnik  $k_{|U|_{optQ}}$  dla dobroci elementów kompensujących i cewek sprzężonych wynoszących 100. W sektorach **A** oraz **B** następuje zauważalny wzrost rozpatrywanego współczynnika. W układach o silniejszym sprzężeniu magnetycznym występuje nieco mniejszy spadek napięcia wyjściowego przy zmianach obciążenia.



Rys. 5.18. Współczynnik  $k_{|U|optQ}$  w funkcji przekładni kompensującej  $\mu$  przy zmianach dobroci elementu kompensującego  $Q_1 = Q_2$

Jak należało oczekiwać, zwiększanie dobroci elementów kompensujących poprawia nieznacznie właściwości układu wyrażane przez współczynnik  $k_{|U|optQ}$  (rys. 5.18). Maksimum tego współczynnika występuje na granicy sektorów **B**/**C** lub w sektorze **C**, w zależności od stosunku dobroci elementu kompensującego do dobroci cewek sprzężonych. W tym przypadku (rys. 5.19) są to wartości inne niż uzyskane wcześniej z warunku maksymalnej sprawności (rys. 5.16). Graniczny stosunek dobroci można wyznaczyć w analogiczny sposób poprzez spełnienie warunku:

$$k_{|U|opt\text{C}}\left(k, \left(\mu = \frac{1}{k} + \Delta\mu\right), Q_L, Q_1\right) - k_{|U|opt\text{C}}\left(k, \mu = \frac{1}{k}, Q_L, Q_1\right) = 0. \quad (5.51)$$



Rys. 5.19. Graniczny stosunek dobroci w funkcji dobroci cewek sprzężonych (warunek wynikający ze współczynnika sztywności napięcia)

Przedstawiony graniczny stosunek dobroci elementu kompensującego do dobroci cewek przyjmuje wartości wyższe od jedności. Zgodnie z wcześniejszym założeniem rozpatrywane są wyłącznie układy, dla których stosunek dobroci jest mniejszy od jedności, czyli uzyskujące najwyższą sztywność napięcia wyjściowego dla warunku  $\mu = 1/k$  spełnionego na granicy sektorów  $\textcircled{B}/\textcircled{C}$ .

## 5.5. Metoda projektowania układu skompensowanego

Układ skompensowany projektuje się zakładając parametry wejściowe: napięcie wejściowe  $E$  i wyjściowe  $U$ , moc wyjściową  $P_{wyj}$ , współczynnik sprzężenia magnetycznego  $k$  oraz dobrocie cewek  $Q_{L1}$  i  $Q_{L2}$ . Metoda projektowania pozwala wyznaczyć reaktancje cewek oraz reaktancję kondensatora będącego elementem kompensującym strony wtórnej na granicy sektorów  $\textcircled{B}/\textcircled{C}$ , gdzie uzyskuje się maksymalną sprawność i sztywność napięcia wyjściowego. Dla określenia indukcyjności i pojemności konieczne jest dodatkowo ustalenie częstotliwości pracy układu.

Najpierw obliczana jest rezystancja znamionową odbiornika:

$$R_{DC\_N} = \frac{U^2}{P_{OUT\_DC}}. \quad (5.52)$$

Na podstawie rezystancji znamionowej  $R_{DC\_N}$  i współczynnika  $k_R$  możliwe jest wyznaczenie optymalnej reaktancji cewki wtórnej, przekształcając (A.5):

$$X_{L2opt} = \frac{k_R R_{DC\_N} Q_{L2}}{\sqrt{1 + k^2 Q_{L1} Q_{L2} + Q_{L2}^2}}. \quad (5.53)$$

Reaktancję cewki pierwotnej można obliczyć następująco:

$$X_{L1opt} = X_{L2opt} v^2 k^2 = \frac{X_{L2opt} E^2 k^2}{U^2}. \quad (5.54)$$

W przypadku rozważanego układu skompensowanego występuje tylko jeden element kompensujący po stronie wtórnej:

$$X_2 = X_{L2opt} (k^2 - 1). \quad (5.55)$$

Dodatkowo można obliczyć sprawność (A.14) oraz współczynnik sztywności napięcia (A.20).

## 5.6. Podsumowanie

W rozdziale przedstawiono możliwości zastosowania dwóch układów pośredniczących o odpowiednio dobranych parametrach – nieskompensowanego oraz skompensowanego. Układ nieskompensowany został przedstawiony jako baza do dalszego ulepszenia. Posłużył również do przedstawienia koncepcji układu skompensowanego, który powinien cechować się wysoką sprawnością i współczynnikiem sztywności napięcia bliskim jedności. Wybrane parametry obu zoptymalizowanych układów zestawiono w tabelach 5.2 i 5.3.

Tabela 5.2. Parametry układu nieskompensowanego dla  $Q_{L1}=Q_{L2}=100$

Współczynnik sprężenia $k$	Optymalna względna reaktancja cewki wtórnej (5.22) $X_{L2opt}^*$	Optymalna sprawność (5.24) $\eta_{opt}$	Współczynnik sztywności napięcia (5.27) $k_{ U opt}$
0,7	0,664	95,2%	0,913
0,8	0,603	96,1%	0,951
0,9	0,588	96,8%	0,977

Układ nieskompensowany wykazuje dobre właściwości dla silnych sprężen magnetycznych, uzyskując sprawności powyżej 95%. Dla dobroci cewek wynoszących 100 występuje zauważalna zależność napięcia wyjściowego od zmian obciążenia, która dla rozpatrywanych przypadków (tabela 5.2) zmienia się od 8,7% do 2,3%.

Układ skompensowany (tabela 5.3) uzyskuje większe wartości współczynnika sztywności napięcia (dla  $k = 0,8$  o około 3,5%). Jednocześnie jego sprawność ulega poprawie, zapewniając odpowiednie zmniejszenie strat mocy.

Tabela 5.3. Parametry układu skompensowanego dla  $Q_{L1}=Q_{L2}=100$

Współczynnik sprężenia $k$	Optymalna względna reaktancja cewki wtórnej (5.48) $X_{L2opt}^*$	Optymalna sprawność (A.14) $\eta_{optQ}$	Współczynnik sztywności napięcia (A.23) $k_{ U optQ}$
0,7	0,948	96,5%	0,983
0,8	0,791	96,9%	0,984
0,9	0,669	97,1%	0,985

Aby porównać właściwości obu układów, parametry układu nieskompensowanego zostały również dobrane w inny sposób – nieoptymalny ze względu na sprawność. Zmniejszono odpowiednio względną reaktancję cewki wtórnej w celu poprawy wartości współczynnika  $k_{|U|}$ . Parametry takiego układu nieskompensowanego zestawiono w tabeli 5.4. W rezultacie uzyskano identyczną sztywność napięcia wyjściowego jak dla układu skompensowanego i istotne pogorszenie sprawności. Wskazuje to na zasadność zastosowania układu skompensowanego do opracowania systemu cechującego dużą sztywnością napięcia wyjściowego oraz jednocześnie zredukowanymi stratami mocy.

Tabela 5.4. Parametry nieoptymalnego układu nieskompensowanego dla  $Q_{L1}=Q_{L2}=100$

Współczynnik sprzężenia $k$	Względna reaktancja cewki wtórnej (dobrana ze względu na $k_{ U }$ ) $X_{L2}^*$	Sprawność (5.19) $\eta$	Współczynnik sztywności napięcia (5.26) $k_{ U }$
0,7	0,254	93,0%	0,983
0,8	0,318	95,2%	0,984
0,9	0,443	96,6%	0,985

Należy wyjaśnić, że przedstawione porównania zawierają wyniki wstępnej, uproszczonej analizy. Założono m.in., że falownik zasilający można zastąpić źródłem napięcia sinusoidalnego, a prostownik z filtrem pojemnościowym i obciążeniem poprzez równoważną rezystancję zmiennoprądową (rozdział 4). Przyjęte założenia pozwalają w prosty sposób przedstawić koncepcję rozważanych układów pośredniczących oraz metody ich uproszczonego projektowania. Oczywiście rzeczywisty falownik i prostownik będą miały wpływ zarówno na sprawność układu, jak i na współczynnik sztywności napięcia. W następnych rozdziałach przedstawione zostaną bardziej szczegółowe badania układów wraz z ich weryfikacją laboratoryjną. W dalszej części rozprawy przedstawiono już wyłącznie analizę układów skompensowanych.

## 6. Układ pośredniczący – metoda numeryczna

W rozdziale przedstawiono bardziej złożone podejście, odzwierciedlając dokładniej falownik i prostownik w porównaniu z opisaną w rozdziale 5 metodą symboliczną. Częściowo rozwiązuje ono problem opisu trybu DCM pracy prostownika. Metoda numeryczna polega na innym zastąpieniu przekształtników oraz zastosowaniu opisu układu z wykorzystaniem równań stanu. Sposób zastępowania przekształtników zaprezentowano w rozdziale 4. Metoda numeryczna nie uwzględnia jednak pojemności pasożytniczych elementów półprzewodnikowych oraz czasów martwych falownika. W szczególności pojemności pasożytnicze mają zauważalny wpływ na napięcie wyjściowe układu w trybie DCM pracy prostownika, co zaobserwowano w badaniach laboratoryjnych.

Metoda numeryczna pozwala na dokładniejsze określenie właściwości układu w porównaniu z zastosowaniem jedynie metody symbolicznej (podrozdział 5.5). Dodatkowo w rozdziale porównano właściwości układów zaprojektowanych dla innych przekładni kompensujących  $\mu$  niż optymalna oraz przy pracy z różnym obciążeniem.

### 6.1. Równania stanu

W metodzie symbolicznej założono, że układ pośredniczący jest zasilany ze źródła napięcia sinusoidalnego, natomiast obciążenie (z prostownikiem i filtrem pojemnościowym) jest reprezentowane przez równoważną rezystancję zmiennoprądową. Jak pokazały wstępne badania laboratoryjne takie podejście jest niewystarczające, w szczególności zastosowanie równoważnej rezystancji zmiennoprądowej po stronie obciążenia jest dalece niedokładne – pomija całkowicie pracę prostownika w trybie DCM oraz występowanie istotnych wyższych harmonicznych. Aby lepiej odwzorować pracę układu IPT zastosowano metodę numeryczną. Pozwala ona dokładniej określić właściwości układu, w tym brana jest pod uwagę praca prostownika w trybie DCM oraz wyższe harmoniczne napięć i prądów.

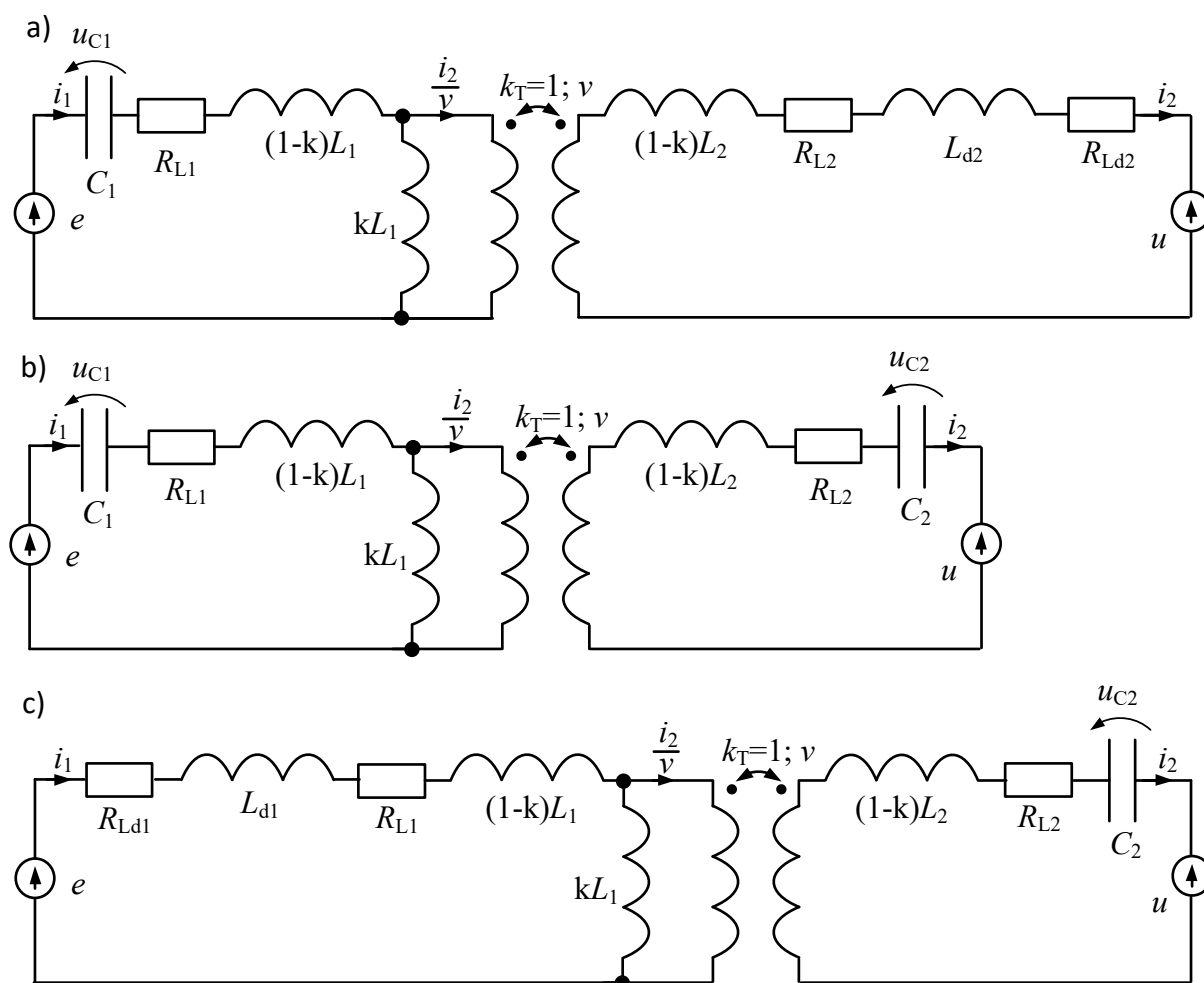
Metoda numeryczna polega na opisie układu za pomocą równania stanu:

$$\begin{cases} \frac{dx}{dt} = Ax + Bu \\ y = Cx + Du \end{cases}, \quad (6.1)$$



gdzie  $x$  jest wektorem stanu,  $A$  jest macierzą stanu,  $B$  jest macierzą wejść,  $u$  jest wektorem wejść,  $y$  jest wektorem wyjść,  $C$  jest macierzą wyjść, a  $D$  jest macierzą przenoszenia.

Schematy zastępcze układów IPT dla poszczególnych sektorów ①, ② i ③ oraz stanu przewodzenia diod prostownika (przypadek SP) przedstawiono na rysunku 6.1, zastępując przekształtniki odpowiednimi źródłami napięcia (rozdział 4). W kolejnym etapie wprowadzone zostaną schematy dla stanu nieprzewodzenia diod prostownika (przypadek SNP), które w trybie DCM będą używane naprzemiennie ze schematami dla przypadku SP.



Rys. 6.1. Schematy zastępcze układów IPT (przypadek SP) dla:  
a) sektora ①, b) sektora ②, c) sektora ③

Schematy zastępcze dla przypadku SP (rys. 6.1) są odpowiednio zmodyfikowane względem schematów przedstawionych w rozdziale 5 (rys. 5.11). Modyfikacja ta polega na przekształceniu ich do schematów opisanych w dziedzinie czasu. Źródła napięcia  $e$  i  $u$  odpowiadają poszczególnym przekształtnikom, zgodnie

z wyjaśnieniem przedstawionym w rozdziale 4. Schematy opisywane są za pomocą następujących równań:

- dla sektora Ⓐ (rys. 6.1.a)

$$\begin{cases} e = u_{C1} + i_1 R_{L1} + \frac{di_1}{dt} L_1 - \frac{di_2}{dt} \frac{kL_1}{v} \\ u + \frac{di_2}{dt} (L_2 + L_{d2}) + i_2 (R_{L2} + R_{Ld2}) - \frac{di_1}{dt} \frac{kL_1}{v} = 0, \\ i_1 = C_1 \frac{du_{C1}}{dt} \end{cases} \quad (6.2)$$

- dla sektora Ⓑ (rys. 6.1.b)

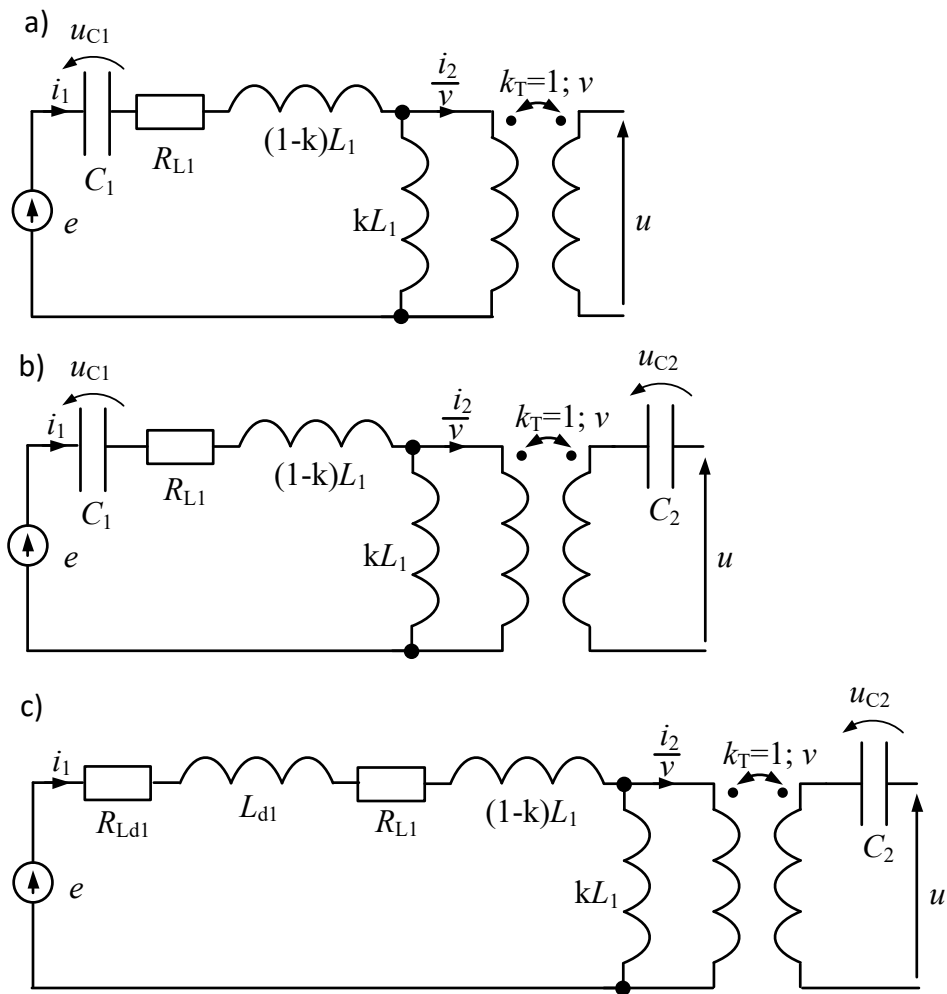
$$\begin{cases} e = u_{C1} + i_1 R_{L1} + \frac{di_1}{dt} L_1 - \frac{di_2}{dt} \frac{kL_1}{v} \\ u + u_{C2} + i_2 R_{L2} + \frac{di_2}{dt} L_2 - \frac{di_1}{dt} \frac{kL_1}{v} = 0 \\ i_1 = C_1 \frac{du_{C1}}{dt} \\ i_2 = C_2 \frac{du_{C2}}{dt} \end{cases} \quad (6.3)$$

- dla sektora Ⓒ (rys. 6.1.c)

$$\begin{cases} e = i_1 (R_{L1} + R_{Ld1}) + \frac{di_1}{dt} (L_1 + L_{d1}) - \frac{di_2}{dt} \frac{kL_1}{v} \\ u + u_{C2} + i_2 R_{L2} + \frac{di_2}{dt} L_2 - \frac{di_1}{dt} \frac{kL_1}{v} = 0 \\ i_2 = C_2 \frac{du_{C2}}{dt} \end{cases} \quad (6.4)$$

gdzie  $R_{L1}$  i  $R_{L2}$  są rezystancjami reprezentującymi straty mocy w cewkach  $L_1$  i  $L_2$ , natomiast  $R_{Ld1}$  i  $R_{Ld2}$  są rezystancjami związanymi ze stratami mocy w dodatkowych cewkach  $L_{d1}$  i  $L_{d2}$ .

W przypadku SNP nie występuje prąd po stronie wtórnej. Powoduje to konieczność stworzenia nowych schematów zastępczych, pomijających część elementów, jak uwidoczniono to na rysunku 6.2.



Rys. 6.2. Schematy zastępcze analizowanych układów IPT (przypadek SNP) dla:  
a) sektora Ⓐ, b) sektora Ⓑ, c) sektora Ⓒ

W przypadku SNP napięcie  $u$  układu IPT jest niższe niż napięcie na wyjściu prostownika oraz opisane jest następująco:

$$u = \frac{di_1}{dt} \frac{kL_1}{v} - u_{C2} = \frac{di_1}{dt} kL_2 v - u_{C2} . \quad (6.6)$$

Jeśli po stronie wtórnej nie ma kondensatora, to pomija się napięcie  $u_{C2}$ , uzyskując następujące zestawy równań:

- dla sektora Ⓐ (rys. 6.2.a)

$$\begin{cases} e = u_{C1} + i_1 R_{L1} + \frac{di_1}{dt} L_1 \\ u - \frac{di_1}{dt} \frac{kL_1}{v} = 0 \\ i_1 = C_1 \frac{du_{C1}}{dt} \end{cases} , \quad (6.7)$$

- dla sektora ② (rys. 6.2.b)

$$\begin{cases} e = u_{C1} + i_1 R_{L1} + \frac{di_1}{dt} L_1 \\ u + u_{C2} - \frac{di_1}{dt} \frac{kL_1}{v} = 0 \\ i_1 = C_1 \frac{du_{C1}}{dt} \\ i_2 = C_2 \frac{du_{C2}}{dt} \end{cases}, \quad (6.8)$$

- dla sektora ③ (rys. 6.2.c)

$$\begin{cases} e = i_1 (R_{L1} + R_{Ld1}) + \frac{di_1}{dt} (L_1 + L_{d1}) \\ u + u_{C2} - \frac{di_1}{dt} \frac{kL_1}{v} = 0 \\ i_2 = C_2 \frac{du_{C2}}{dt} \end{cases}. \quad (6.9)$$

Aby uogólnić rozważania, podobnie jak dla metody symbolicznej, wprowadzono wielkości względne, przyjmując jako odniesienia:

- dla napięć –  $E_{DC}$ ,
- dla rezystancji i reaktancji –  $R_{DC\_N}$ ,
- dla prądów –  $\frac{E_{DC}}{R_{DC\_N}}$ ,
- dla mocy –  $\frac{E_{DC}^2}{R_{DC\_N}}$ ,
- dla czasu –  $\frac{T}{2\pi}$ ,

gdzie  $E_{DC}$  jest stałym napięciem zasilania falownika,  $R_{DC\_N}$  rezystancją znamionową odbiornika na wyjściu prostownika, a  $T$  okresem podstawowej harmoniczej napięcia wytwarzanego przez falownik. Dla wyróżnienia tego przypadku wielkości względne oznaczono za pomocą symbolu „■”, uzyskując:

$$X_{L1}^{\blacksquare} = \frac{\omega L_1}{R_{DC\_N}}, \quad (6.10) \quad X_{L2}^{\blacksquare} = \frac{\omega L_2}{R_{DC\_N}}, \quad (6.11)$$

$$R_{L1}^{\blacksquare} = \frac{R_{L1}}{R_{DC\_N}} = \frac{X_{L1}^{\blacksquare}}{Q_{L1}}, \quad (6.12) \quad R_{L2}^{\blacksquare} = \frac{R_{L2}}{R_{DC\_N}} = \frac{X_{L2}^{\blacksquare}}{Q_{L2}}, \quad (6.13)$$

$$X_{Ld1}^{\blacksquare} = \frac{\omega L_{d1}}{R_{DC\_N}}, \quad (6.14) \quad X_{Ld2}^{\blacksquare} = \frac{\omega L_{d2}}{R_{DC\_N}}, \quad (6.15)$$

$$R_{Ld1}^{\blacksquare} = \frac{R_{Ld1}}{R_{DC\_N}} = \frac{X_{Ld1}^{\blacksquare}}{Q_1}, \quad (6.16) \quad R_{Ld2}^{\blacksquare} = \frac{R_{Ld2}}{R_{DC\_N}} = \frac{X_{Ld2}^{\blacksquare}}{Q_2}, \quad (6.17)$$

$$X_{C1}^{\blacksquare} = \frac{1}{\omega C_1 R_{DC\_N}}, \quad (6.18) \quad X_{C2}^{\blacksquare} = \frac{1}{\omega C_2 R_{DC\_N}}, \quad (6.19)$$

$$e^{\blacksquare} = \frac{e}{E_{DC}}, \quad (6.20) \quad u^{\blacksquare} = \frac{u}{E_{DC}}, \quad (6.21)$$

$$u_{C1}^{\blacksquare} = \frac{u_{C1}}{E_{DC}}, \quad (6.22) \quad u_{C2}^{\blacksquare} = \frac{u_{C2}}{E_{DC}}, \quad (6.23)$$

$$i_1^{\blacksquare} = \frac{i_1 R_{DC\_N}}{E_{DC}}, \quad (6.24) \quad i_2^{\blacksquare} = \frac{i_2 R_{DC\_N}}{E_{DC}}, \quad (6.25)$$

$$\varphi = \omega t, \quad (6.26)$$

gdzie  $\omega$  jest pulsacją odpowiadającą częstotliwości podstawowej harmonicznej napięcia generowanego przez falownik. Względne równania przyjmują postać:

- dla przypadku SP związanych z zależnościami (6.2)-(6.4):

$$\frac{d \mathbf{x}_{SP}^{\blacksquare}(\varphi)}{d\varphi} = \mathbf{A}_{SP}^{\blacksquare} \mathbf{x}_{SP}^{\blacksquare}(\varphi) + \mathbf{B}_{SP}^{\blacksquare} \mathbf{u}_{SP}^{\blacksquare}(\varphi), \quad (6.27)$$

- dla przypadku SNP związanych z zależnościami (6.7)-(6.9):

$$\begin{cases} \frac{d \mathbf{x}_{SNP}^{\blacksquare}(\varphi)}{d\varphi} = \mathbf{A}_{SNP}^{\blacksquare} \mathbf{x}_{SNP}^{\blacksquare}(\varphi) + \mathbf{B}_{SNP}^{\blacksquare} \mathbf{u}_{SNP}^{\blacksquare}(\varphi), \\ \mathbf{y}_{SNP}^{\blacksquare}(\varphi) = \mathbf{C}_{SNP}^{\blacksquare} \mathbf{x}_{SNP}^{\blacksquare}(\varphi) + \mathbf{D}_{SNP}^{\blacksquare} \mathbf{u}_{SNP}^{\blacksquare}(\varphi) \end{cases}, \quad (6.28)$$

W przypadku SP napięcie wyjściowe  $u^{\blacksquare}$  (napięcie  $u$  - rys. 6.1) jest elementem wektora wymuszeń  $\mathbf{u}_{SP}^{\blacksquare}$  (6.27). W przypadku SNP napięcie wyjściowe  $u^{\blacksquare}$  (napięcie  $u$  - rys. 6.2) jest obliczane na podstawie zależności (6.6) z uwzględnieniem wprowadzonych wielkości względnych i stanowi element wektora wyjść  $\mathbf{y}_{SNP}^{\blacksquare}$  (6.28). Podobnie jak w rozdziale 5 przedstawiono zależności dla wybranego sektora  $\textcircled{B}$  – metoda projektowaniu układów IPT wykorzystuje rozwiązania znajdujące się na granicy sektorów  $\textcircled{B}/\textcircled{C}$ .

Przypadek SP (6.27) opisywany jest w następujący sposób:

- dla sektora  $\textcircled{A}$  w załączniku A ((A.25) – (A.29)),
- dla sektora  $\textcircled{B}$ :

$$\mathbf{x}_{SP\textcircled{B}}^{\blacksquare} = \begin{bmatrix} i_1^{\blacksquare} \\ i_2^{\blacksquare} \\ u_{C1}^{\blacksquare} \\ u_{C2}^{\blacksquare} \end{bmatrix}, \quad (6.29)$$

$$\mathbf{u}_{SP\textcircled{B}}^{\blacksquare} = \begin{bmatrix} e^{\blacksquare} \\ u^{\blacksquare} \end{bmatrix}, \quad (6.30)$$

$$A_{SP\textcircled{B}}^{\blacksquare} = \begin{bmatrix} \frac{X_{L2}^{\blacksquare}}{vkQ_{L1}M_1} & \frac{X_{L2}^{\blacksquare}}{v^2Q_{L2}M_1} & \frac{1}{vkM_1} & \frac{1}{M_1} \\ \frac{X_{L2}^{\blacksquare}}{Q_{L1}M_1} & \frac{X_{L2}^{\blacksquare}}{vkQ_{L2}M_1} & \frac{1}{M_1} & \frac{v}{kM_1} \\ X_{C1}^{\blacksquare} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & X_{C2}^{\blacksquare} & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (6.31)$$

gdzie:

$$M_1 = \frac{X_{L2}^{\blacksquare}k}{v} - \frac{X_{L2}^{\blacksquare}}{vk}, \quad (6.32)$$

$$B_{SP\textcircled{B}}^{\blacksquare} = \begin{bmatrix} -1 & 1 \\ vkM_1 & M_1 \\ -1 & v \\ M_1 & kM_1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (6.33)$$

- dla sektora  $\textcircled{C}$  w załączniku A ((A.30) – (A.34)).

Analogicznie, układy dla przypadku SNP (6.28) opisywane są następująco:

- dla sektora  $\textcircled{A}$  w załączniku A ((A.35) – (A.41)),
- dla sektora  $\textcircled{B}$ :

$$x_{SNP\textcircled{B}}^{\blacksquare} = \begin{bmatrix} i_1^{\blacksquare} \\ u_{C1}^{\blacksquare} \end{bmatrix}, \quad (6.34)$$

$$u_{SNP\textcircled{B}}^{\blacksquare} = \begin{bmatrix} e^{\blacksquare} \\ u_{C2}^{\blacksquare} \end{bmatrix}, \quad (6.35)$$

$$A_{SNP\textcircled{B}}^{\blacksquare} = \begin{bmatrix} -1 & -1 \\ Q_{L1} & X_{L2}^{\blacksquare} \\ X_{C1}^{\blacksquare} & 0 \end{bmatrix}, \quad (6.36)$$

$$B_{SNP\textcircled{B}}^{\blacksquare} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ X_{L2}^{\blacksquare} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (6.37)$$

$$y_{SNP\textcircled{B}}^{\blacksquare} = [u^{\blacksquare}], \quad (6.38)$$

$$C_{SNP\textcircled{B}}^{\blacksquare} = \begin{bmatrix} -kX_{L2}^{\blacksquare} & -kX_{L2}^{\blacksquare} \\ vQ_{L1} & vX_{L2}^{\blacksquare} \end{bmatrix}, \quad (6.39)$$

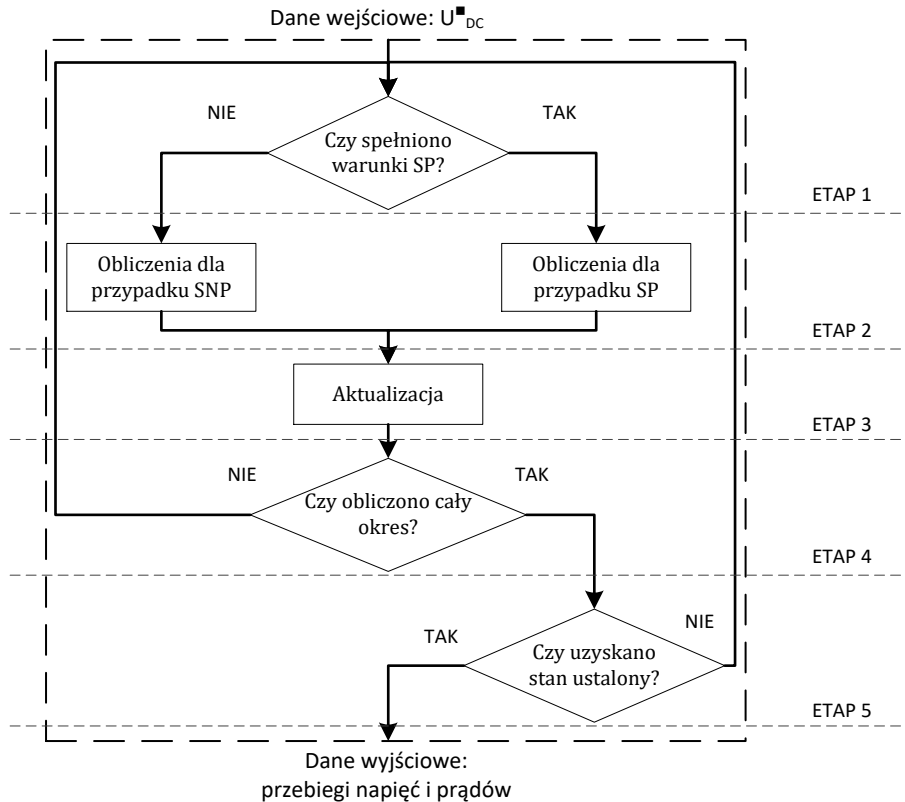
$$D_{SNP\textcircled{B}}^{\blacksquare} = \begin{bmatrix} k \\ v & 0 \end{bmatrix}, \quad (6.40)$$

- dla sektora  $\textcircled{C}$  w załączniku A ((A.41) – (A.48)).

Przedstawiony opis układu IPT, przy założeniu znajomości wektora stanu początkowego (można założyć wektor zerowy) oraz dodatkowym założeniu wartości napięcia  $U_{DC}^{\blacksquare}$  na wyjściu prostownika, umożliwia wykorzystanie podstawowego algorytmu obliczania stanu ustalonego (rys. 6.3). Algorytm ten służy do obliczenia odpowiednich przebiegów czasowych. Kolejne wartości chwilowe

napięć i prądów (wektory wyjść) / przebiegi czasowe oblicza się dla 2000 próbek (  $\dots, \varphi_n, \varphi_{n+1}, \dots$  ) rozłożonych równomiernie (  $\Delta\varphi = \varphi_{n+1} - \varphi_n$  ) . Do przeprowadzenia obliczeń zastosowano algorytm całkowania numerycznego metodą prostokątów, bazując na zależnościach:

$$\begin{cases} \mathbf{x}^{\square}(\varphi_{n+1}) = \mathbf{x}^{\square}(\varphi_n) + \mathbf{A}^{\square}\mathbf{x}^{\square}(\varphi_n)\Delta\varphi + \mathbf{B}^{\square}\mathbf{u}^{\square}(\varphi_n)\Delta\varphi \\ \mathbf{y}^{\square}(\varphi_{n+1}) = \mathbf{C}^{\square}\mathbf{x}^{\square}(\varphi_{n+1}) + \mathbf{D}^{\square}\mathbf{u}^{\square}(\varphi_n) \end{cases}, \quad (6.41)$$



Rys. 6.3. Podstawowy algorytm obliczania stanu ustalonego

Podstawowy algorytm obliczania stanu ustalonego można podzielić na pięć etapów.

Pierwszym etapem jest etap decyzyjny, w którym określa się czy dla następnego przedziału czasu obliczenia będą prowadzone z wykorzystaniem zależności dla przypadku SP (6.27) lub SNP (6.28). Decyzja podejmowana jest na podstawie aktualnych wartości prądu  $i_2^{\square}$  i napięcia  $u^{\square}$ . Warunki wynikają z właściwości prostownika. Jeśli znaki prądu i napięcia są przeciwne lub prąd jest równy zero i napięcie mniejsze od wartości  $U_{DC}^{\square}$ , to następny przedział będzie liczony jak dla przypadku SNP. Jeśli te warunki nie są spełnione to będzie realizowany przypadek SP.

Następnym etapem jest obliczenie wektora stanu i wyjść, stosując zależności dla przypadku SP lub SNP (6.41), dla kolejnej próbki  $\varphi_{n+1}$ , wykorzystując wartości znane dla próbki  $\varphi_n$ .

Trzecim etapem jest aktualizacja, w którym zmienia się rozpatrywaną próbkę na kolejną.

Kolejne dwa etapy służą do sprawdzenia, czy obliczono już cały okres oraz czy uzyskano stan ustalony. Sprawdzenie stanu ustalonego polega na kontroli, czy obliczane wartości napięć i prądów powtarzają się po okresie z tolerancją mniejszą niż 1%. Jeśli zmiany w kolejnych 10-ciu okresach są pomijalne, to uznaje się, że uzyskano stan ustalony.

Uzyskane przebiegi napięć i prądów dla stanu ustalonego pozwalają na wyznaczenie właściwości układów IPT, takich jak sprawność, współczynnik sztywności napięcia wyjściowego oraz współczynników THD prądów. Danymi wejściowymi są warunki początkowe oraz napięcie wyjściowe  $U_{DC}^{\blacksquare}$ . Ostatecznie korzystając z warunku dotyczącego prostownika:

$$\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u^{\blacksquare} i_2^{\blacksquare} d\varphi = P_{OUT\_AC}^{\blacksquare} = P_{OUT\_DC}^{\blacksquare} = \frac{(U_{DC}^{\blacksquare})^2}{R^{\blacksquare}} \quad (6.42)$$

można obliczyć rezystancję względną obciążenia:

$$R^{\blacksquare} = \frac{(U_{DC}^{\blacksquare})^2}{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u^{\blacksquare} i_2^{\blacksquare} d\varphi}. \quad (6.43)$$

Spełnienie warunku stanu znamionowego obciążenia wymaga uzyskania  $R^{\blacksquare} = 1$ . Dlatego obliczenia zgodnie z opisanym algorytmem są wielokrotnie powtarzane, każdorazowo modyfikując wartość napięcia  $U_{DC}^{\blacksquare}$ , aż do spełnienia  $R^{\blacksquare} = 1$ . Inne wartości  $R^{\blacksquare}$  odpowiadają nieznamionowym warunkom pracy układu.

Przedstawiony podstawowy algorytm obliczania przebiegów napięć i prądów dla stanu ustalonego stanowi najprostsze wykorzystanie metody numerycznej. Niestety jest on czasochłonny i przez to mało efektywny. Dlatego zaproponowano algorytm zmodyfikowany.

## 6.2. Zmodyfikowany algorytm obliczania stanu ustalonego

W celu poprawy efektywności obliczeniowej stanu ustalonego stworzono algorytm zmodyfikowany. Zastosowano w nim tzw. metodę macierzy przejścia [84], która bazuje na wykorzystaniu rozwiązania macierzowego równania stanu (6.1):



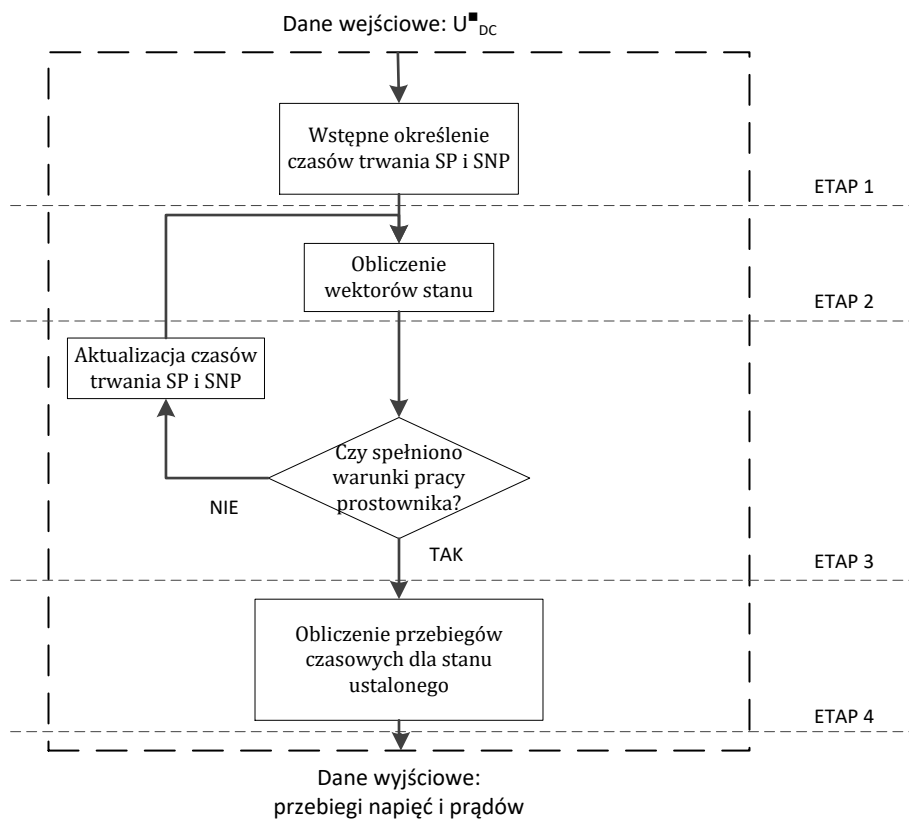
$$\mathbf{x}(t) = e^{A(t-t_0)}\mathbf{x}(t_0) + \int_{t_0}^t e^{A(t-\tau)}\mathbf{B}\mathbf{u}(\tau)d\tau. \quad (6.44)$$

W przypadku wymuszeń przedziałami stałych zależność (6.44) upraszcza się do postaci:

$$\mathbf{x}(t) = e^{A(t-t_0)}\mathbf{x}(t_0) + (\mathbf{e}^{A(t-t_0)} - \mathbf{1})\mathbf{A}^{-1}\mathbf{B}\mathbf{u}. \quad (6.45)$$

Ponieważ w rozpatrywanym przypadku opisy zawarte w (6.27) i (6.28) zawierają dla określonych przedziałów czasu wyłącznie wymuszenia stałe, dlatego możliwe jest odpowiednie zastosowanie rozwiązania (6.45).

Algorytm zmodyfikowany obliczania stanu ustalonego składa się z czterech etapów (rys. 6.4).

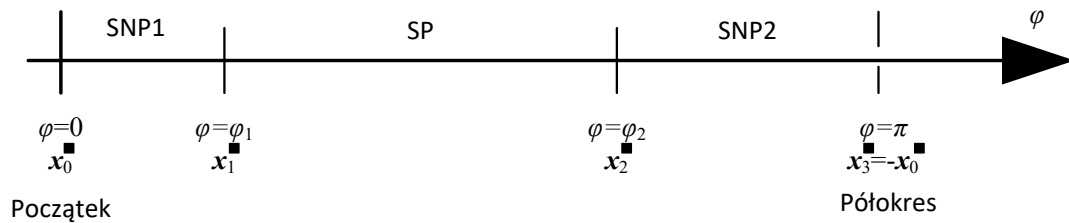


Rys. 6.4. Zmodyfikowany algorytm obliczania stanu ustalonego

Pierwszym etapem jest wstępne określenie względnych przedziałów trwania przypadków SP i SNP. Ze względu na symetrię działania układu – okres pracy składa się z symetrycznych półokresów, z których jeden zilustrowano na rysunku 6.5. Wyróżniono dwa przypadki SNP (trwające  $\varphi_1$  dla SNP1 oraz  $\pi - \varphi_2$  dla SNP2) oraz jeden przypadek SP (trwający  $\varphi_2 - \varphi_1$ ). Pokazano również odpowiednie oznaczenia wektorów stanu  $\mathbf{x}_0^m, \mathbf{x}_1^m, \mathbf{x}_2^m$  i  $\mathbf{x}_3^m$ , które opisują stany układu na końcach / początkach

kolejnych przedziałów. Podział na przypadki SP i SNP (1 i 2) dokonano dwoma sposobami:

- dla stanu znamionowego obciążenia na podstawie przybliżonych wartości z poprzednich obliczeń,
- dla innych obciążeń, stosując algorytm podstawowy z zadaniem z góry obliczeniem 100 okresów.



Rys. 6.5. Podział półokresu na przypadki SP i SNP (1 i 2)

Drugim etapem jest obliczenie wektorów stanu ( $x_0^{\blacksquare}, x_1^{\blacksquare}, x_2^{\blacksquare}$  i  $x_3^{\blacksquare}$ ). W algorytmie zmodyfikowanym odpowiednie macierze równania stanu dla przypadków SP i SNP należy doprowadzić do jednakowych rozmiarów, czyli m.in. wymiary wektorów stanu  $x_0^{\blacksquare}, x_1^{\blacksquare}, x_2^{\blacksquare}$  i  $x_3^{\blacksquare}$  są takie same. Uzyskują się to poprzez wprowadzenie w odpowiednie miejsca wartości zerowych. Ostatecznie, trzykrotnie korzystając z zależności (6.45), uzyskuje się układ równań:

$$\begin{cases} x_1^{\blacksquare} = e^{A_0^{\blacksquare} \varphi_1} x_0^{\blacksquare} + (e^{A_0^{\blacksquare} \varphi_1} - \mathbf{1}) A_0^{\blacksquare -1} B_0^{\blacksquare} u^{\blacksquare} \\ x_2^{\blacksquare} = e^{A^{\blacksquare} (\varphi_2 - \varphi_1)} x_1^{\blacksquare} + (e^{A^{\blacksquare} (\varphi_2 - \varphi_1)} - \mathbf{1}) A^{\blacksquare -1} B^{\blacksquare} u^{\blacksquare} \\ x_3^{\blacksquare} = e^{A_0^{\blacksquare} (\pi - \varphi_2)} x_2^{\blacksquare} + (e^{A_0^{\blacksquare} (\pi - \varphi_2)} - \mathbf{1}) A_0^{\blacksquare -1} B_0^{\blacksquare} u^{\blacksquare} \\ x_3^{\blacksquare} = -x_0^{\blacksquare} \end{cases} \quad (6.46)$$

który umożliwia obliczenie wektorów stanu  $x_0^{\blacksquare}, x_1^{\blacksquare}, x_2^{\blacksquare}$  i  $x_3^{\blacksquare}$ .

Przykładowo wektor  $x_0^{\blacksquare}$  przyjmuje postać:

$$\begin{aligned} x_0^{\blacksquare} = & (1 + e^{A_0^{\blacksquare} (\pi - \varphi_2)} e^{A^{\blacksquare} (\varphi_2 - \varphi_1)} e^{A_0^{\blacksquare} \varphi_1}) (-e^{A_0^{\blacksquare} (\pi - \varphi_2)} e^{A^{\blacksquare} (\varphi_2 - \varphi_1)}) (e^{A_0^{\blacksquare} \varphi_1} - \mathbf{1}) A_0^{\blacksquare -1} B_0^{\blacksquare} u^{\blacksquare} - \\ & - (e^{A_0^{\blacksquare} (\pi - \varphi_2)}) (e^{A^{\blacksquare} (\varphi_2 - \varphi_1)} - \mathbf{1}) A^{\blacksquare -1} B^{\blacksquare} u^{\blacksquare} - (e^{A_0^{\blacksquare} (\pi - \varphi_2)} - \mathbf{1}) A_0^{\blacksquare -1} B_0^{\blacksquare} u^{\blacksquare}. \end{aligned} \quad (6.47)$$

Następnym etapem algorytmu jest etap decyzyjny, w którym sprawdzane jest czy otrzymane wektory stanu spełniają warunki pracy prostownika – czy poprawnie dobrane zostały przedziały trwania dla przypadków SP i SNP. Sprawdzane są dwa warunki – prądowy i napięciowy. Warunek prądowy tworzy suma wartości bezwzględnych prądów  $i_2^{\blacksquare}$  na końcach / początkach poszczególnych przedziałów:

$$|i_2^{\blacksquare}(0)| + |i_2^{\blacksquare}(\varphi_1)| + |i_2^{\blacksquare}(\varphi_2)| = 0. \quad (6.48)$$

Warunek napięciowy odnosi się do sprawdzania czy napięcie wyjściowe dla przypadków SNP nie jest większe niż napięcie  $U_{DC}^{\blacksquare}$ :

$$u^{\blacksquare}(\varphi) \leq U_{DC}^{\blacksquare} \quad \varphi \in \langle 0, \varphi_1 \rangle \cup \langle \varphi_2, \pi \rangle \quad (6.49)$$

Warunek napięciowy jest weryfikowany poprzez sprawdzanie w poszczególnych przedziałach SNP (6.49) 10-ciu równomiernie rozłożonych wartości  $u^{\blacksquare}(\varphi)$ . Jeżeli warunki (6.48) i (6.49) nie są spełnione, to dokonywana jest odpowiednia korekta przedziałów trwania dla przypadków SP i SNP, a następnie obliczenia są powtarzane (rys. 6.4). Zrealizowano to za pomocą metody SLSQP (Sequential Least Squares Programming), którą jest zaimplementowana w środowisku programistycznym Pycharm. Metoda SLSQP służy do iteracyjnego rozwiązywania nieliniowych problemów optymalizacji [85].

Ostatnim etapem jest obliczenie przebiegów napięć i prądów dla stanu ustalonego, stosując w tym celu odpowiednio zależności (6.46) i (6.47).

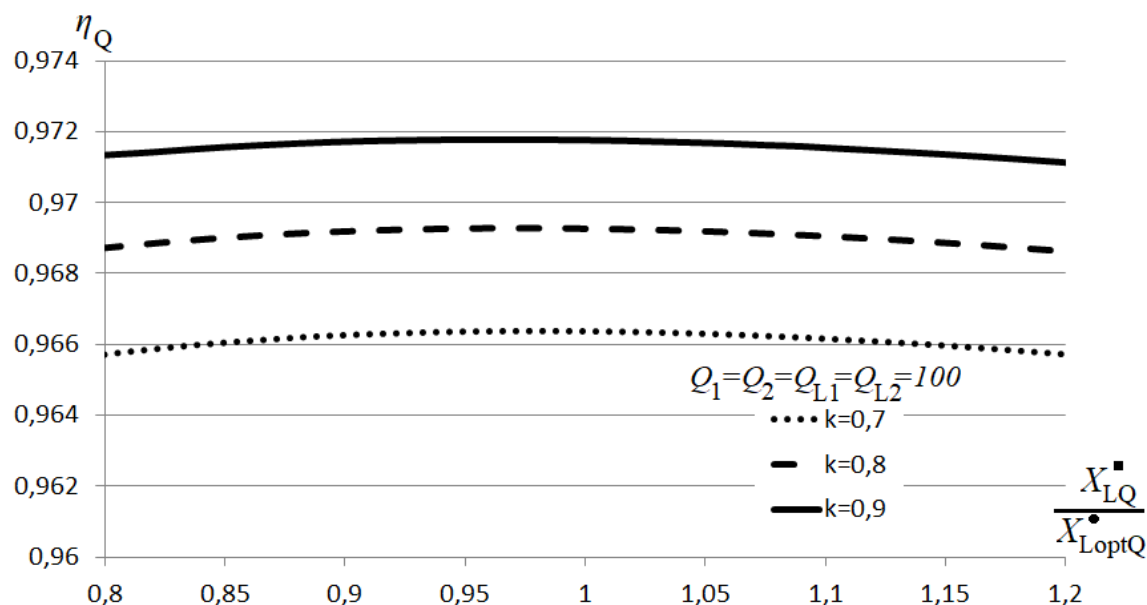
Algorytm zmodyfikowany, podobnie jak algorytm podstawowy, służy do obliczania przebiegów napięć i prądów układu dla założonej wartości napięcia wyjściowego  $U_{DC}^{\blacksquare}$ . Względną rezystancję obciążenia oblicza się z zależności (6.43) i obliczenia są powtarzane wielokrotnie zgodnie z przedstawionym algorytmem dla kolejnej dobranej wartości napięcia  $U_{DC}^{\blacksquare}$ , aby ostatecznie uzyskać wymagany przypadek obciążenia układu. Dla obciążenia znamionowego oznacza to spełnienie warunku  $R^{\blacksquare} = 1$ .

### 6.3. Symulacje – analiza ilościowa

Poniżej przedstawiono wybrane wyniki symulacji przeprowadzonych zgodnie z przedstawionym algorytmem zmodyfikowanym. Obliczenia zrealizowano w środowisku programistycznym Pycharm z wykorzystaniem języka Python. Wybór ten uzasadnia dostępność oraz rosnącą popularność tego oprogramowania.

Najpierw sprawdzono, czy zaprojektowanie układu IPT za pomocą metody symbolicznej zapewnia uzyskanie maksymalnej sprawności wyznaczonej przy użyciu metody numerycznej. Zakładając dobroć wszystkich elementów na poziomie 100 (przypadek odpowiadający badaniom laboratoryjnym), obliczono metodą numeryczną sprawność układu  $\eta_Q$  przy zmianie względnej reaktancji cewek  $X_{LQ}^{\blacksquare}$  odniesionej do optymalnej reaktancji cewki wtórnej  $X_{LoptQ}^{\bullet}$  obliczonej metodą symboliczną. Reaktancje elementów kompensujących również obliczono metodą

symboliczną, przyjmując warunek  $\mu = \frac{1}{k}$ . Dla uproszczenia założono, że cewki sprzężone magnetycznie są identyczne.

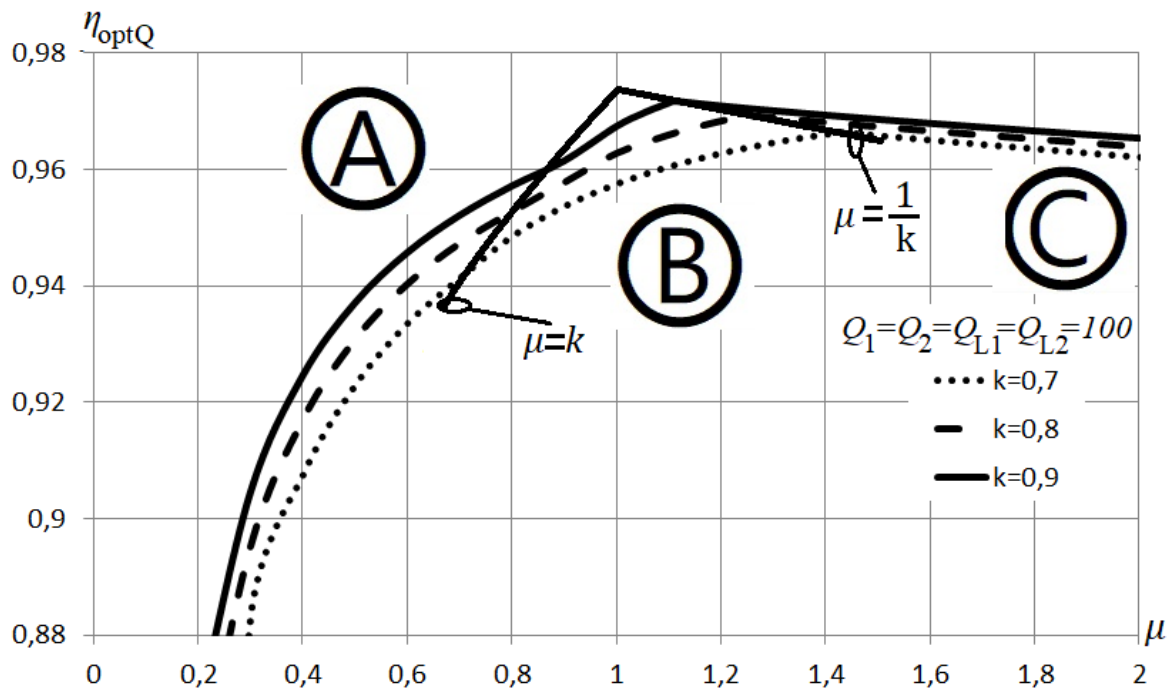


Rys. 6.6. Sprawność układu IPT przy zmianach reaktancji cewki

Na podstawie charakterystyk zamieszczonych na rysunku 6.6 można stwierdzić, że reaktancja cewki dobrana metodą symboliczną jest praktycznie wartością optymalną dla metody numerycznej – w przybliżeniu uzyskiwana jest maksymalna sprawność. Wyznaczona dokładniej wartość optymalna reaktancji cewki metodą numeryczną jest równa około 0,98 wartości reaktancji cewki obliczonej metodą symboliczną.

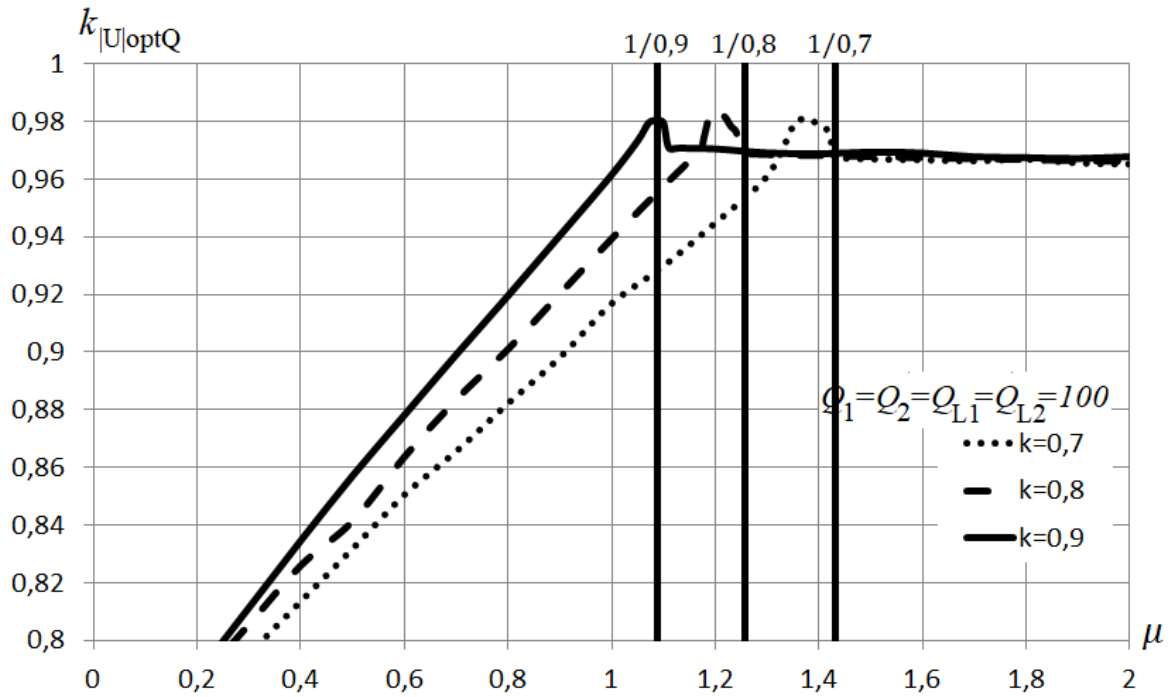
Analogicznie jak dla metody symbolicznej, metodą numeryczną dokonano również analizy właściwości układów IPT ze względu na dobór przekładni kompensującej.

Najpierw przeanalizowano uzyskiwaną sprawność (rys. 6.7). Jak można zauważyć, najwyższą sprawność wykazują układy zaprojektowane zgodnie z warunkiem  $\mu = \frac{1}{k}$ . Na charakterystykach oznaczono granice odpowiednich sektorów. Zostały one wyznaczone tylko dla istotnych z punktu widzenia rozprawy zakresów parametrów. Porównując sprawności obliczone metodą symboliczną i numeryczną (odpowiednio rysunki 5.14 i 6.7), można stwierdzić, że różnice są pomijalne.

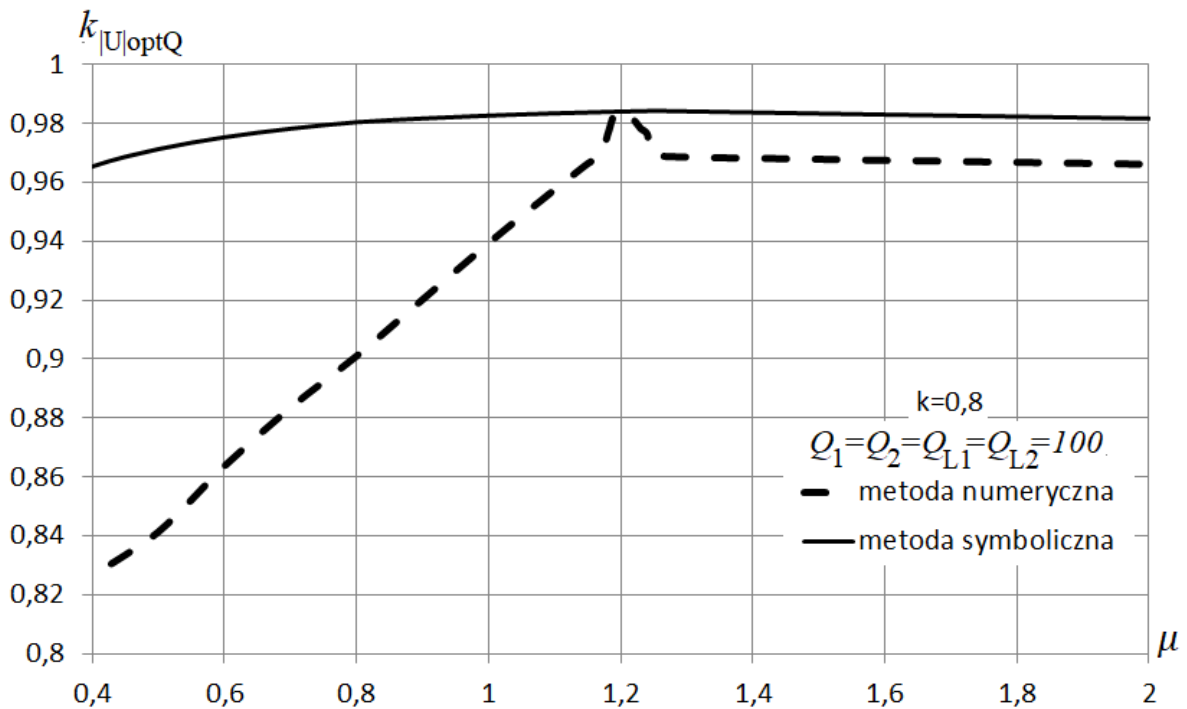


Rys. 6.7. Optymalna sprawność w funkcji przekładni kompensującej  $\mu$  przy zmianach współczynnika sprzężenia  $k$

Rodzina charakterystyk współczynnika sztywności napięcia wyjściowego zamieszczona została na rysunku 6.8. Jak można zaobserwować, współczynnik ten zmienia się w sposób bardziej złożony w porównaniu z użyciem metody symbolicznej (rys. 5.17). Potwierdza się również, że układy zaprojektowane z wykorzystaniem warunku maksymalnej sprawności ( $\mu = \frac{1}{k}$ ) są układami uzyskującymi jednocześnie prawie maksymalną sztywność napięcia – zaznaczono to na rysunku 6.8 dodatkowymi pionowymi liniami opisanymi odpowiednim stosunkiem  $\frac{1}{k}$ .



Rys. 6.8. Współczynnik  $k_{|U|optQ}$  w funkcji przekładni kompensującej  $\mu$  przy zmianach współczynnika sprzężenia  $k$



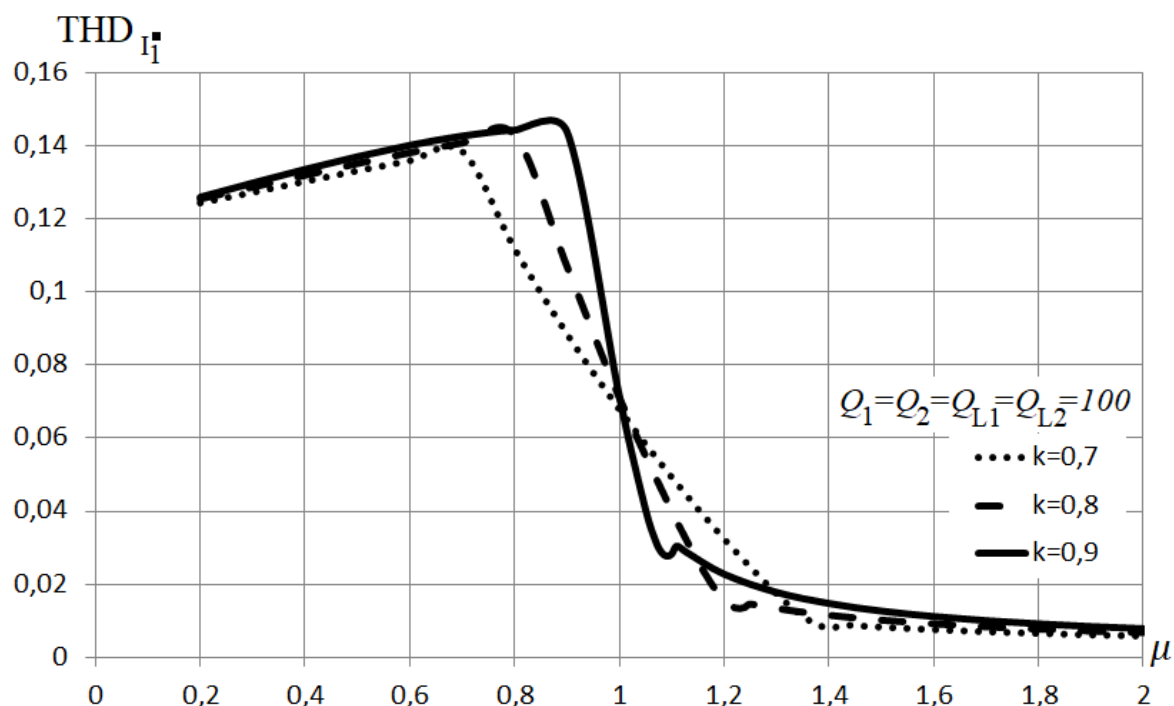
Rys. 6.9. Współczynnik  $k_{|U|optQ}$  w funkcji przekładni kompensującej  $\mu$  obliczony różnymi metodami

Porównując współczynniki sztywności napięcia wyjściowego obliczone metodą symboliczną i numeryczną (rys. 6.9) można zauważyć, że dla metody symbolicznej popełniane są większe błędy ze względu na pominięcie stanów nieprzewodzenia diod prostownika. W większości badanego zakresu występuje

znaczne obniżenie wartości współczynnika sztywności napięcia dla dokładniejszej metody numerycznej. Powyżej przypadku maksymalnej sprawności ( $\mu > 1/k$ ) współczynnik  $k_{|U|_{optQ}}$  jest nieco mniejszy (o około 1%) dla metody symbolicznej. Różnice te związane są z odkształceniami napięć i prądów wprowadzanymi przez przekształtniki. Aby to zilustrować dokładniej obliczono wartości współczynnika THD dla prądów:

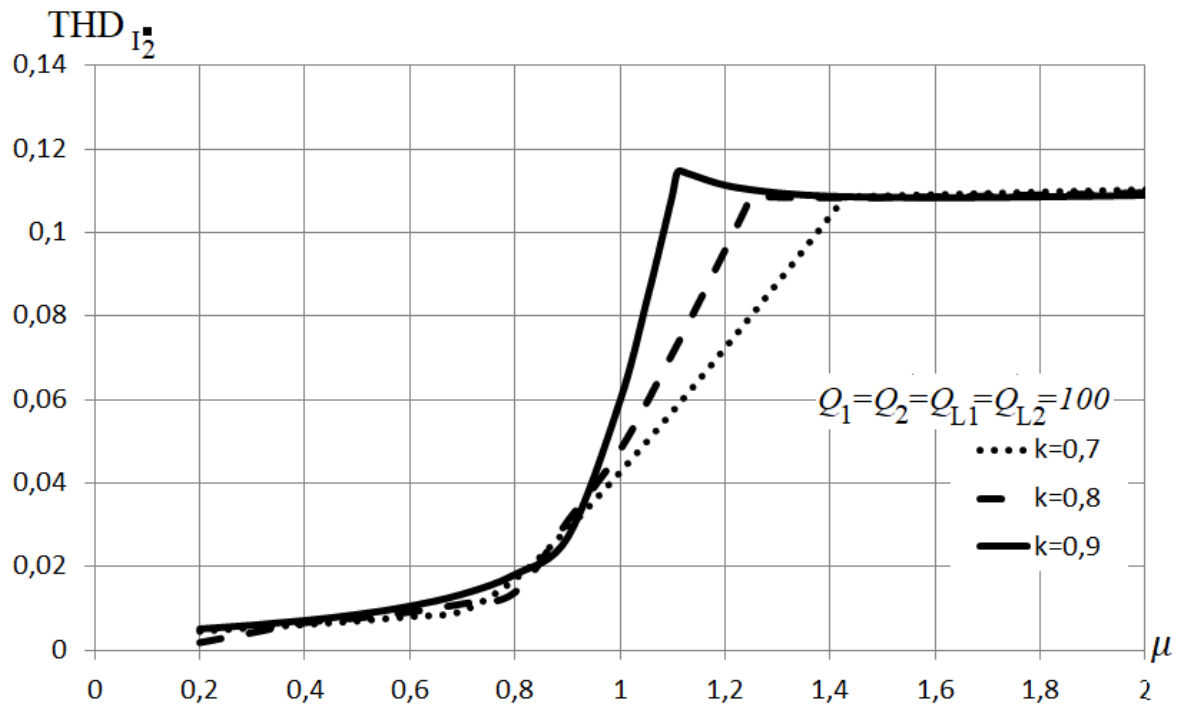
$$THD_{I_1} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2} I_{Hn}^2}}{I_{H1}} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2} (I_{Hn}^{\square})^2}}{I_{H1}^{\square}}, \quad (6.50)$$

gdzie  $I_{Hn}$  jest wartością skuteczną n-tej harmonicznej rozważanego prądu.



Rys. 6.10. Współczynnik  $THD_{I_1}$  w funkcji przekładni kompensującej  $\mu$  przy zmianach współczynnika sprzężenia  $k$

Z przedstawionych charakterystyk (rys. 6.10) wynika, że dla mniejszych przekładni kompensujących wartość współczynnika  $THD_{I_1}$  dla prądu pierwotnego ulega zwiększeniu. Współczynnik  $THD_{I_1}$  osiąga swoje maksimum na granicy sektorów  $\textcircled{A}/\textcircled{B}$ , gdzie po stronie pierwotnej występuje kondensator o relatywnie małej wartości reaktancji oraz zanika element kompensujący po stronie wtórnej – następuje obniżenie impedancji dla wyższych harmonicznych. Od początku sektora  $\textcircled{C}$  następuje ograniczenie występowania harmonicznych w prądzie pierwotnym spowodowane zastosowaniem indukcyjnego elementu kompensującego po stronie pierwotnej – następuje zwiększenie impedancji dla wyższych harmonicznych.



Rys. 6.11. Współczynnik  $\text{THD}_{I_2}$  w funkcji przekładni kompensującej  $\mu$  przy zmianach współczynnika sprzężenia  $k$

Odwrotny charakter zmian można zaobserwować dla współczynnika  $\text{THD}_{I_2}$  dla prądu wtórnego (rys. 6.11). Z najmniejszymi odkształceniami mamy do czynienia w sektorze  $\textcircled{A}$ , w którym występuje indukcyjny element kompensujący po stronie wtórnej. Maksimum osiągane jest na granicy sektorów  $\textcircled{B}/\textcircled{C}$ . W sektorze  $\textcircled{C}$  współczynnik  $\text{THD}_{I_2}$  jest w przybliżeniu stały i dla rozpatrywanych przypadków wynosi około 11%.

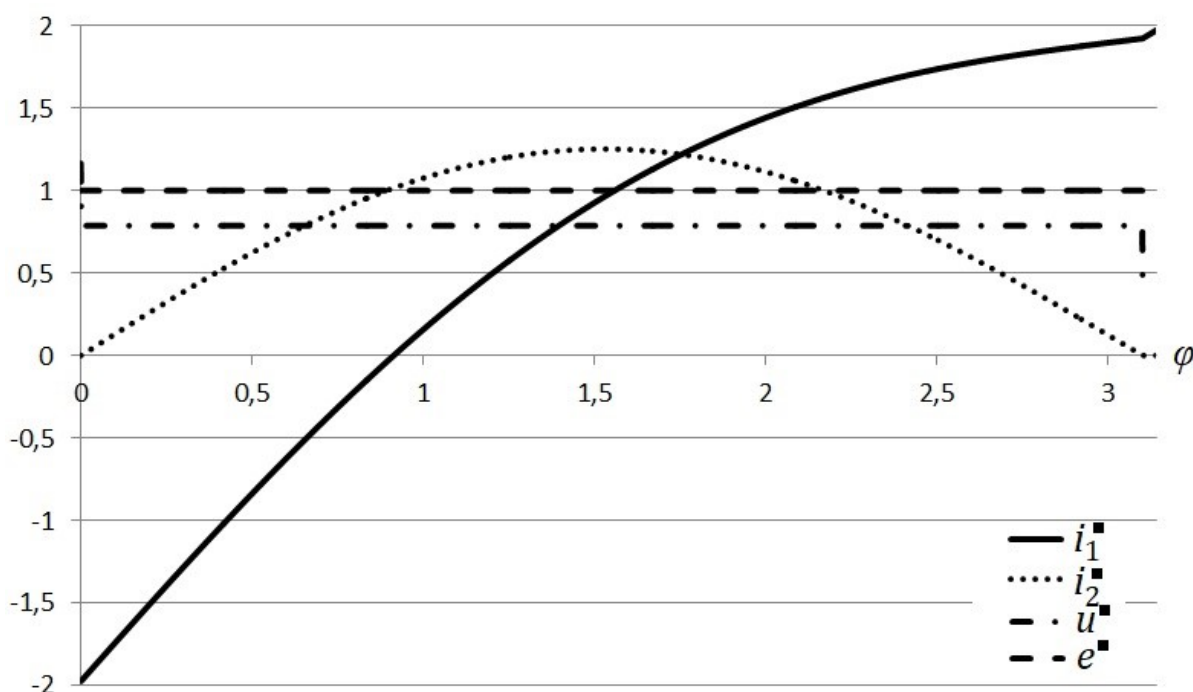
#### 6.4. Symulacje – analiza jakościowa

Następnie przeanalizowano możliwe dwa tryby pracy (CCM i DCM) układu IPT dla stanu znamionowego (znamionowa rezystancja obciążenia), przeciążenia (zmniejszona rezystancja obciążenia) oraz w pobliżu stanu jałowego (duża rezystancja obciążenia). Dla trybu DCM uwzględniono pracę z jednym przypadkiem SNP – praca w pobliżu stanu jałowego dla układu zaprojektowanego optymalnie oraz z dwoma przypadkami SNP – praca w pobliżu stanu jałowego dla układu zaprojektowanego na granicy sektorów  $\textcircled{A}/\textcircled{B}$ . Przedstawione wyniki symulacji dotyczą połowy okresu pracy w stanie ustalonym. Rozpatrywane przypadki obliczono dla współczynnika sprzężenia  $k = 0,8$ , dobroci cewek  $Q_{L1} = Q_{L2} = 100$ ,



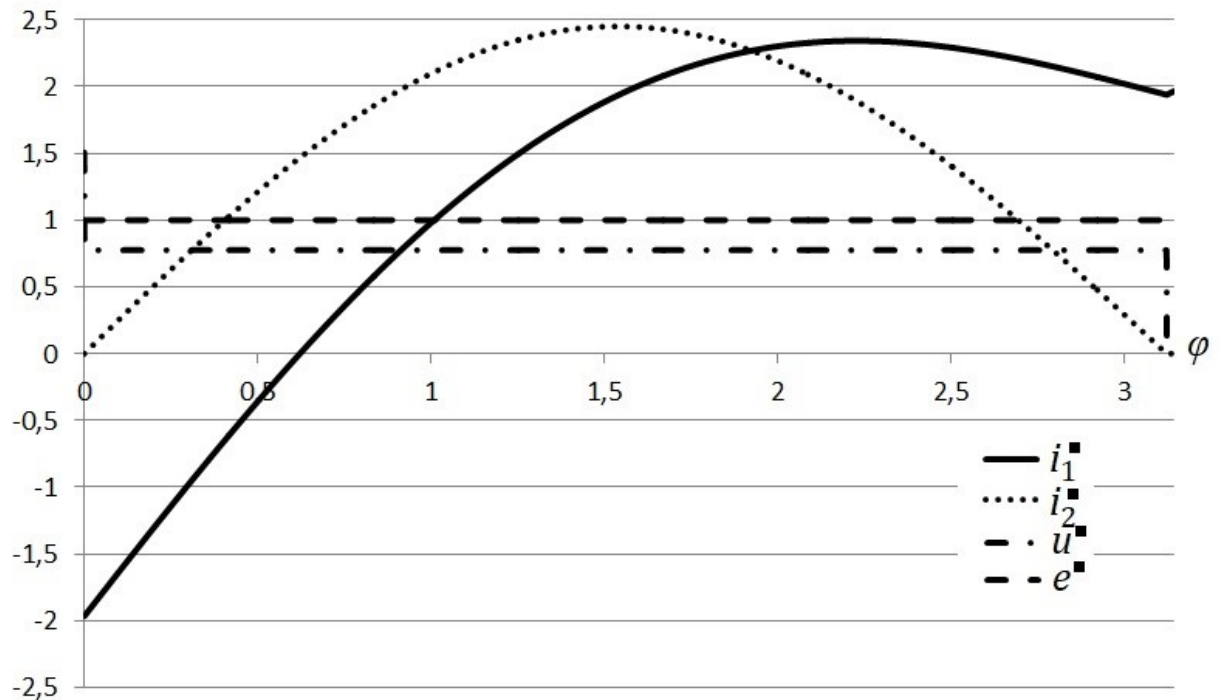
przekładni kompensującej  $\mu = \frac{1}{k}$  (z wyjątkiem dwóch przypadków SNP, dla których  $\mu = k$ ). Układy zaprojektowano zgodnie z metodą zaprezentowaną w rozdziale 5.5.

Pierwsze wyniki, zamieszczone na rysunku 6.12, dotyczą stanu znamionowego obciążenia ( $R^{\square} = 1$ ). Układ pracuje prawie w trybie CCM (nieprzewodzenie diod prostownika jest praktycznie pomijalne). Zgodnie z przebiegami napięcia i prądu falownik pracuje z obciążeniem o charakterze indukcyjnym – prąd jest opóźniony w fazie względem napięcia. Zauważalna jest znacząca wartość szczytowa prądu  $i_1^{\square}$ , która nie jest poprawnie uwidaczniana przez metodę symboliczną.



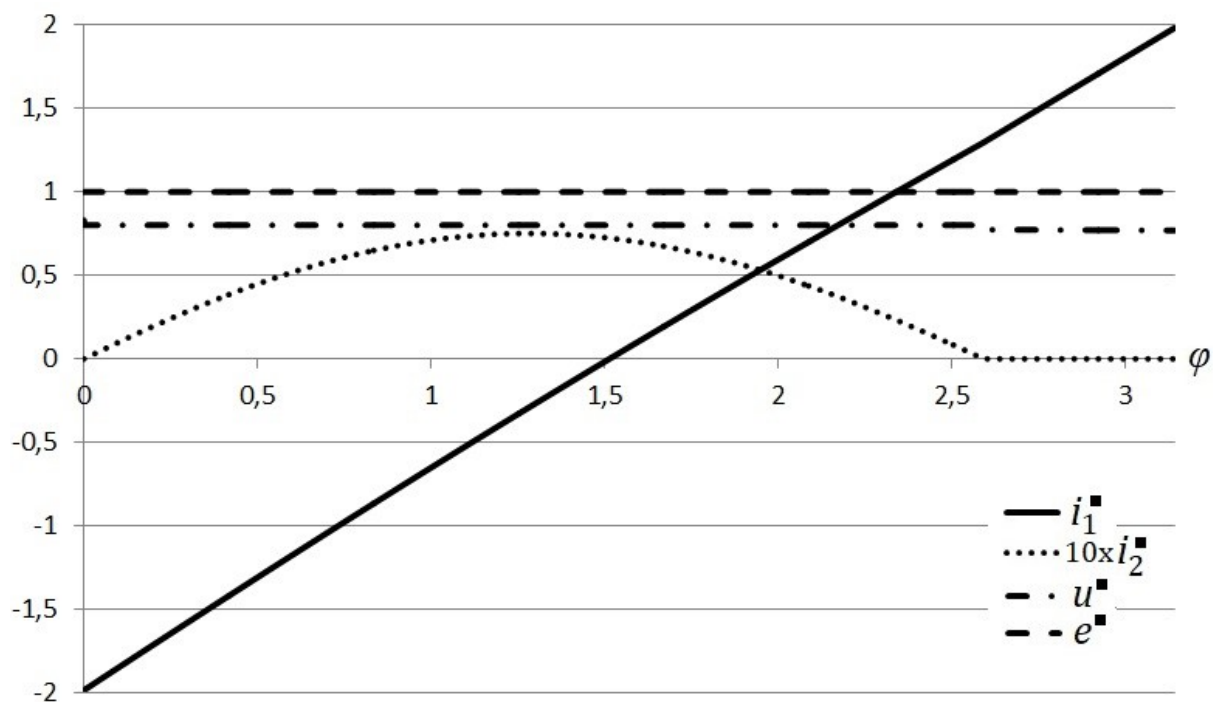
Rys. 6.12. Przebiegi napięć i prądów w trybie CCM dla stanu znamionowego ( $R^{\square} = 1$ )

Kolejne wyniki na rysunku 6.13 dotyczą pracy przy przeciążeniu ( $R^{\square} = 0,5$ ). Parametry układu zostały zachowane, a dwukrotnemu zmniejszeniu uległa rezystancja obciążenia. Praca falownika zasilającego nadal odbywa się w korzystnych warunkach – obciążenie o charakterze indukcyjnym. Odnosząc się do prądów, występuje również korzystne obniżenie udziału wyższych harmonicznych, a ich wartości zauważalnie się zwiększają z powodu zmniejszenia rezystancji obciążenia.

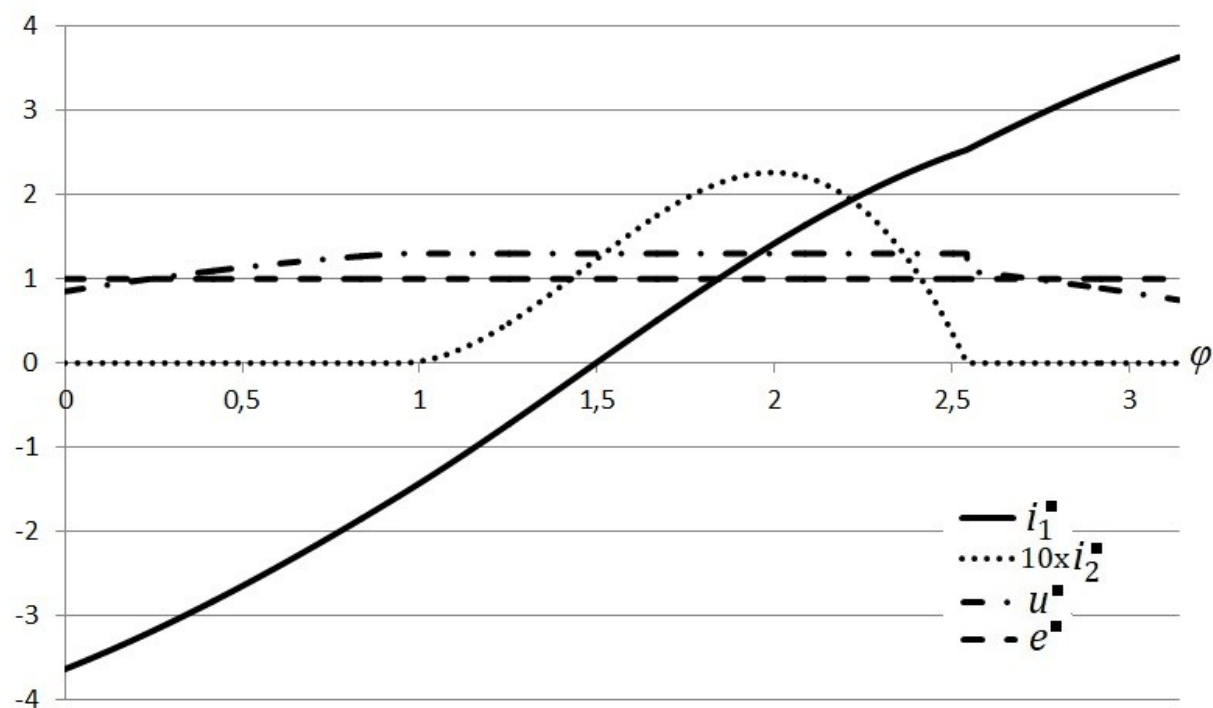


Rys. 6.13. Przebiegi napięć i prądów w trybie CCM przy przeciążeniu ( $R = 0,5$ )

Następnie na rysunku 6.14 rozpatrzono pracę w trybie DCM z jednym przypadkiem SNP dla pracy w pobliżu stanu jałowego ( $R = 20$ ). Pozostałe parametry układu zostały zachowane. Dla zwiększenia czytelności rysunku wartości prądu  $i_2$  wzmocniono 10-krotnie. Jak można zauważyć warunki pracy falownika zostały zachowane. Przebieg prądu  $i_1$  jest trójkątny. Przypadek SP występuje na początku rozpatrywanego półokresu, a jego kontynuacją jest przypadek SNP. Taka kolejność stanów pracy prostownika obserwowana jest przy zwiększaniu rezystancji obciążenia wyłącznie w sektorze © i na jego granicy. Dla doboru parametrów na podstawie pozostałych sektorów przed przypadkiem SP występuje jeszcze przypadek SNP, podczas którego napięcie na wejściu prostownika narasta do wartości napięcia na jego wyjściu. Zilustrowano to na rysunku 6.15.



Rys. 6.14. Przebiegi napięć i prądów w trybie DCM z jednym przypadkiem SNP ( $R=20$ )



Rys. 6.15. Przebiegi napięć i prądów w trybie DCM z dwoma przypadkami SNP ( $R=20$ )

Ostatnimi prezentowanymi wynikami (rys. 6.15) są przebiegi związane z wystąpieniem dwóch przypadków SNP. Uzyskano je dla układu o parametrach odpowiadających granicy sektorów A/B ( $\mu = 0,8$ ), dla pracy w pobliżu stanu

jałowego ( $R^* = 20$ ). Przebieg prądu wtórnego został przeskalowany 10-krotnie. Zakończenie przypadku SNP i rozpoczęcie przypadku SP występuje w chwili zrównania napięć na wejściu i wyjściu prostownika (wartość  $u^*$  około 1,25). Wartość szczytowa prądu strony pierwotnej jest większa niż wcześniej z powodu zmienionej przekładni kompensującej

## 6.5. Podsumowanie

W rozdziale wykazano zasadność stosowania dokładniejszej metody numerycznej do badań właściwości prezentowanych układów IPT. Przedstawiono wybrane wyniki obliczeń przebiegów napięć i prądów, które mają istotny związek z projektowaniem przekształtników. Najważniejsze wnioski wynikające z zastosowania metody numerycznej są następujące:

- dla układu zaprojektowanego optymalnie metodą symboliczną sprawność i sztywność napięcia wyjściowego pozostają prawie takie same (dla układów spełniających założenia rozprawy),
- dla układów zaprojektowanych nieoptymalnie sztywność napięcia uzyskana na podstawie metody numerycznej istotnie zmniejsza się,
- praca falownika zasilającego odbywa się w korzystnych warunkach pomimo zmian obciążenia układu,
- dla układu zaprojektowanego optymalnie i znamionowym obciążeniu prostownik pracuje w trybie CCM,
- dla układów zaprojektowanych nieoptymalnie pracujących w trybie DCM mogą wystąpić dwa przypadki SNP.

## 7. Badania laboratoryjne

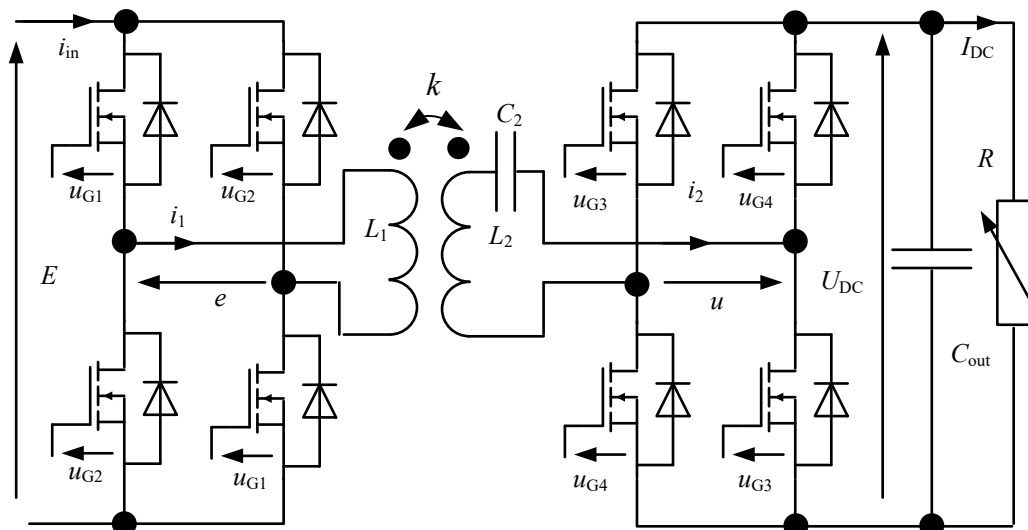
W trakcie badań nad zagadnieniami związanymi z tematyką rozprawy zbudowano kilka prototypów, które posłużyły do wstępnych badań laboratoryjnych i weryfikacji właściwości oraz metod projektowania układów IPT z silnym sprzężeniem magnetycznym. Badania tych prototypów opisano również w artykułach omówionych w rozdziale 2. Badano układy o sztywnym napięciu wyjściowym, które obniżały, podwyższały lub w przybliżeniu zachowywały wartość napięcia wyjściowego względem napięcia zasilania, uwzględniając ich niezoptymalizowane i zoptymalizowane ze względu na sprawność parametry. W poniższym rozdziale przedstawiono szczegółowo opis ostatniego prototypu o sztywnym napięciu wyjściowym, zgodny z założeniami rozprawy (rozdział 3), który w przybliżeniu zachowuje na napięcie wyjściu względem napięcia zasilania. Został on zaprojektowany ze względu na uzyskanie możliwie wysokiej sprawności i sztywnego napięcia wyjściowego.

### 7.1. Układ pośredniczący

Realizację prototypu rozpoczęto od zaprojektowania i wykonania układu pośredniczącego. Parametry elementów tego podzespołu wyznaczono zgodnie z metodą przedstawioną w podrozdziale 5.5. Najważniejszymi założeniami projektowymi są (zgodnie z założeniami przyjętymi na wstępie w rozdziale 3):

- napięcie zasilania 24 V,
- napięcie wyjściowe  $24\text{ V} \pm 10\%$ ,
- moc znamionowa na poziomie 100 W,
- częstotliwość pracy układu 100 kHz.

Zaprojektowanie układu pośredniczącego wymaga uwzględnienia przyjętych mostkowych topologii falownika i prostownika. Schemat prototypu przedstawiono na rysunku 7.1.



Rys. 7.1. Schemat prototypu układu IPT

Na schemacie zaznaczono tranzystory tworzące obwody główne falownika i prostownika synchronicznego, kondensator  $C_{out}$ , będący filtrem pojemnościowym prostownika oraz elementy układu pośredniczącego, w tym kondensator kompensujący  $C_2$ . Układy sterowania tranzystorami zastąpiono odpowiednimi napięciami  $u_{G1}, u_{G2}, u_{G3}, u_{G4}$ . Pełniejszy opis układu sterowania znajduje się w kolejnych podrozdziałach. Na wyjściu układu IPT zaznaczono regulowany rezystor obciążenia  $R$ .

Wstępnie założono jednakową dobroć cewek ( $Q_{L1} = Q_{L2}$ ) równą 100 oraz współczynnik sprzężenia magnetycznego  $k$  wynoszący 0,8. Zgodnie z zaproponowaną metodą przekładnia kompensująca  $\mu$  powinna być równa współczynnikowi sprzężenia  $k$  ( $\mu = k = 0,8$ ), natomiast przekładnia transformatorowa  $\nu$  powinna wynosić  $1/\mu$  ( $\nu = 1/\mu = 1,25$ ). Zapewnia to spełnienie założeń projektowych oraz możliwie maksymalną sprawność i sztywność napięcia wyjściowego uzyskiwane na granicy sektorów  $\textcircled{B}/\textcircled{C}$ . Wykonano obliczenia na podstawie zależności (5.52) - (5.55):

$$R_{DC\_N} = \frac{U_{DC}^2}{P_{OUT\_DC}} = \frac{24^2}{100} = 5,76 \, \Omega, \quad (7.1)$$

$$X_{L2} = \frac{k_R Q_{L2} R_{DC\_N}}{\sqrt{1 + k^2 Q_{L1} Q_{L2} + Q_{L2}^2}} = \frac{0,8 \cdot 100 \cdot 5,76}{\sqrt{1 + 0,8^2 \cdot 100 \cdot 100 + 100^2}} = 3,60 \, \Omega, \quad (7.2)$$

$$X_{L1} = \frac{X_{L2} E_{DC}^2 k^2}{U_{DC}^2} = \frac{3,60 \cdot 24^2 \cdot 0,8^2}{24^2} = 2,30 \, \Omega, \quad (7.3)$$

$$X_2 = X_{L2}(k^2 - 1) = 3,60 \cdot (0,8^2 - 1) = -1,30 \Omega. \quad (7.4)$$

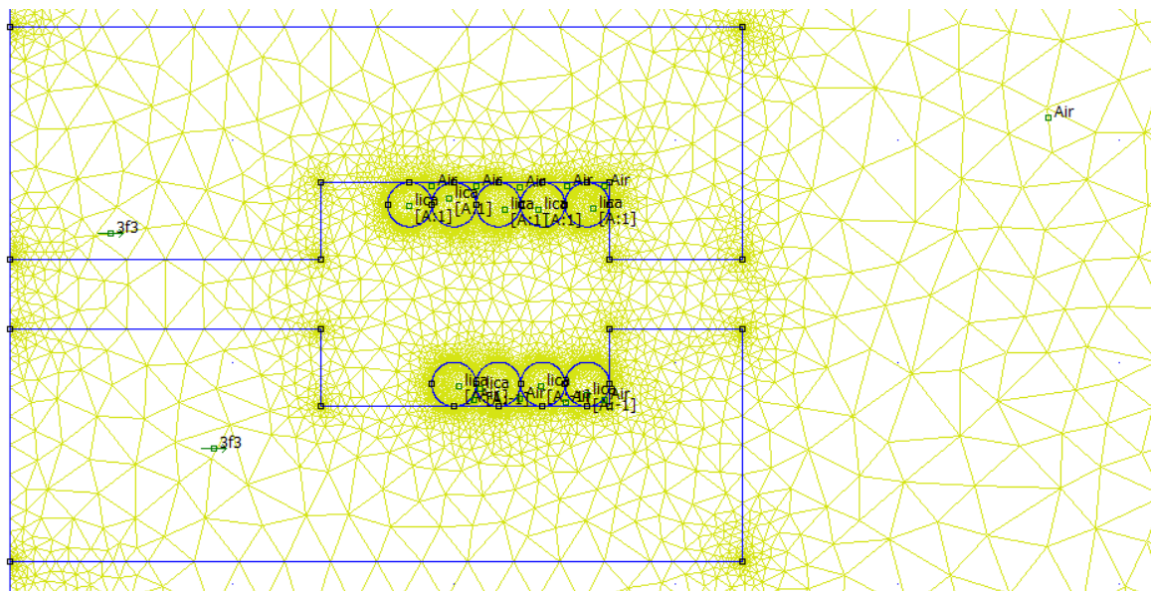
Uwzględniając częstotliwość pracy układu ( $f=100$  kHz) obliczono:

$$L_2 = \frac{X_{L2}}{2\pi f} = \frac{3,60}{2\pi \cdot 100\,000} = 5,73 \mu\text{H}, \quad (7.5)$$

$$L_1 = \frac{X_{L1}}{2\pi f} = \frac{2,30}{2\pi \cdot 100\,000} = 3,66 \mu\text{H}, \quad (7.6)$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f(-X_2)} = \frac{1}{2\pi \cdot 100\,000 \cdot 1,3} = 1,22 \mu\text{F}. \quad (7.7)$$

Dokładne parametry cewek sprzężonych układu są trudne do osiągnięcia. W tym zakresie posłużono się programem FEMM 4.2, przeznaczonym m.in. do obliczeń elementów magnetycznych metodą elementów skończonych (MES). Umożliwiło to wstępne sprawdzenie doboru rdzenia, liczby zwoi cewek oraz odstępów pomiędzy nimi, aby skonstruować układ zbieżny z wymaganymi parametrami. Przykładowy wycinek z projektu w programie FEMM 4.2 przedstawiono na rysunku 7.2.



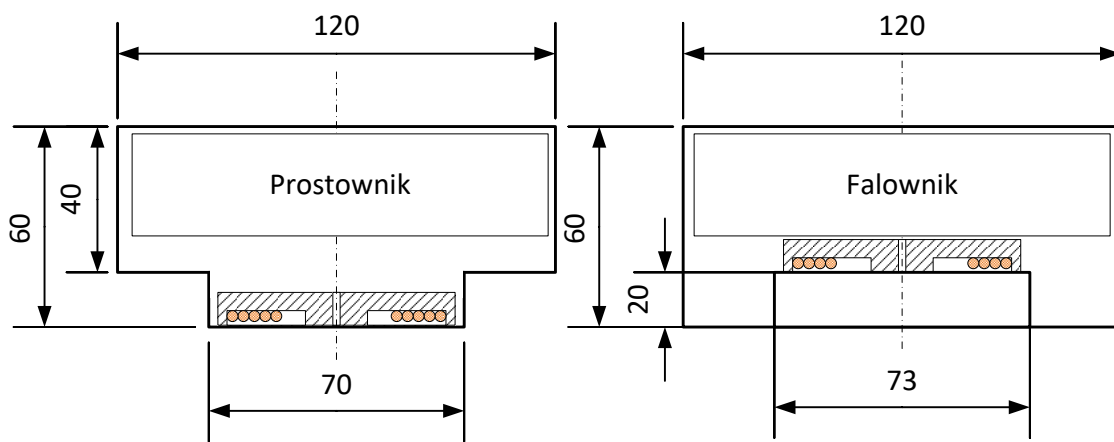
7.2. Wycinek projektu zestawu cewek sprzężonych magnetycznie z siatką MES

W obliczeniach elementów magnetycznych pominięto plastikową obudowę oraz inne podzespoły układu znajdujące się w pobliżu, np. falownik czy prostownik. Zakładając zastosowanie materiału magnetycznego 3F3 [86], wybrano największe dostępne rdzenie kubkowe (P66/56-3F3 [87]) o średnicy zewnętrznej 66 mm. Uwzględniono możliwość zmniejszenia wysokości rdzeni z wartości 28,7 mm do około 10,5 mm. W tym celu zastosowano kąpiel wodną i cięcie rdzeni tarczą diamentową. Projektowa odległość pomiędzy rdzeniami powinna wynosić około 3 mm. Tak oszacowany układ cewek sprzężonych magnetycznie uzyskuje

następujące parametry (obliczone w programie FEMM 4.2 dla częstotliwości 100 kHz):  $X_{L1} = 2,21 \Omega - 4$  zwoje i  $X_{L2} = 3,48 \Omega - 5$  zwoi.

Następnym etapem było skonstruowanie prototypu zestawu cewek sprzężonych magnetycznie wraz z odpowiednimi obudowami zawierającymi również przekształtniki (rys 7.3.a). Po przygotowaniu rdzeni nawinięto cewki za pomocą licy 30x0,3 mm. Głębokość wnikania pola w przewód miedziany dla częstotliwości 100 kHz przy temperaturze pokojowej wynosi około 0,2 mm. Dobór licy o średnicy indywidualnych przewodów 0,3 mm jest wystarczający.

a)



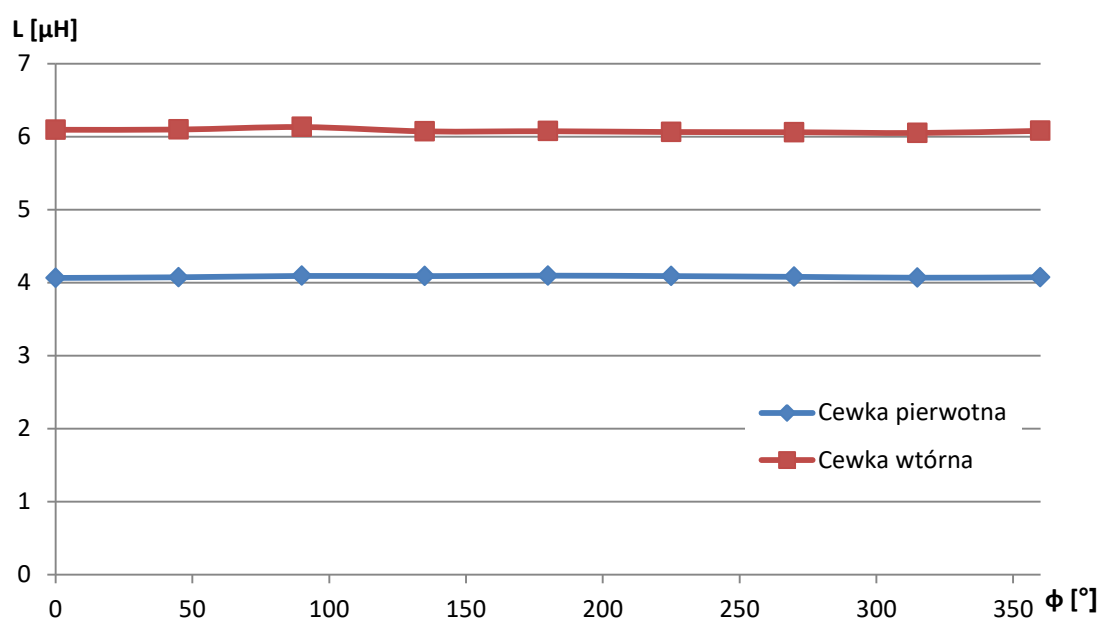
b)



Rys. 7.3. Rozmieszczenie podzespołów: a) ilustracja konstrukcji, b) zdjęcie cewki pierwotnej z rdzeniem w obudowie

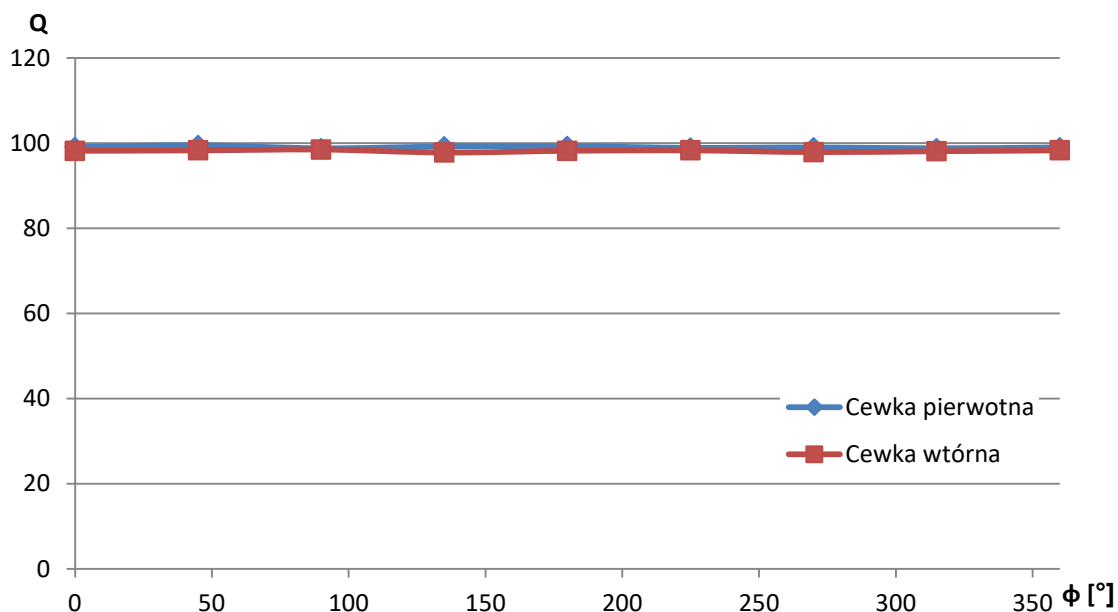


Cewki umieszczono w wydrukowanych na drukarce 3D obudowach (rys. 7.3.b), uzyskując dystans pomiędzy rdzeniami 3 mm wynikający z grubości ścianek obudów oraz zapewniając osiowe położenie cewek. Następnie sprawdzono parametry skupione układu cewek sprzężonych magnetycznie przy użyciu miernika LCR CS7602. Miernik ten dokonuje pomiarów w zakresie częstotliwości 20 Hz – 200 kHz, z dokładnością podstawową pomiaru modułu impedancji  $\pm 0,05\%$  oraz pomiaru kąta  $\pm 0,0005$  rad. Pomiary wykonano przy częstotliwości 100 kHz dla różnych pozycji rdzeni, obracając jedną obudowę z zamocowanym rdzeniem o w przybliżeniu stały kąt obrotu, wynoszący  $50^\circ$ .



Rys. 7.4. Zmierzone indukcyjności własne poszczególnych cewek sprzężonych magnetycznie w funkcji kąta obrotu

Jak można zauważyć (rys. 7.4) zmierzone indukcyjności cewek są praktycznie niezależne od ich położenia i wynoszą około  $4,09 \mu\text{H}$  dla cewki pierwotnej i około  $6,06 \mu\text{H}$  dla cewki wtórnej. Wartości te są większe niż wynikało to z obliczeń, odpowiednio  $3,66 \mu\text{H}$  i  $5,73 \mu\text{H}$ . Wynika to z określonej dokładności wykonania konstrukcji cewek. Podobnie jak indukcyjności, dobroć cewek są również praktycznie niezmiennie przy różnych położeniach i wynoszą około 99 dla cewki pierwotnej i około 98 dla cewki wtórnej (rys. 7.5).



Rys. 7.5. Zmierzone dobrocie poszczególnych cewek sprzężonych magnetycznie w funkcji kąta obrotu

Ponieważ konfiguracja cewek jest symetryczna, dlatego w dalszych badaniach nie rozpatrywano już wpływu kąta obrotu cewek. Współczynnik sprzężenia magnetycznego pomiędzy cewkami obliczono następująco:

$$k = \frac{L_+ - L_-}{4\sqrt{L_1 L_2}}, \quad (7.8)$$

gdzie:

$L_+$  - zmierzona indukcyjność połączonych szeregowo cewek sprzężonych magnetycznie w sposób zgodny,

$L_-$  - zmierzona indukcyjność połączonych szeregowo cewek sprzężonych magnetycznie w sposób przeciwny.

Zmierzone indukcyjności  $L_+ = 19,18 \mu\text{H}$  oraz  $L_- = 2,97 \mu\text{H}$  pozwoliły na wyznaczenie współczynnika sprzężenia  $k$ , uzyskując 0,81.

Ze względu na to, że zmierzone wartości różnią się nieco od wcześniej założonych, zgodnie z zależnością (7.7) ponownie obliczono pojemność kondensatora kompensującego  $C_2$ , uzyskując  $1,1 \mu\text{F}$ . Ostatecznie w prototypie zastosowano trzy połączone równolegle kondensatory ceramiczne MLCC – dwa o pojemności  $390 \text{ nF}$  i jeden o pojemności  $330 \text{ nF}$ . Zmierzona pojemność za pomocą miernika LCR CS7602 wyniosła ostatecznie  $1,08 \mu\text{F}$ .

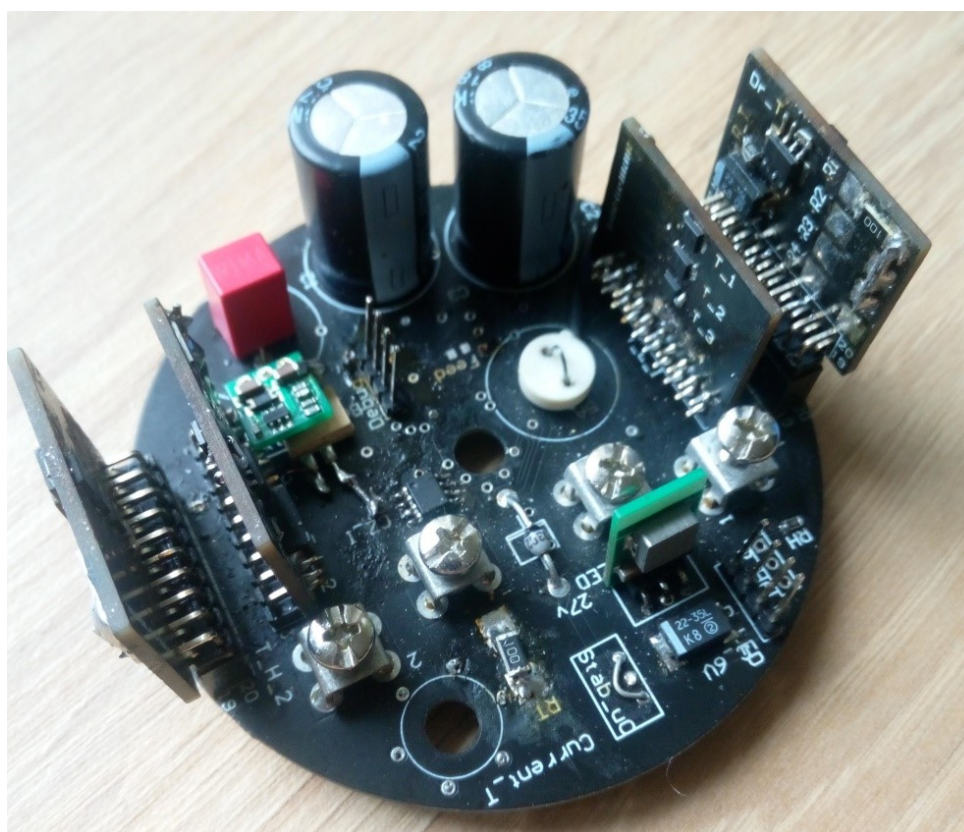
Podsumowując, skonstruowano układ pośredniczący o parametrach w przybliżeniu zgodnych z założeniami (tabela 7.1).

Tabela 7.1. Zestawienie parametrów układu pośredniczącego

Nazwa parametru	Symbol	Założenie	Pomiar
Indukcyjność własna cewki pierwotnej	$L_1$	3,66 $\mu\text{H}$	4,09 $\mu\text{H}$
Dobroć cewki pierwotnej	$Q_1$	100	99
Indukcyjność własna cewki wtórnej	$L_2$	5,73 $\mu\text{H}$	6,06 $\mu\text{H}$
Dobroć cewki wtórnej	$Q_2$	100	98
Współczynnik sprzężenia magnetycznego	$k$	0,80	0,81
Pojemność kondensatora po stronie wtórnej	$C_2$	1,10 $\mu\text{F}$	1,08 $\mu\text{F}$

## 7.2. Falownik

Wcześniej opracowane prototypy nie uzyskiwały wysokich sprawności – testowano różne właściwości, niekoniecznie kierując się uzyskaniem jak najwyższej sprawności. Projektując przedstawiany prototyp starano się zminimalizować jego straty mocy i tym samym zwiększyć sprawność.

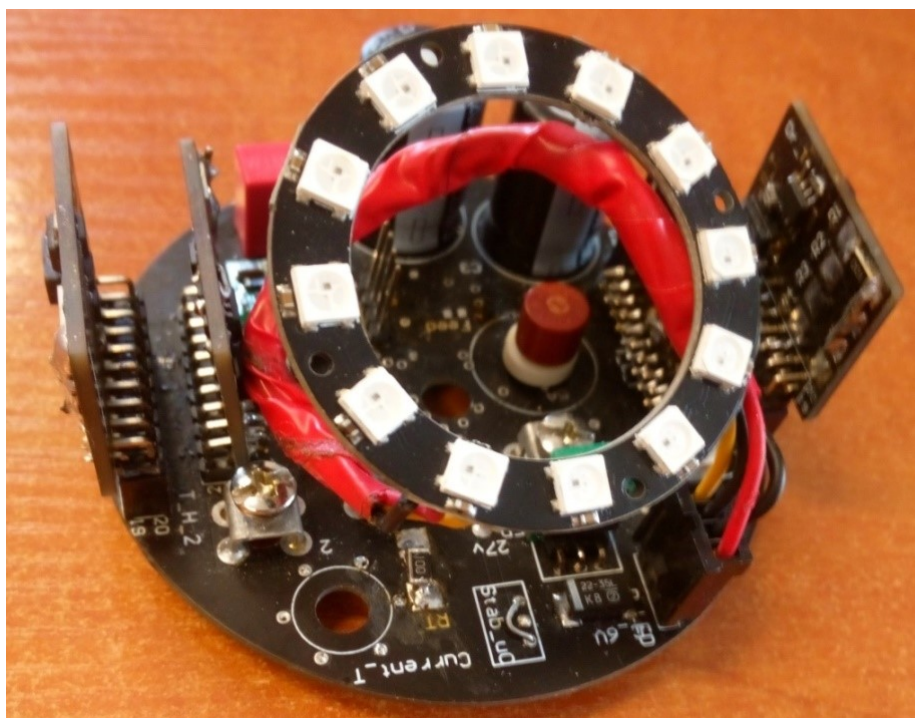


Rys. 7.6. Widok falownika

Zaprojektowany i wykonany falownik widoczny jest na rysunku 7.6. Jego układ sterowania został wyposażony w mikrokontroler serii XMC1302 (Infineon), będący rekomendowanym układem do przekształtników energoelektronicznych pracujących z częstotliwościami rzędu setek kiloherców i z wbudowanym

generatorem kwarcowym 16 MHz oraz wieloma dostępnymi peryferiami. Steruje on czterema sterownikami bramkowymi w układzie „boot-strap”. Jako sterowniki bramkowe wybrano układy IXD\_614 ze względu na ich możliwy duży chwilowy prąd wyjściowy (14 A). Sterowniki zasilone są z jednej przetwornicy obniżającej napięcie z wartości 24 V do 15 V. Falownik zbudowano jako układ pełnego mostka. Każdy element przełączający stanowią połączone równolegle trzy tranzystory MOSFET typu AON7502 ( $V_{DS} = 30 V, I_D = 30 A, R_{DS(ON)} = 4,7 m\Omega$ ) z dodatkowym, przyłączonym równolegle kondensatorem o pojemności 10 nF, który spowalnia zmiany napięcia wyjściowego falownika. Połączenie równoległe tranzystorów zmniejsza ich straty mocy oraz obniża temperaturę pracy.

Falownik zawiera układ pomiaru prądu pobieranego, bazujący na układzie ACS712. Wyposażono go w prosty wyświetlacz, wykorzystujący 12 „adresowanych” diod LED typu WS2812B (rys. 7.7). Pozwala to na wyświetlanie orientacyjnej wartości prądu pobieranego, co przy stabilizowanym napięciu zasilania oznacza informację o mocy pobieranej. Świecenie wszystkich diod oznacza obciążenie znamionowe (100%), natomiast aktywacja 6 diod odpowiada prądowi i mocy na poziomie 50%.



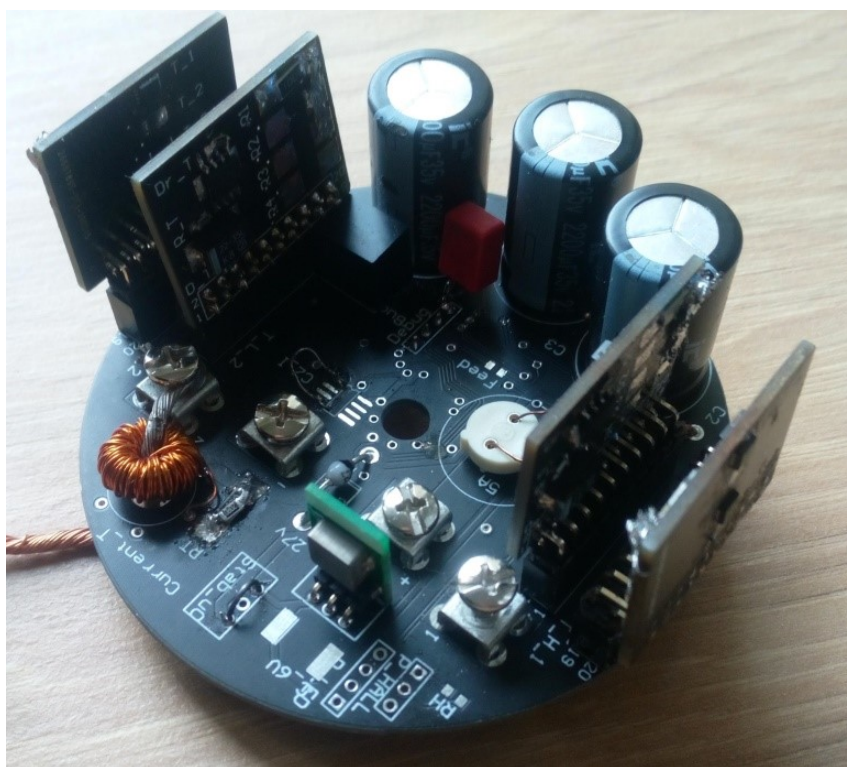
Rys. 7.7. Widok falownika z wyświetlaczem

Falownik dodatkowo wyposażono w układ kontroli obecności części wtórnej bezprzewodowego przesyłu energii. W tym celu użyto kontaktronu wykrywającego pole magnetyczne magnesów stabilizujących wzajemną pozycję obu części układu. Rozwiązanie to dodatkowo chroni układ przed niekontrolowanym rozłączeniem obu części. Po rozłączeniu blokowane są sygnały sterujące tranzystorami.

Szczegółowy schemat falownika zamieszczono w załączniku B.

### 7.3. Prostownik

Prostownik został wykonany jako mostkowy prostownik synchroniczny. Wybrano ten typ prostownika w celu zminimalizowania strat mocy i konstrukcyjne podobieństwo do falownika – rys. 7.8. Prostownik zbudowano z analogicznych elementów jak falownik (mikrokontrolera, sterowników bramkowych, płytek PCB, złącz). Elementami przełączającymi są również połączone równolegle tranzystory typu AON7502, ale w tym przypadku użyto każdorazowo tylko dwóch takich tranzystorów. Prądy tranzystorów prostownika są mniejsze (około 4 A) w porównaniu z prądami tranzystorów falownika (około 10 A). Nie zastosowano dodatkowych kondensatorów przyłączanych równoległe do tranzystorów.



Rys. 7.8. Widok prostownika

Do realizacji prostownika synchronicznego niezbędny jest pomiar jego prądu wejściowego. Zrealizowano go za pomocą przekładnika prądowego własnej konstrukcji. Dobrano toroidalny rdzeń z materiału K1 firmy EPCOS o wymiarach 10x6x4 mm. Nawinięto na nim symetrycznie 200 zwoi (strona wtórna) i przeciągnięto przez otwór rdzenia przewód zasilający prostownik (strona pierwotna). Strona wtórna obciążona jest rezystorem 10  $\Omega$ , który umieszczono na płytce PCB prostownika. Uzyskano w ten sposób stałą przekładnika prądowego wynoszącą 0,05 V/A. Przekładnik podłączony jest z jednej strony do stabilizowanego napięcia 2,4 V, a z drugiej strony do dwóch analogowych komparatorów będących częścią mikrokontrolera. Komparatory te reagują praktycznie bezzwłocznie (wg noty katalogowej typowy czas propagacji wynosi 25 ns) przy napięciu 2,45 V dla jednej pary tranzystorów i 2,35 V dla drugiej pary tranzystorów. Użyty mikrokontroler ma możliwość programowej regulacji wyżej wymienionych napięć, z którymi to napięciami porównywany jest sygnał doprowadzany do komparatorów. Wartość prądu wejściowego prostownika, przy którym następuje bezpieczne (bez zwarć skrośnych przy przeciążeniu układu) załączenie tranzystorów prostownika synchronicznego wynosi 0,2 A.

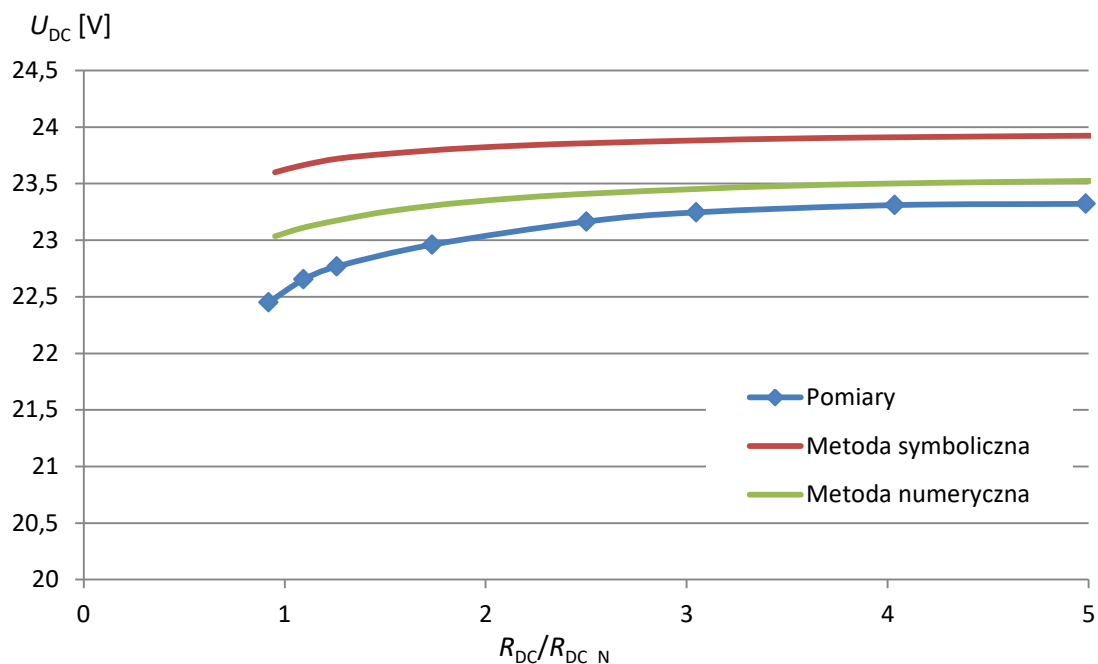
Szczegółowy schemat prostownika zamieszczono w załączniku B.

## 7.4 Wyniki badań

Do rejestracji przebiegów napięć i prądów użyto oscyloskopu Keysight MSOX3104T (szerokość pasma 1 GHz, częstotliwość próbkowania 5 GS/s) z dedykowanymi sondami napięciowymi Keysight N2843A (szerokość pasma 500 MHz) i prądowymi Keysight N2782B (szerokość pasma 50 MHz, maksymalny prąd skuteczny ciągły 30 A). Prototyp zasilono z zasilacza stabilizowanego napięcia stałego, a obciążenie stanowił rezystor suwakowy. Do pomiarów napięć i prądów zasilania i obciążenia użyto uniwersalnych multimetrów Sanwa typu PC7000. Na czas trwania testów unieruchomiono położenie części pierwotnej i wtórnej w celu uzyskania powtarzalnych wyników oraz pozostawiono dłuższe wyprowadzenia cewek dla ułatwienia podłączenia sond pomiarowych.

Teoretyczne (obliczone metodą symboliczną i numeryczną) oraz zmierzone charakterystyki napięcia wyjściowego dla różnych rezystancji obciążenia

przedstawiono na rysunku 7.9. Napięcia wyjściowe układu IPT mieszczą się w założonym przedziale 21,6–26,4 V ( $24\text{ V} \pm 10\%$ ).



Rys. 7.9. Charakterystyki napięcia wyjściowego w funkcji względnej rezystancji obciążenia

Zmierzona charakterystyka napięcia wyjściowego jest zbieżna z charakterystykami wyznaczonymi teoretycznie. Bazują ona na zastępczej rezystancji zmiennoprądowej wynikającej z zachowania mocy wyjściowej. Charakterystyki teoretyczne uwzględniają zmierzone parametry prototypu (tabela 7.1) oraz rezystancje przewodzenia tranzystorów falownika i prostownika (zgodnie z metodą przedstawioną w rozdziale 4). Charakterystyka obliczona metodą symboliczną bardziej odbiega od zmierzonej w porównaniu z charakterystyką obliczoną metodą numeryczną. Zmierzone napięcie wyjściowe dla przesyłanej mocy znamionowej równej 100 W ( $R \approx 5,1\ \Omega$ ) wynosi 22,5 V i jest wyższe od dolnego założonego progu 21,6 V. Z kolei napięcie dla stanu jałowego (bez obciążenia) uzyskuje 23,4 V i jest bardzo zbliżone do nominalnej wartości 24 V. Uzyskane rozbieżności wynikają z dodatkowych straty mocy występujących w przekształtnikach, których nie uwzględniają metody teoretyczne, co dokładniej wyjaśniono dalej.

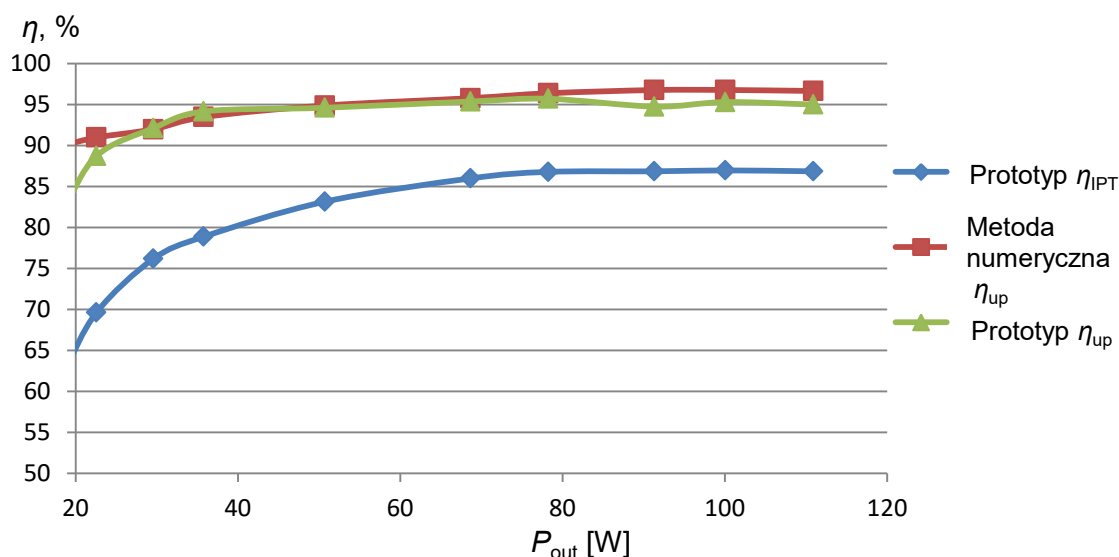
Znaczących różnic nie zaobserwowano względem wartości współczynnika sztywności napięcia:

$$k_{|U|} = \frac{U_{DC}(R_{DC} = R_{DC\_N})}{U_{DC}(R_{DC} \rightarrow \infty)}. \quad (7.9)$$

Jego obliczona wartość dla parametrów zaprojektowanego prototypu przy użyciu metody numerycznej wynosi 0,97. Z kolei wartość współczynnika  $k_{|U|}$  wyznaczona na podstawie pomiaru jest następująca:

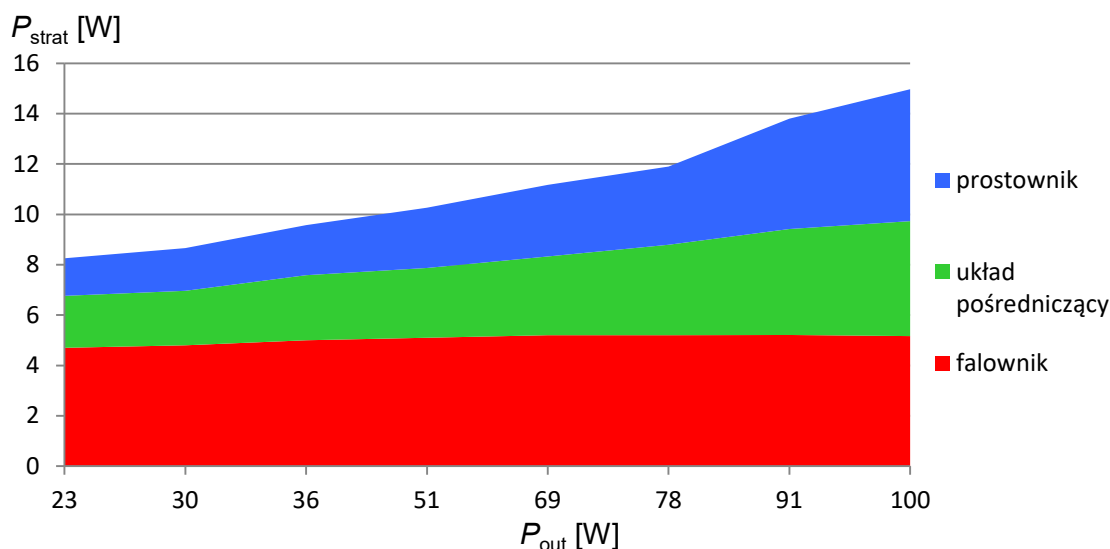
$$k_{|U|} = \frac{22,5 \text{ V}}{23,4 \text{ V}} = 0,96. \quad (7.10)$$

Wspomniane wcześniej dodatkowe straty mocy w przekształtnikach uwidaczniają się w charakterystyce sprawności prototypu zaprezentowanej na rysunku 7.10. Sprawność dla obciążenia znamionowego (100 W) obliczona teoretycznie metodą numeryczną (bez uwzględnienia przekształtników) wynosi 96,8%. Sprawność układu pośredniczącego prototypu  $\eta_{up}$  (1.7) zmierzona za pomocą oscyloskopu dla obciążenia znamionowego wyniosła 95,7%. Sprawność całkowita prototypu  $\eta_{IPT}$  (1.9) jest istotnie mniejsza i bliska 86,9% dla tych samych warunków pracy. Spowodowane to jest sumarycznymi stratami mocy przekształtników, do których zaliczają się również moce zasilania wymaganych układów sterowania i pomiarów. W celu dokładniejszej analizy strat mocy prototypu określono rozkład strat mocy związany z jego poszczególnymi podzespołami – falownikiem, układem pośredniczącym i prostownikiem (rys. 7.11).



Rys. 7.10. Charakterystyki sprawności prototypu w funkcji mocy wyjściowej





Rys. 7.11. Wykres warstwowy strat mocy podzespołów prototypu w funkcji mocy wyjściowej

Zamieszczone na rysunku 7.11 straty mocy mają formę wykresu warstwowego. Kolejne kolorowe warstwy, od dołu do góry, ilustrują straty mocy falownika, układu pośredniczącego i prostownika. Z wykresu łatwo również odczytać sumaryczne straty mocy dla różnych mocy wyjściowych. Do wyznaczenia tych strat wykonano szereg pomiarów oscyloskopowych napięć i prądów oraz wykorzystując wbudowane funkcje matematyczne oscyloskopu dokonano obliczenia mocy wyjściowej falownika i mocy wejściowej prostownika. Dodatkowo wykorzystano pomiary napięć i prądów za pomocą multimetrów po stronach napięcia stałego falownika i prostownika. Na podstawie pomiarów dla obciążenia znamionowego (100 W) stwierdzono, że falownik i prostownik są odpowiedzialne za około 35% strat mocy każdy (około 5 W), a układ pośredniczący za pozostałe za około 30% (około 4 W). Dodatkowo można zauważyć, że straty mocy falownika są w przybliżeniu niezmiennie. Ma to związek z niewielkimi zmianami wartości skutecznej prądu falownika przy zmianach obciążenia. Inaczej jest w przypadku prostownika, którego wartość skuteczna prądu zależy istotnie od aktualnej rezystancji obciążenia.

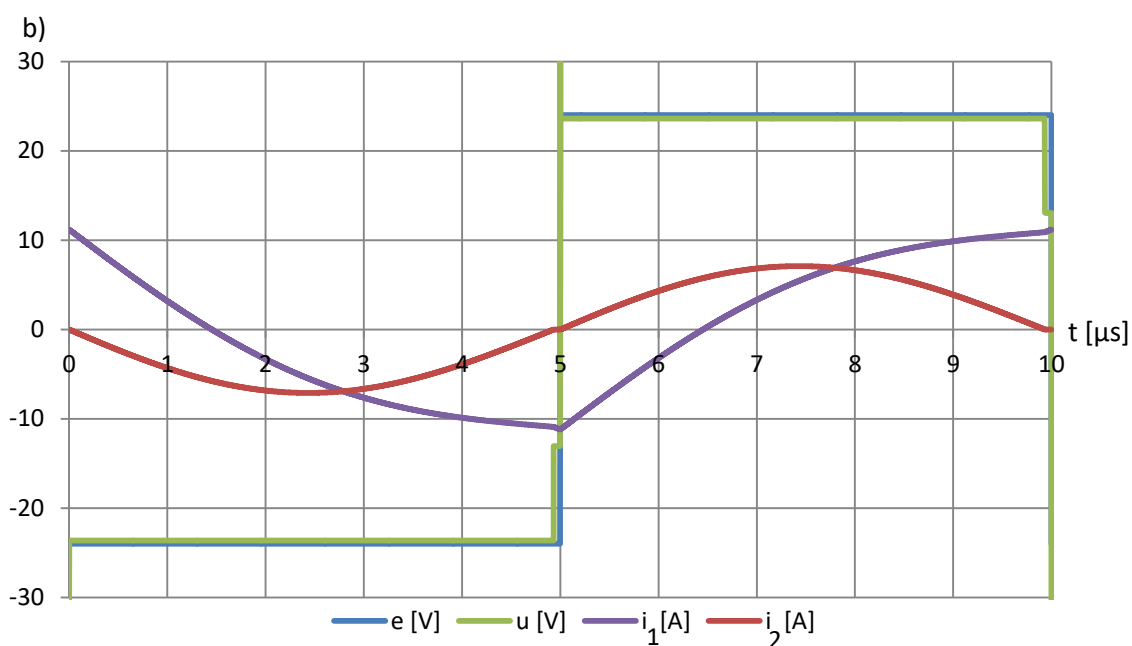
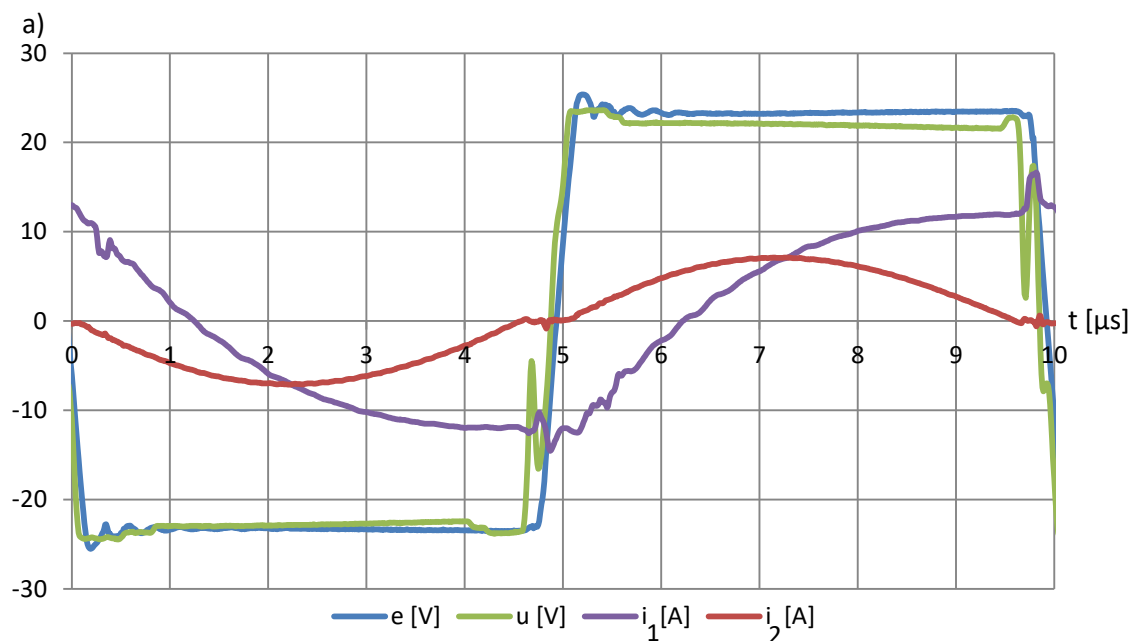
Korzyści płynące z zastosowania prostownika synchronicznego można oszacować następująco. Wartość skuteczna prądu wejściowego prostownika dla obciążenia znamionowego wynosi około 4,5 A. Przyjmując spadek napięcia na przewodzącej parze diod prostownika równy 1,96 V (np. MUR1610CTG firmy ON Semiconductors -  $U_F = 0,98$  V,  $I_{FAV} = 8$  A [88]), straty mocy uzyskują wartość

7,9 W. Prostownik synchroniczny pozwala ograniczyć te straty do około 5 W, czyli zredukować je o około 37%.

Jednym z założeń rozprawy było spełnienie warunku, że straty mocy prototypu w całym zakresie pracy nie przekraczają strat mocy dla obciążenia znamionowego. Potwierdzeniem tego jest wykres strat mocy przedstawiona na rysunku 7.11. Całkowite straty mocy prototypu i jego poszczególnych podzespołów są największe w stanie znamionowym.

Przedstawione wyniki badań ilościowych są wystarczające, aby potwierdzić skuteczność i poprawność zaproponowanej metody projektowania układów IPT o sztywnym napięciu wyjściowym, zgodnie z przyjętymi założeniami rozprawy. Dodatkowo przeprowadzono analizę jakościową, ilustrując m.in. występowanie przypadków nieprzewodzenia prostownika.

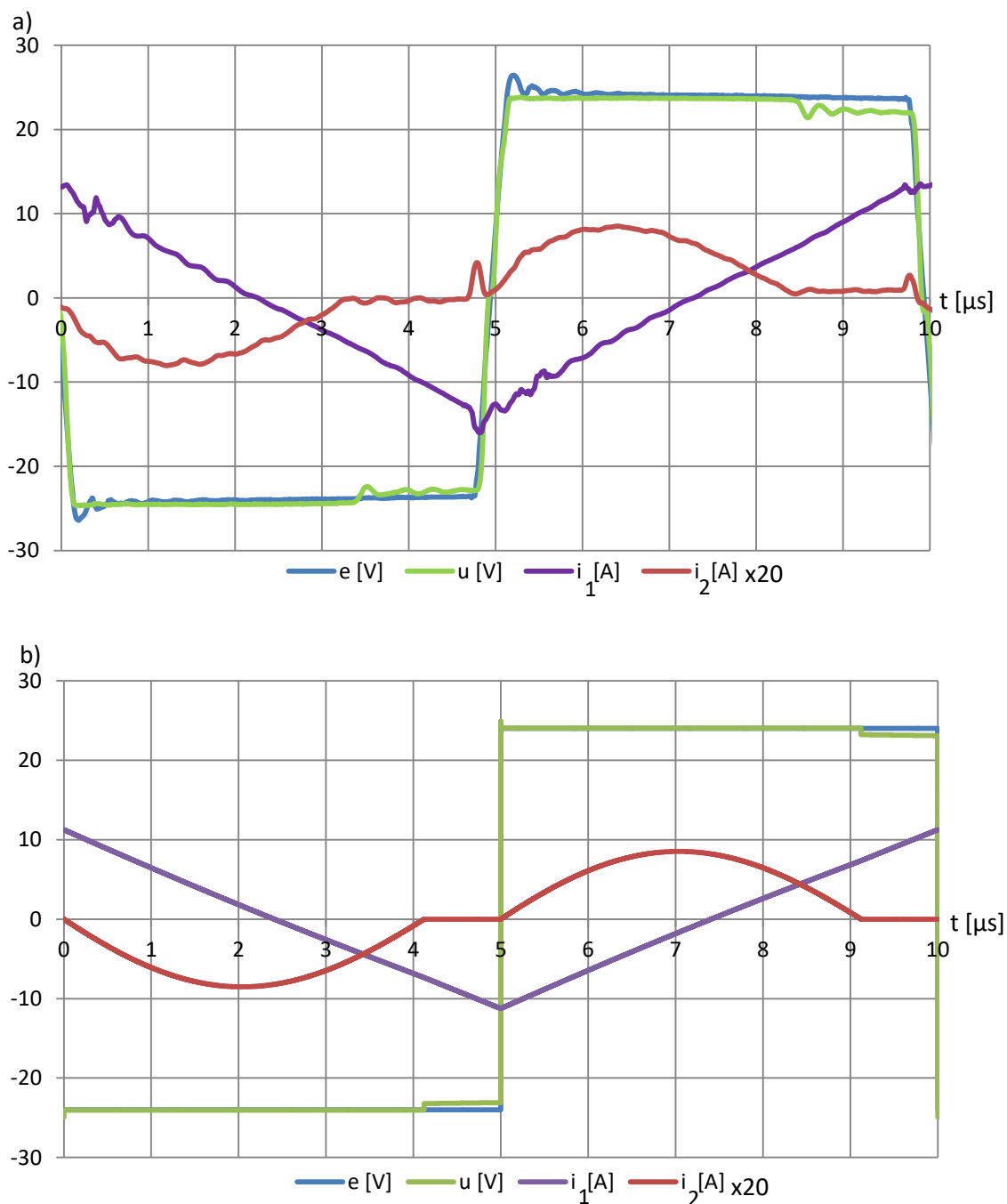
Przykładowe wyniki pomiarów oscyloskopowych dla mocy wyjściowej 100 W zamieszczono na rys. 7.12.a. Są one zauważalnie zniekształcone ze względu na oscylacje spowodowane pojemnościami pasożytniczymi tranzystorów MOSFET oraz indukcyjnościami połączeń. Zostały one częściowo zredukowane dzięki zmniejszeniu stromości napięcia wyjściowego falownika poprzez dołączenie dodatkowych kondensatorów równolegle do tranzystorów. Obserwując przebieg napięcia na wejściu prostownika, bezpośrednio po jego skokowej zmianie widoczna jest redukcja spadku napięcia na „diodach” związana z pracą synchroniczną. Wprowadzone opóźnienie przy załączaniu i nieco przedwczesne wyłączenie tranzystorów wynika z zapewnienia bezpiecznych warunków pracy prostownika – wyeliminowanie potencjalnych zwarć skrośnych. Przedziały czasu, dla których prostownik synchroniczny pracuje jak zwykły prostownik diodowy można programowo dostroić poprzez odpowiednią zmianę napięć na komparatorach, znajdujących się w układzie sterowania.



Rys. 7.12. Przebiegi napięć i prądów dla obciążenia znamionowego (napięcia wyjściowe falownika  $e$  i wejściowe prostownika  $u$  oraz prądy falownika  $i_1$  i prostownika  $i_2$ ): a) prototyp, b) metoda numeryczna

Jak można zaobserwować poszczególne przebiegi napięć i prądów zmierzone dla prototypu są zgodne z wynikami teoretycznymi obliczonymi metodą numeryczną w rozdziale 6 i dodatkowo przedstawionymi na rysunku 7.12.b. Napięcia i prądy w najbardziej charakterystycznych punktach (np. połowa okresu, maksymalna wartość prądu  $i_2$ ) przyjmują podobne wartości. Nieznaczne różnice pomiędzy przebiegami występują w odniesieniu do zauważalnego w pomiarach

przedziału nieciągłości prądu prostownika oraz uwidaczniających się oscylacji pasożytniczych. Różnice te spowodowane są spowolnieniem komutacji w falowniku poprzez dodanie kondensatorów równoległych do tranzystorów, co korzystnie redukuje oscylacje związane z parametrami pasożytniczymi. Ma to również niewielki związek z czasami martwymi wprowadzonymi w sterowaniu tranzystorami falownika.



Rys. 7.13. Przebiegi napięć i prądów dla 20-krotnie zwiększonej rezystancji obciążenia (napięcia wyjściowe falownika  $e$  i wejściowe prostownika  $u$  oraz prądy falownika  $i_1$  i prostownika  $i_2$ ): a) prototyp, b) metoda numeryczna

Kolejne zarejestrowane przebiegi oscyloskopowe uzyskano po 20-krotnym zwiększeniu rezystancji obciążenia (rys. 7.13.a). Przebieg prądu prostownika został wzmocniony 20-krotnie. Jak można zaobserwować uzyskuje się tylko jeden przypadek SNP (stanu nieprzewodzenia prostownika). Ponieważ dla tak małego obciążenia napięcie podane na komparatory w układzie sterowania jest zbyt niskie w stosunku do ustawionego poziomu, dlatego prostownik pracuje wyłącznie jak zwykły prostownik diodowy. Również w tym przypadku widoczne są oscylacje związane z występowaniem parametrów pasożytniczych. Zmierzone przebiegi są zbieżne z przebiegami przedstawionymi w rozdziale 6 oraz załączonymi na rysunku 7.13.b. Przypadek SNP, podobnie jak dla przebiegów z rysunku 7.12, trwa nieco krócej dla symulacji.

## 7.5. Podsumowanie

Celem rozprawy było opracowanie prototypu zgodnie z przyjętymi założeniami oraz zaproponowaną metodą projektowania układów IPT. Prototyp zawiera opisane w rozdziale 4 podzespoły – falownik mostkowy, układ pośredniczący oraz synchroniczny prostownik mostkowy. Do budowy przekształtników użyto nowoczesnych elementów. Zastosowano tranzystory MOSFET o małych rezystancjach przewodzenia oraz mikrokontroler dedykowany do przekształtników energoelektronicznych. Układ pośredniczący stanowił największe wyzwanie konstrukcyjne. Ponieważ nie znaleziono gotowych i satysfakcjonujących rdzeni ferrytowych do skonstruowania cewek sprzężonych magnetycznie, dlatego dokonano wymaganych modyfikacji dostępnych rdzeni. Wykonano pomiary parametrów opracowanego układu pośredniczącego i w dalszej kolejności pozostałych parametrów prototypu – tabela 7.1.

Badania opracowanego prototypu miały charakter ilościowy i jakościowy.

Krótkie podsumowanie badań ilościowe stanowi tabela 7.2. Założenia dotyczące prototypu zostały zrealizowane – osiągnięto zaplanowaną moc wyjściową przy zminimalizowanych stratach mocy i zapewnieniu wymaganej sztywności napięcia wyjściowego. Dodatkowo przeprowadzono analizę strat mocy, która potwierdziła zasadność stosowania metody numerycznej i związanej z nią metody projektowania układów IPT.

Tabela 7.2. Zestawienie parametrów prototypu ( $E = 24 \text{ V}$ ,  $P_{out} = 100 \text{ W}$ ,  $f = 100 \text{ kHz}$ )

Parametr	Symbol	Założenie	Pomiar
Napięcie wyjściowe	$U_{DC}$	21,6 – 26,4 V	22,5 – 23,4 V
Współczynnik sztywności napięcia	$k_{ U }$	0,97	0,96
Sprawność układu pośredniczącego	$\eta_{up}$	96,8%	95,7%

W ramach badań jakościowych porównano wybrane przebiegi zmierzone za pomocą oscyloskopu i obliczone za pomocą metody numerycznej. Uzyskano zadawalającą zgodność w tym zakresie. Pomiary uwidocznily występowanie oscylacji pasożytniczych, których nie uwzględnia metoda numeryczna. Nie umniejsza to jednak istotnie użyteczności zastosowanej metody numerycznej i bazującej na niej metody projektowania.

## 8. Wnioski

W ramach rozpraw udowodniono tezę:

*Możliwe jest konstruowanie prostych układów bezprzewodowego przesyłu energii elektrycznej z silnym sprzężeniu magnetycznym, które bez zastosowania sprzężeń zwrotnych zapewniają znaczną sztywność napięcia wyjściowego.*

Poprawność tezy wykazano realizując cel główny oraz związane z nim cele szczegółowe. Dokonano wnikliwej analizy właściwości rozważanych układów, wykorzystując metodę symboliczną i numeryczną. Na tej podstawie stworzono metodę projektowania prostych układów bezprzewodowego przesyłu energii elektrycznej z silnym sprzężeniu magnetycznym i sztywnym napięciu wyjściowym o zminimalizowanych stratach mocy. Dla weryfikacji koncepcji zaprojektowano, skonstruowano i przebadano wykonany prototyp. Uzupełnieniem badań prezentowanych w rozprawie doktorskiej są również następujące publikacje autora: [72], [73] i [74].

Przebadano możliwości układów pośredniczących do realizacji celów w ramach rozprawy. Systematycznie przedyskutowano właściwości wybranych układów pośredniczących (nieskompensowanego i skompensowanego) o topologii szeregowo-szeregowej (S-S). Wykazano, że wystarczające jest zastosowanie jedynie szeregowej kompensacji po stronie wtórnej, charakteryzujące się minimalizacją strat mocy, sztywnością napięcia wyjściowego i prostotą. Jednocześnie potwierdzono, że dla tego przypadku występują korzystne warunki komutacji tranzystorów falownika – przełączanie przy zerowym napięciu ze względu na indukcyjny charakter obciążenia.

Opracowane metody symboliczna i numeryczna zastosowane do analizy właściwości układu S-S okazały się wystarczające. Zostały one zastosowane w metodzie projektowania prototypu. Metoda symboliczna w prosty sposób wyjaśnia ideę zaproponowanego rozwiązania oraz umożliwia wstępny dobór optymalnych parametrów układu ze względu na minimalizację strat mocy i wymaganą sztywność napięcia wyjściowego. Z kolei metoda numeryczna służy do dokładniejszych badań wpływu przekształtników na właściwości układu IPT. Pozwala na określenie wpływu stanu nieprzewodzenia prostownika, którego pominięcie stanowi istotne ograniczenie metody symbolicznej. W szczególności uwidacznia się to w

przypadkach pracy przy większych od znamionowej rezystancjach obciążenia. Innym argumentem przemawiającym za koniecznością stosowania metody numerycznej jest możliwość dokładniejszego wyznaczenia przebiegów napięć i prądów.

W rozprawie określono właściwości proponowanych układów pośredniczących i ich warunki współpracy z przekształtnikami, w szczególności wskazano zakres parametrów rekomendowany ze względu na zasilający mostkowy falownik napięcia, określono liczbę możliwych stanów nieprzewodzenia prostownika, wyjaśniono sposób doboru przekładni kompensującej układu w sposób dowolny oraz optymalny ze względu na sprawność oraz sztywność napięcia wyjściowego. Przedstawione informacje są wystarczające do zrozumienia zjawisk występujących w prezentowanych układach oraz ich poprawnego projektowania.

Zaprezentowano metody projektowania układów pośredniczących nieskompensowanych i skompensowanych o topologii S-S. Dla układów nieskompensowanych przedstawiono ich projektowanie ze względu na zmaksymalizowaną sprawność lub zwiększoną sztywność napięcia. Dla układów skompensowanych opisano metodę projektowania zapewniającą jednocześnie zmaksymalizowaną sprawność oraz sztywność napięcia wyjściowego.

Zaproponowana koncepcja oraz wyniki badań teoretycznych zostały potwierdzone eksperymentalnie. Stworzono prototyp, bazujący na opracowanych metodach oraz spełniający przyjęte założenia. Badania prototypu potwierdziły słuszność zaproponowanych metod oraz przewidywanych właściwości układu IPT. Potwierdzono m.in. występowanie tylko jednego przypadku SNP przy zwiększaniu rezystancji obciążenia. Prototyp zapewnił sztywność napięcia wyjściowego określoną przez współczynnik  $k_{|U|}$  (7.9) na poziomie 0,96, co potwierdziło wartość obliczoną przy użyciu metody numerycznej (0,97). Napięcia wyjściowe dla różnych mocy wyjściowych zostały porównane z wartościami teoretycznymi. Wartość napięcia wyjściowego dla obciążenia znamionowego (100 W) wyniosła 22,1 V, natomiast w stanie jałowym ulegała zwiększeniu do 23,4 V. Sprawność układu pośredniczącego w stanie znamionowym wyznaczona eksperymentalnie wyniosła blisko 96%, potwierdzając przewidywania teoretyczne na bazie metody numerycznej (około 97%). Ze względu na straty w obwodach głównych i konieczność zasilania zastosowanych wewnętrznych układów sterowania i



pomiarów przekształtników sprawność całkowita prototypu była niższa, na poziomie 87%.

Do najważniejszych osiągnięć autora związanych z tematyką rozprawy należy zaliczyć:

- przeprowadzenie usystematyzowanej analizy wszystkich możliwych przypadków uzyskania sztywnego napięcia wyjściowego w układach pośredniczących o topologii S-S,
- opracowanie dwóch metod opisu badanych układów (symbolicznej i numerycznej). Szczególnie istotna jest oryginalna metoda numeryczna, która w sposób dokładniejszy odzwierciedla wpływ nieliniowych przekształtników po stronie zasilania i obciążenia,
- określenie właściwości układów IPT o sztywnym napięciu wyjściowym. Opisy występujące w literaturze w tym zakresie są silnie ograniczone ze względu na stosowanie opisu bazującego jedynie na podstawowej harmonicznej,
- stworzenie metody projektowania rozważanych układów, która zapewnia uzyskanie parametrów optymalnych ze względu na sprawność i sztywność napięcia wyjściowego,
- zweryfikowanie koncepcji na podstawie badań laboratoryjnych skonstruowanego prototypu o napięciu wyjściowym 24 V, mocy wyjściowej 100 W, częstotliwości pracy 100 kHz oraz sprawności całkowitej 87%.

Dalsze badania, zdaniem autora, powinny się skupić na innych układach dopasowujących pozwalających uzyskać sztywność prądu (np. topologia P-P) oraz na skompensowanych układach dopasowujących, które zapewniają sztywność napięcia ze słabszym sprzężeniem magnetycznym.

## Bibliografia

- [1] P. J. Paul, R. S. D. Tutu, W. K. Richards, i V. M. Jerome, „Project power shoe: Piezoelectric wireless power transfer — A mobile charging technique”, w *2015 IEEE Global Humanitarian Technology Conference (GHTC)*, Seattle, WA, USA, paź. 2015, s. 334–339. doi: 10.1109/GHTC.2015.7343993.
- [2] „an-1017.pdf”. <https://www.infineon.com/dgdl/an-1017.pdf?fileId=5546d462533600a401535590ed370f60> (dostęp 23 wrzesień 2019).
- [3] R. Sedehi, D. Budgett, A. P. Hu, i D. McCormick, „Effects of Conductive Tissue on Capacitive Wireless Power Transfer”, w *2018 IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies: Wireless Power Transfer (Wow)*, Montréal, QC, cze. 2018, s. 1–5. doi: 10.1109/WoW.2018.8450662.
- [4] K. Frania, „Analiza właściwości cewek w zastosowaniu do bezprzewodowego przesyłu energii elektrycznej ze względu na maksymalizację sprawności”, *ELECTROTECHNICAL REVIEW*, t. 1, nr 3, s. 244–249, marzec 2017, doi: 10.15199/48.2017.03.54.
- [5] N. Hatchavanich, A. Sangswang, i M. Konghirun, „Operational Region of Novel Multi-Coil Series-Series Compensation in Wireless Power Transfer System for Electric Vehicle Applications”, w *2019 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, Sapporo, Japan, maj 2019, s. 1–5. doi: 10.1109/ISCAS.2019.8702305.
- [6] S. Bolkowski, *Teoria obwodów elektrycznych*. Warszawa: Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, 2012.
- [7] A. M. Plamitzer i Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, *Maszyny elektryczne*. Warszawa: Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, 1986.
- [8] „Radio Regulations - Articles”.
- [9] Tomasz Cieśla, *Układ do bezprzewodowej transmisji energii elektrycznej*. Gliwice, 2012.
- [10] Tomasz Cieśla, Zbigniew Kaczmarczyk, Bogusław Grzesik, i Mariusz Stępień, „Obwody do Bezprzewodowego Przesyłu Energii Elektrycznej”, *ELEKTRYKA*, t. Zeszyt 4, nr 212, s. 135–149, 2009.
- [11] Jan Mućko, *Tranzystorowe falowniki napięcia z szeregowymi obwodami rezonansowymi*. Wydawnictwa Uczelniane Uniwersytetu Technologiczno-Przyrodniczego, 2011.
- [12] J. Garnica, R. A. Chinga, i J. Lin, „Wireless Power Transmission: From Far Field to Near Field”, *Proc. IEEE*, t. 101, nr 6, s. 1321–1331, czerwiec 2013, doi: 10.1109/JPROC.2013.2251411.
- [13] W. Zhang i C. C. Mi, „Compensation Topologies of High-Power Wireless Power Transfer Systems”, *IEEE Trans. Veh. Technol.*, t. 65, nr 6, s. 4768–4778, czerwiec 2016, doi: 10.1109/TVT.2015.2454292.
- [14] S. Y. R. Hui, „Magnetic Resonance for Wireless Power Transfer [A Look Back]”, *IEEE Power Electron. Mag.*, t. 3, nr 1, s. 14–31, marzec 2016, doi: 10.1109/MPPEL.2015.2510441.
- [15] N. Tesla, „Apparatus for transmitting electrical energy”. 1914.

- [16] N. Tesla, „The true wireless”. *Electrical Experimenter*, 1919.
- [17] J. Dai i D. C. Ludois, „A Survey of Wireless Power Transfer and a Critical Comparison of Inductive and Capacitive Coupling for Small Gap Applications”, *IEEE Trans. Power Electron.*, t. 30, nr 11, s. 6017–6029, listopad 2015, doi: 10.1109/TPEL.2015.2415253.
- [18] I. Adam, K. A. Kadir, S. Khan, A. Nurashikin, i H. Mansor, „Inductive resonant power transfer and topology consideration”, w *2017 IEEE 3rd International Conference on Engineering Technologies and Social Sciences (ICETSS)*, Bangkok, sie. 2017, s. 1–5. doi: 10.1109/ICETSS.2017.8324197.
- [19] Dukju Ahn i Songcheol Hong, „Wireless Power Transmission With Self-Regulated Output Voltage for Biomedical Implant”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, t. 61, nr 5, s. 2225–2235, maj 2014, doi: 10.1109/TIE.2013.2273472.
- [20] D. Patil, M. Sirico, L. Gu, i B. Fahimi, „Maximum efficiency tracking in wireless power transfer for battery charger: Phase shift and frequency control”, w *2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Milwaukee, WI, USA, wrz. 2016, s. 1–8. doi: 10.1109/ECCE.2016.7855234.
- [21] Wei Zhang, Siu-Chung Wong, C. K. Tse, i Qianhong Chen, „Load-Independent Duality of Current and Voltage Outputs of a Series- or Parallel-Compensated Inductive Power Transfer Converter With Optimized Efficiency”, *IEEE J. Emerg. Sel. Topics Power Electron.*, t. 3, nr 1, s. 137–146, marzec 2015, doi: 10.1109/JESTPE.2014.2348558.
- [22] B. Liu, Q. Wang, i P. Xu, „The calculations and simulations of the upper limitation of transmission power in WPT”, w *2017 IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies: Wireless Power Transfer (WoW)*, Chongqing, China, maj 2017, s. 1–3. doi: 10.1109/WoW.2017.7959408.
- [23] J.-H. Lu, W.-J. Li, B. Li, i G.-R. Zhu, „Variable Compensation Network for Achieving Constant Current or Voltage Output in IPT System”, w *2016 International Conference on Industrial Informatics - Computing Technology, Intelligent Technology, Industrial Information Integration (ICIICII)*, Wuhan, China, grudz. 2016, s. 14–17. doi: 10.1109/ICIICII.2016.0015.
- [24] Huanmin Wang, Hui Zhang, i Yanting Lei, „Analysis on wireless charging circuit characteristic under the hybrid compensation topology”, w *2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia)*, Hefei, China, maj 2016, s. 2450–2454. doi: 10.1109/IPEMC.2016.7512682.
- [25] W. Zhang, S.-C. Wong, C. K. Tse, i Q. Chen, „Analysis and Comparison of Secondary Series- and Parallel-Compensated Inductive Power Transfer Systems Operating for Optimal Efficiency and Load-Independent Voltage-Transfer Ratio”, *IEEE Trans. Power Electron.*, t. 29, nr 6, s. 2979–2990, czerwiec 2014, doi: 10.1109/TPEL.2013.2273364.
- [26] A. Costanzo i in., „Conditions for a Load-Independent Operating Regime in Resonant Inductive WPT”, *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.*, t. 65, nr 4, s. 1066–1076, kwiecień 2017, doi: 10.1109/TMTT.2017.2669987.
- [27] A. Kuperman, „Compensation Capacitors Sizing for Achieving Arbitrary Load-Independent Voltage Gain in Series-Series Compensated Inductive WPT Link operating at Fixed Frequency”, *IEEE Trans. Power Delivery*, s. 1–1, 2020, doi: 10.1109/TPWRD.2020.2995117.
- [28] Y. Frechter i A. Kuperman, „Output Voltage Range of a Power-Loaded Series-Series Compensated Inductive Wireless Power Transfer Link Operating in

- Load-Independent Regime”, *IEEE Trans. Power Electron.*, t. 35, nr 6, s. 6586–6593, czerwiec 2020, doi: 10.1109/TPEL.2019.2953200.
- [29] D. Baimel, M. Mellincovsky, M. Sitbon, Y. Darhovsky, i A. Kuperman, „Modeling and Analysis of Non-Series Compensation for Inductive Wireless Power Transfer Links”, w *2020 IEEE 29th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, Delft, Netherlands, cze. 2020, s. 1623–1627. doi: 10.1109/ISIE45063.2020.9152534.
- [30] J. Kim *i in.*, „Coil Design and Shielding Methods for a Magnetic Resonant Wireless Power Transfer System”, *Proc. IEEE*, t. 101, nr 6, s. 1332–1342, czerwiec 2013, doi: 10.1109/JPROC.2013.2247551.
- [31] H. Kim *i in.*, „Coil Design and Measurements of Automotive Magnetic Resonant Wireless Charging System for High-Efficiency and Low Magnetic Field Leakage”, *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.*, s. 1–18, 2016, doi: 10.1109/TMTT.2015.2513394.
- [32] K. Chen i Z. Zhao, „Analysis of the Double-Layer Printed Spiral Coil for Wireless Power Transfer”, *IEEE J. Emerg. Sel. Topics Power Electron.*, t. 1, nr 2, s. 114–121, czerwiec 2013, doi: 10.1109/JESTPE.2013.2272696.
- [33] PCIM Europe (Conference), Mesago Messe Frankfurt GmbH, i Institute of Electrical and Electronics Engineers, *PCIM Europe 2018; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management: 5-7 June 2018*. 2018. Dostęp: 4 październik 2019. [Online]. Dostępne na: <http://ieeexplore.ieee.org/servlet/opac?punumber=8402798>
- [34] S. Samanta i A. K. Rathore, „A New Current-Fed CLC Transmitter and LC Receiver Topology for Inductive Wireless Power Transfer Application: Analysis, Design, and Experimental Results”, *IEEE Trans. Transp. Electrific.*, t. 1, nr 4, s. 357–368, grudzień 2015, doi: 10.1109/TTE.2015.2480536.
- [35] X. Qu *i in.*, „Wide Design Range of Constant Output Current Using Double-Sided LC Compensation Circuits for Inductive-Power-Transfer Applications”, *IEEE Trans. Power Electron.*, t. 34, nr 3, s. 2364–2374, marzec 2019, doi: 10.1109/TPEL.2018.2839769.
- [36] S. Varikkottil i J. L. Febin Daya, „High-gain LCL architecture based IPT system for wireless charging of EV”, *IET Power Electronics*, t. 12, nr 2, s. 195–203, luty 2019, doi: 10.1049/iet-pel.2018.5569.
- [37] S. Li, W. Li, J. Deng, T. D. Nguyen, i C. C. Mi, „A Double-Sided LCC Compensation Network and Its Tuning Method for Wireless Power Transfer”, *IEEE Trans. Veh. Technol.*, t. 64, nr 6, s. 2261–2273, czerwiec 2015, doi: 10.1109/TVT.2014.2347006.
- [38] W. Li, H. Zhao, S. Li, J. Deng, T. Kan, i C. C. Mi, „Integrated LCC Compensation Topology for Wireless Charger in Electric and Plug-in Electric Vehicles”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, t. 62, nr 7, s. 4215–4225, lipiec 2015, doi: 10.1109/TIE.2014.2384003.
- [39] T. Kan, T.-D. Nguyen, J. C. White, R. K. Malhan, i C. C. Mi, „A New Integration Method for an Electric Vehicle Wireless Charging System Using LCC Compensation Topology: Analysis and Design”, *IEEE Trans. Power Electron.*, t. 32, nr 2, s. 1638–1650, luty 2017, doi: 10.1109/TPEL.2016.2552060.
- [40] Y. Zhang, Z. Yan, T. Kan, Y. Liu, i C. C. Mi, „Modelling and analysis of the distortion of strongly-coupled wireless power transfer systems with SS and

- LCC–LCC compensations”, *IET Power Electronics*, t. 12, nr 6, s. 1321–1328, maj 2019, doi: 10.1049/iet-pel.2018.5542.
- [41] Sizhao Lu, Xiaoting Deng, Wenbin Shu, Xiaochao Wei, i Siqi Li, „A New ZVS Tuning Method for Double-Sided LCC Compensated Wireless Power Transfer System”, *Energies*, t. 11, nr 2, s. 307, luty 2018, doi: 10.3390/en11020307.
- [42] C. Cai *i in.*, „Design and Optimization of Load-Independent Magnetic Resonant Wireless Charging System for Electric Vehicles”, *IEEE Access*, t. 6, s. 17264–17274, 2018, doi: 10.1109/ACCESS.2018.2810128.
- [43] Y. Wang, W. Liu, i Y. Huangfu, „A Primary-Sided CLC Compensated Wireless Power Transfer System Based on the Class D Amplifier”, w *IECON 2018 - 44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Washington, DC, paź. 2018, s. 943–947. doi: 10.1109/IECON.2018.8591707.
- [44] S. Sasikumar, Department of Electrical and Electronics Engineering, Amrita School of Engineering, Bengaluru, Amrita Vishwa Vidyapeetham, India, K. Deepa, i Department of Electrical and Electronics Engineering, Amrita School of Engineering, Bengaluru, Amrita Vishwa Vidyapeetham, India, „LCL Topology Based Single Stage BoostRectifier Topology for Wireless EV Charging”, *JGE*, t. 8, nr 4, s. 573–596, 2018, doi: 10.13052/jge1904-4720.845.
- [45] S. Moon, B.-C. Kim, S.-Y. Cho, C.-H. Ahn, i G.-W. Moon, „Analysis and Design of a Wireless Power Transfer System With an Intermediate Coil for High Efficiency”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, t. 61, nr 11, s. 5861–5870, listopad 2014, doi: 10.1109/TIE.2014.2301762.
- [46] Q. Zhu, L. Wang, i C. Liao, „Compensate Capacitor Optimization for Kilowatt-Level Magnetically Resonant Wireless Charging System”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, t. 61, nr 12, s. 6758–6768, grudzień 2014, doi: 10.1109/TIE.2014.2321349.
- [47] Y.-G. Su, L. Chen, X.-Y. Wu, A. P. Hu, C.-S. Tang, i X. Dai, „Load and Mutual Inductance Identification From the Primary Side of Inductive Power Transfer System With Parallel-Tuned Secondary Power Pickup”, *IEEE Trans. Power Electron.*, t. 33, nr 11, s. 9952–9962, listopad 2018, doi: 10.1109/TPEL.2018.2793854.
- [48] C. Jiang, K. T. Chau, C. Liu, i C. H. T. Lee, „An Overview of Resonant Circuits for Wireless Power Transfer”, *Energies*, t. 10, nr 7, s. 894, czerwiec 2017, doi: 10.3390/en10070894.
- [49] M. K. Uddin, G. Ramasamy, S. Mekhilef, K. Ramar, i Y.-C. Lau, „A review on high frequency resonant inverter technologies for wireless power transfer using magnetic resonance coupling”, w *2014 IEEE Conference on Energy Conversion (CENCON)*, Johor Bahru, Malaysia, paź. 2014, s. 412–417. doi: 10.1109/CENCON.2014.6967539.
- [50] Y. Nakakohara *i in.*, „A 13.56 MHz wireless power transmission systems with enhancement-mode GaN high electron mobility transistors”, w *2013 IEEE International Meeting for Future of Electron Devices*, Kansai, Suita, Japan, cze. 2013, s. 120–121. doi: 10.1109/IMFEDK.2013.6602268.
- [51] S. Aldhaher, P. C.-K. Luk, i J. F. Whidborne, „Electronic Tuning of Misaligned Coils in Wireless Power Transfer Systems”, *IEEE Trans. Power Electron.*, t. 29, nr 11, s. 5975–5982, listopad 2014, doi: 10.1109/TPEL.2014.2297993.
- [52] S. Aldhaher, P. C.-K. Luk, A. Bati, i J. F. Whidborne, „Wireless Power Transfer Using Class E Inverter With Saturable DC-Feed Inductor”, *IEEE Trans. on Ind.*

- Applicat.*, t. 50, nr 4, s. 2710–2718, lipiec 2014, doi: 10.1109/TIA.2014.2300200.
- [53] S. Aldhaher, P. D. Mitcheson, i D. C. Yates, „Load-independent Class EF inverters for inductive wireless power transfer”, w *2016 IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC)*, Aveiro, Portugal, maj 2016, s. 1–4. doi: 10.1109/WPT.2016.7498864.
- [54] C. Florian, F. Mastri, R. P. Paganelli, D. Masotti, i A. Costanzo, „Theoretical and Numerical Design of a Wireless Power Transmission Link With GaN-Based Transmitter and Adaptive Receiver”, *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.*, t. 62, nr 4, s. 931–946, kwiecień 2014, doi: 10.1109/TMTT.2014.2303949.
- [55] H. Li, K. Wang, J. Fang, i Y. Tang, „Pulse Density Modulated ZVS Full-Bridge Converters for Wireless Power Transfer Systems”, *IEEE Trans. Power Electron.*, t. 34, nr 1, s. 369–377, styczeń 2019, doi: 10.1109/TPEL.2018.2812213.
- [56] S. Samanta, A. K. Rathore, i D. J. Thrimawithana, „Bidirectional Current-Fed Half-Bridge (C) (LC)–(LC) Configuration for Inductive Wireless Power Transfer System”, *IEEE Trans. on Ind. Applicat.*, t. 53, nr 4, s. 4053–4062, lipiec 2017, doi: 10.1109/TIA.2017.2682793.
- [57] S. Samanta i A. K. Rathore, „Bidirectional wireless power transfer topology using current-fed half bridge CLC transmitter LC receiver configuration for medium power applications”, w *2016 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, Portland, OR, USA, paź. 2016, s. 1–8. doi: 10.1109/IAS.2016.7731843.
- [58] A. K. Rathore i S. Samanta, „Wireless power transfer technology using full-bridge current-fed topology for medium power applications”, *IET Power Electronics*, t. 9, nr 9, s. 1903–1913, lipiec 2016, doi: 10.1049/iet-pel.2015.0775.
- [59] H. L. Li, A. P. Hu, i G. A. Covic, „A Direct AC–AC Converter for Inductive Power-Transfer Systems”, *IEEE Trans. Power Electron.*, t. 27, nr 2, s. 661–668, luty 2012, doi: 10.1109/TPEL.2011.2159397.
- [60] A. S. Haritha i J. K. Jose, „A Reliable Inverter For Wireless Power Transfer Applications”, w *2018 International Conference on Circuits and Systems in Digital Enterprise Technology (ICCSDET)*, Kottayam, India, grudz. 2018, s. 1–5. doi: 10.1109/ICCSDET.2018.8821139.
- [61] G. Kkelis, D. C. Yates, i P. D. Mitcheson, „Comparison of current driven Class-D and Class-E half-wave rectifiers for 6.78 MHz high power IPT applications”, w *2015 IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC)*, Boulder, CO, USA, maj 2015, s. 1–4. doi: 10.1109/WPT.2015.7140166.
- [62] M. Liu, M. Fu, i C. Ma, „Parameter Design for a 6.78-MHz Wireless Power Transfer System Based on Analytical Derivation of Class E Current-Driven Rectifier”, *IEEE Trans. Power Electron.*, t. 31, nr 6, s. 4280–4291, czerwiec 2016, doi: 10.1109/TPEL.2015.2472565.
- [63] L. Rizo, D. Vegas, M. N. Ruiz, R. Marante, L. Cabria, i J. A. Garcia, „Class-E amplifier and rectifier for a wireless link with secure signal and simultaneous power transmission”, w *2016 IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC)*, Aveiro, Portugal, maj 2016, s. 1–3. doi: 10.1109/WPT.2016.7498820.
- [64] S. A. Rotenberg, S. K. Podilchak, P. D. H. Re, C. Mateo-Segura, G. Goussetis, i J. Lee, „Efficient Rectifier for Wireless Power Transmission Systems”, *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.*, t. 68, nr 5, s. 1921–1932, maj 2020, doi: 10.1109/TMTT.2020.2968055.
- [65] T. Nagashima, X. Wei, i H. Sekiya, „Analytical design procedure for resonant inductively coupled wireless power transfer system with class-DE inverter and

- class-E rectifier”, w *2014 IEEE Asia Pacific Conference on Circuits and Systems (APCCAS)*, Ishigaki, Japan, lis. 2014, s. 288–291. doi: 10.1109/APCCAS.2014.7032776.
- [66] M. Fan, L. Shi, Z. Yin, L. Jiang, i F. Zhang, „Improved Pulse Density Modulation for Semi-bridgeless Active Rectifier in Inductive Power Transfer System”, *IEEE Trans. Power Electron.*, t. 34, nr 6, s. 5893–5902, czerwiec 2019, doi: 10.1109/TPEL.2018.2867902.
- [67] J.-Y. Lee i B.-M. Han, „A Bidirectional Wireless Power Transfer EV Charger Using Self-Resonant PWM”, *IEEE Trans. Power Electron.*, t. 30, nr 4, s. 1784–1787, kwiecień 2015, doi: 10.1109/TPEL.2014.2346255.
- [68] G. K. Y. Ho, Ruiyang Yu, i B. M. H. Pong, „Current driven synchronous rectifier for LLC resonant converter with a novel integrated current transformer”, w *6th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2012)*, Bristol, UK, 2012, s. A62–A62. doi: 10.1049/cp.2012.0216.
- [69] A. Konishi, K. Umetani, i E. Hiraki, „High-frequency Self-Driven Synchronous Rectifier Controller for WPT Systems”, w *2018 International Power Electronics Conference (IPEC-Niigata 2018 -ECCE Asia)*, Niigata, maj 2018, s. 1602–1609. doi: 10.23919/IPEC.2018.8507636.
- [70] T. Diekhans i R. W. De Doncker, „A Dual-Side Controlled Inductive Power Transfer System Optimized for Large Coupling Factor Variations and Partial Load”, *IEEE Trans. Power Electron.*, t. 30, nr 11, s. 6320–6328, listopad 2015, doi: 10.1109/TPEL.2015.2393912.
- [71] M. Pinuela, D. C. Yates, S. Lucyszyn, i P. D. Mitcheson, „Maximizing DC-to-Load Efficiency for Inductive Power Transfer”, *IEEE Trans. Power Electron.*, t. 28, nr 5, s. 2437–2447, maj 2013, doi: 10.1109/TPEL.2012.2215887.
- [72] M. Zellner, „Właściwości układu bezprzewodowego przesyłu energii elektrycznej przy uwzględnieniu odkształceń prądów”, *ELECTROTECHNICAL REVIEW*, t. 1, nr 7, s. 104–111, lipiec 2019, doi: 10.15199/48.2019.07.22.
- [73] Z. Kaczmarczyk i M. Zellner, „Wireless power transfer with almost constant output voltage at variable load”, *ELECTROTECHNICAL REVIEW*, t. 1, nr 7, s. 26–31, lipiec 2020, doi: 10.15199/48.2020.07.05.
- [74] Z. Kaczmarczyk, M. Zellner, i P. Legutko, „WPT systems with almost constant output voltage – method design including voltage/current distortions”, w *2021 IEEE 19th International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC)*, Gliwice, Poland, kwi. 2021, s. 810–817. doi: 10.1109/PEMC48073.2021.9432525.
- [75] Y. Frechter, S. Kolesnik, i A. Kuperman, „Analysis of Unloaded Resonant Inductive WPT Link”, w *2019 IEEE 2nd Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*, Lviv, Ukraine, lip. 2019, s. 305–309. doi: 10.1109/UKRCON.2019.8879837.
- [76] Y. Frechter, Y. Darhovskiy, i A. Kuperman, „Output Voltage Range of a Resonant Inductive WPT Link Operating in Load Independent Regime”, w *2019 IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies: Wireless Power Transfer (WoW)*, London, United Kingdom, cze. 2019, s. 387–392. doi: 10.1109/WoW45936.2019.9030636.
- [77] Y. Frechter, Y. Darhovskiy, i A. Kuperman, „Practical Issues with Unloaded Resonant Inductive WPT Link Operating in Load-Independent Regime”, w *2019 IEEE International Conference on Microwaves, Antennas, Communications and*

- Electronic Systems (COMCAS)*, Tel-Aviv, Israel, lis. 2019, s. 1–5. doi: 10.1109/COMCAS44984.2019.8958269.
- [78] Y. B. Frechter i A. Kuperman, „On the Minimal Loading of Sensorless Series-Series Compensated Inductive WPT Link Operating at Load Independent Voltage Output Frequency Without Feedback”, *IEEE Access*, t. 8, s. 192517–192526, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.3033021.
- [79] D. Baimel, M. Mellincovsky, M. Sitbon, Y. Darhovsky, i A. Kuperman, „Output Voltage Range of a NS-Compensated Inductive WPTL in Load Independent Regime”, w *2020 IEEE 29th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, Delft, Netherlands, cze. 2020, s. 1628–1632. doi: 10.1109/ISIE45063.2020.9152506.
- [80] D. Baimel, M. Mellincovsky, I. Aharon, Y. Darhovsky, i A. Kuperman, „Output Voltage Range of SN-Compensated Inductive WPT Link Operating in Load Independent Regime”, w *2021 IEEE 19th International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC)*, Gliwice, Poland, kwi. 2021, s. 793–797. doi: 10.1109/PEMC48073.2021.9432597.
- [81] D. Baimel, M. Mellincovsky, M. Sitbon, Y. Darhovsky, i A. Kuperman, „Modified FHA-based Diode Rectifier Representation for SN-Compensated Inductive WPT Links”, w *2021 IEEE 19th International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC)*, Gliwice, Poland, kwi. 2021, s. 788–792. doi: 10.1109/PEMC48073.2021.9432501.
- [82] „ETSI EN 303 417 V1.1.1 (2017-09)”.
- [83] „ETSI TR 103 409 V1.1.1 (2016-10)”.
- [84] L. O. Chua i P.-M. Lin, *Computer-aided analysis of electronic circuits: algorithms and computational techniques*. Englewood Cliffs, N.J: Prentice-Hall, 1975.
- [85] J. Nocedal i S. J. Wright, *Numerical optimization*, 2nd ed. New York: Springer, 2006.
- [86] FERROXCUBE, „Data sheet, 3F3, Material Specification”. sierpień 2008.
- [87] FERROXCUBE, „Data sheet, P66/56, P cores and accessories”. sierpień 2008.
- [88] ON Semiconductors, „Nota katalogowa MUR1620CT/D”.



## Załącznik A

### A.1 Zależności dotyczące rozdziału 5

Rozwiązania równania (5.43) dla sektorów:

Ⓐ

$$\eta_{\text{Ⓐ}} = \frac{k_{\text{R}}R_{\text{DC}}^{\bullet}k^2}{\frac{X_{\text{L2}}^{\bullet}}{Q_{\text{L1}}}\left(\left(\frac{k}{\mu}\right)^2 + \left(\frac{\left(\frac{k}{\mu} - 1\right)}{Q_2} + \frac{1}{Q_{\text{L2}}} + \frac{k_{\text{R}}R_{\text{DC}}^{\bullet}}{X_{\text{L2}}^{\bullet}}\right)^2\right) + \frac{X_{\text{L2}}^{\bullet}\left(\frac{k}{\mu} - 1\right)k^2}{Q_2} + \frac{X_{\text{L2}}^{\bullet}k^2}{Q_{\text{L2}}} + k^2k_{\text{R}}R_{\text{DC}}^{\bullet}}, \quad (\text{A.1})$$

Ⓑ

$$\eta_{\text{Ⓑ}} = \frac{k_{\text{R}}R_{\text{DC}}^{\bullet}k^2}{\frac{X_{\text{L2}}^{\bullet}}{Q_{\text{L1}}}\left(\left(\frac{k}{\mu}\right)^2 + \left(\frac{1}{Q_{\text{L2}}} + \frac{k_{\text{R}}R_{\text{DC}}^{\bullet}}{X_{\text{L2}}^{\bullet}}\right)^2\right) + \frac{X_{\text{L2}}^{\bullet}k^2}{Q_{\text{L2}}} + k^2k_{\text{R}}R_{\text{DC}}^{\bullet}}, \quad (\text{A.2})$$

Ⓒ

$$\eta_{\text{Ⓒ}} = \frac{k_{\text{R}}R_{\text{DC}}^{\bullet}k^2}{X_{\text{L2}}^{\bullet}\left(\left(\frac{k}{\mu}\right)^2 + \left(\frac{1}{Q_{\text{L2}}} + \frac{k_{\text{R}}R_{\text{DC}}^{\bullet}}{X_{\text{L2}}^{\bullet}}\right)^2\right)\left(\frac{\mu k - 1}{Q_1} + \frac{1}{Q_{\text{L1}}}\right) + \frac{X_{\text{L2}}^{\bullet}k^2}{Q_{\text{L2}}} + k^2k_{\text{R}}R_{\text{DC}}^{\bullet}}. \quad (\text{A.3})$$

Optymalne ze względu na sprawność reaktancje cewki wtórnej dla sektorów:

Ⓐ

$$X_{L2opt\text{Ⓐ}}^{\bullet} = \frac{k_R \mu Q_2 Q_{L2}}{\sqrt{k^2(1 + Q_2^2)Q_{L2}^2 + \mu^2(Q_2 - Q_{L2})(Q_2 - Q_{L2} + k^2 Q_2 Q_{L1} Q_{L2}) + k\mu Q_{L2}(Q_2(2 + k^2 Q_{L1} Q_{L2}) - 2Q_{L2})}} \quad (\text{A.4})$$

Ⓑ

$$X_{L2opt\text{Ⓑ}}^{\bullet} = \frac{k_R \mu Q_{L2}}{\sqrt{\mu^2 + k^2 \mu^2 Q_{L1} Q_{L2} + k^2 Q_{L2}^2}}, \quad (\text{A.5})$$

Ⓒ

$$X_{L2opt\text{Ⓒ}}^{\bullet} = \frac{k_R \mu Q_{L2} \sqrt{Q_{L1}(1 - k\mu) - Q_1}}{\sqrt{(k^2 Q_{L2}^2 + \mu^2)(Q_{L1}(1 - k\mu) - Q_1) - k^2 \mu^2 Q_1 Q_{L1} Q_{L2}}} \quad (\text{A.6})$$

Optymalne ze względu na sprawność reaktancje cewki wtórnej przy założeniu takiej samej dobroci cewek (5.47) dla sektorów:

Ⓐ

$$X_{L2optQ\text{Ⓐ}}^{\bullet} = \frac{k_R \mu Q_2 Q_L}{\sqrt{k^2(1 + Q_2^2)Q_L^2 + \mu^2(Q_2 - Q_L)(Q_2 - Q_L + k^2 Q_2 Q_L^2) + k\mu Q_L(Q_2(2 + k^2 Q_L^2) - 2Q_L)}} \quad (\text{A.7})$$

Ⓑ

$$X_{L2optQ\text{Ⓑ}}^{\bullet} = \frac{k_R \mu Q_L}{\sqrt{\mu^2 + k^2(1 + \mu^2)Q_L^2}} \quad (\text{A.8})$$

©

$$X_{L2\text{optQ}\text{©}}^* = \frac{k_R \mu Q_L \sqrt{Q_L(1 - k\mu) - Q_1}}{\sqrt{(k^2 Q_L^2 + \mu^2)(Q_L(1 - k\mu) - Q_1) - k^2 \mu^2 Q_1 Q_L^2}} \quad (\text{A.9})$$

Maksymalne sprawności układu dla  $R_{DC\_N}^* = 1$  dla sektorów:

Ⓐ

$$\eta_{\text{opt}\text{Ⓐ}} = \frac{\mu Q_{L1} \left( 2kQ_{L2} - 2\mu Q_{L2} + \mu Q_2(2 + k^2 Q_{L1} Q_{L2}) - 2\sqrt{k^2 Q_{L2}^2(1 + Q_2^2) + \mu^2(Q_2 - Q_{L2})(Q_2 - Q_{L2} + k^2 Q_2 Q_{L1} Q_{L2}) + k\mu Q_{L2}(-2Q_{L2} + Q_2(2 + k^2 Q_{L1} Q_{L2}))} \right)}{Q_2 Q_{L2} (k\mu Q_{L1} - 2)(k\mu Q_{L1} + 2)} \quad (\text{A.10})$$

Ⓑ

$$\eta_{\text{opt}\text{Ⓑ}} = \frac{\mu Q_{L1} \left( \mu(2 + k^2 Q_{L1} Q_{L2}) - 2\sqrt{k^2 Q_{L2}^2 + \mu^2(1 + k^2 Q_{L1} Q_{L2})} \right)}{Q_{L2} (k\mu Q_{L1} - 2)(k\mu Q_{L1} + 2)}, \quad (\text{A.11})$$

Ⓒ

$$\eta_{\text{opt}\text{Ⓒ}} = \frac{\mu Q_1 Q_{L1} (2\mu Q_1 + \mu Q_{L1}(-2 + 2k\mu + k^2 Q_1 Q_{L2}) + 2\sqrt{(1 - k\mu)Q_{L1} - Q_1} \sqrt{-\mu^2(Q_1 + (k\mu - 1)Q_{L1}) - k^2 \mu^2 Q_1 Q_{L1} Q_{L2} - k^2 Q_{L2}^2(Q_1 + (k\mu - 1)Q_{L1})})}{(-2Q_1 + (2 + k\mu(-2 + Q_1))Q_{L1})(2Q_1 + (-2 + k\mu(2 + Q_1))Q_{L1})Q_{L2}} \quad (\text{A.12})$$

Maksymalne sprawności układu przy założeniu takiej samej dobroci cewek (5.44) dla sektorów:

Ⓐ

$$\eta_{\text{optQ}\text{Ⓐ}} = \frac{\mu \left( 2kQ_L - 2\mu Q_L + \mu Q_2(2 + k^2 Q_L^2) - 2\sqrt{k^2 Q_L^2(1 + Q_2^2) + \mu^2(Q_2 - Q_L)(Q_2 - Q_L + k^2 Q_2 Q_L^2) + k\mu Q_L(-2Q_L + Q_2(2 + k^2 Q_L^2))} \right)}{Q_2 (k\mu Q_L - 2)(k\mu Q_L + 2)} \quad (\text{A.13})$$

ⓑ

$$\eta_{\text{optQ}\text{ⓑ}} = \frac{\mu \left( \mu(2 + k^2 Q_L^2) - 2 \sqrt{k^2 Q_L^2 + \mu^2(1 + k^2 Q_L^2)} \right)}{(k\mu Q_L - 2)(k\mu Q_L + 2)}, \quad (\text{A.14})$$

ⓒ

$$\eta_{\text{optQ}\text{ⓒ}} = \frac{\mu Q_1 Q_L (2\mu(k\mu - 1) + \mu Q_1(2 + k^2 Q_L^2) + 2\sqrt{Q_L(1 - k\mu) - Q_1} \sqrt{-\mu^2 Q_1 + \mu^2 Q_L(1 - k\mu) - k^2(1 + \mu^2)Q_1 Q_L^2 + k^2 Q_L^3(1 - k\mu)})}{(-2Q_1 + Q_L(2 + k\mu(-2 + Q_1)))(2Q_1 + Q_L(-2 + k\mu(2 + Q_1)))}. \quad (\text{A.15})$$

Współczynnik sztywności napięcia  $k_{|U|}$  dla sektorów:

Ⓐ

$$k_{|U|\text{Ⓐ}} = \sqrt{\frac{(k\mu^2 Q_{L1} Q_{L2} Q_2)^2 + (\mu Q_2 Q_{L2})^2}{((\mu - k)Q_{L2} X_{L2} - \mu Q_2(Q_{L2} + X_{L2}))^2 + (k\mu^2 Q_{L1}(Q_2(Q_{L2} + X_{L2}) - Q_{L2} X_{L2}) + k^2 \mu Q_{L1} Q_{L2} X_{L2})^2}}, \quad (\text{A.16})$$

Ⓑ

$$k_{|U|\text{Ⓑ}} = \sqrt{\frac{(\mu Q_{L2})^2 + (k\mu^2 Q_{L1} Q_{L2})^2}{(\mu(Q_{L2} + X_{L2}))^2 + (kQ_{L2} X_{L2} + k\mu^2 Q_{L1}(Q_{L2} + X_{L2}))^2}}, \quad (\text{A.17})$$

ⓒ

$$k_{|U|\text{ⓒ}} = \sqrt{\frac{(\mu Q_{L2} Q_1 + k\mu^2 Q_{L1} Q_{L2})^2 + (\mu Q_{L2} Q_{L1} + k\mu^2 Q_{L1} Q_{L2} Q_1)^2}{(kQ_{L2} X_{L2}(Q_1 - Q_{L1}) + k\mu^2 Q_{L1} Q_1(Q_{L2} + X_{L2}) + k^2 \mu Q_{L1} Q_{L2} X_{L2})^2 + (k\mu^2 Q_{L1}(Q_{L2} + X_{L2}) + \mu Q_1(Q_{L2} + X_{L2}) - \mu Q_{L1} X_{L2} - \mu Q_{L1} Q_{L2})^2}}. \quad (\text{A.18})$$

Współczynnik sztywności napięcia  $k_{|U|opt}$  układu przy zastosowaniu warunku maksymalnej sprawności dla sektorów:

Ⓐ

$$k_{|U|opt\text{Ⓐ}} = \frac{N_1 \sqrt{1 + k^2 \mu^2 Q_{L1}^2}}{\sqrt{(N_1 + kQ_{L2} + \mu(Q_2 + Q_{L2}))^2 + (k\mu^2 Q_{L1}(Q_2 - Q_{L2}) + kQ_2 Q_{L2} + \mu k^2 Q_{L1} Q_{L2} + \mu k Q_{L1} N_1)^2}}$$

gdzie:

$$N_1 = \sqrt{(k^2 (1 + Q_2^2) Q_{L2}^2 + k \mu Q_{L2} (2 Q_2 - 2 Q_{L2} + k^2 Q_2 Q_{L1} Q_{L2}) + \mu^2 (Q_2 - Q_{L2})(Q_2 - Q_{L2} + k^2 Q_2 Q_{L2} Q_{L1})}$$

(A.19)

Ⓑ

$$k_{|U|opt\text{Ⓑ}} = \sqrt{\frac{N_2^2 (1 + k^2 \mu^2 Q_{L1}^2)}{(k\mu^2 Q_{L1} + kQ_{L2} + k\mu Q_{L1} N_2)^2 + (\mu + N_2)^2}}$$

gdzie:

$$N_2 = \sqrt{\mu^2 + k^2 \mu^2 Q_{L1} Q_{L2} + k^2 (1 + \mu)^2 Q_{L2}^2}$$

(A.20)

Ⓒ

$$k_{|U|opt\text{Ⓒ}} = \sqrt{\frac{N_4^2 (Q_1^2 Q_{L1}^2 k^2 \mu^2 + (Q_1 - Q_{L1} + k\mu)^2)}{(kQ_{L1} Q_{L2} N_3 (k\mu - 1) + kQ_1 N_3 (\mu Q_{L1} + Q_{L2}) + k\mu Q_{L1} Q_1 N_4)^2 + ((k\mu - 1)(\mu Q_{L1} N_3 + Q_{L1} N_4) + Q_1 (N_4 + \mu N_3))^2}}$$

gdzie:

$$N_3 = \sqrt{Q_1 + Q_{L1} (k\mu - 1)},$$

$$N_4 = \sqrt{\mu^2 Q_1 + \mu^2 Q_{L1} (k\mu - 1) + k^2 Q_1 Q_{L1}^2 (1 + 2\mu(1 + \mu)) + k^2 (1 + \mu)^2 (k\mu - 1) Q_{L1}^3}.$$

(A.21)

Współczynnik sztywności napięcia  $k_{|U|optQ}$  układu przy założeniu takiej samej dobroci cewek (5.44) oraz przy zastosowaniu warunku maksymalnej sprawności dla sektorów:

Ⓐ

$$k_{|U|optQ^{\text{A}}} = \frac{N_5 \sqrt{1 + k^2 \mu^2 Q_L^2}}{\sqrt{(N_1 + kQ_L + \mu(Q_2 + Q_L))^2 + (k\mu^2 Q_L(Q_2 - Q_L) + kQ_2 Q_L + \mu k^2 Q_L^2 + \mu k Q_L N_1)^2}}, \quad (\text{A.22})$$

gdzie:

$$N_5 = \sqrt{(k^2 (1 + Q_2^2) Q_L^2 + k \mu Q_L (2 Q_2 - 2 Q_L + k^2 Q_2 Q_L^2) + \mu^2 (Q_2 - Q_L)(Q_2 - Q_L + k^2 Q_2 Q_L^2)}$$

Ⓑ

$$k_{|U|optQ^{\text{B}}} = \sqrt{\frac{N_6^2 (1 + k^2 \mu^2 Q_L^2)}{(k\mu^2 Q_L + kQ_L + k\mu Q_L N_6)^2 + (\mu + N_6)^2}}, \quad (\text{A.23})$$

gdzie:

$$N_6 = \sqrt{\mu^2 + k^2 \mu^2 Q_L^2 + k^2 (1 + \mu)^2 Q_L^2}$$

Ⓒ

$$k_{|U|optQ^{\text{C}}} = \sqrt{\frac{N_8^2 (Q_1^2 Q_L^2 k^2 \mu^2 + (Q_1 - Q_L + k\mu)^2)}{(kQ_L^2 N_7 (k\mu - 1) + kQ_1 N_7 (\mu Q_L + Q_L) + k\mu Q_L Q_1 N_8)^2 + ((k\mu - 1)(\mu Q_L N_7 + Q_L N_8) + Q_1 (N_8 + \mu N_7))^2}}, \quad (\text{A.24})$$

gdzie:

$$N_7 = \sqrt{Q_1 + Q_L (k\mu - 1)},$$

$$N_8 = \sqrt{\mu^2 Q_1 + \mu^2 Q_L (k\mu - 1) + k^2 Q_1 Q_L^2 (1 + 2\mu(1 + \mu)) + k^2 (1 + \mu)^2 (k\mu - 1) Q_L^3}.$$

## A.2 Zależności dotyczące rozdziału 6

Wektory i macierze równań stanu dla przypadku stanu przewodzenia (SP) prostownika w sektorze  $\textcircled{A}$ :

- wektor stanu

$$\mathbf{x}_{SP\textcircled{A}} = \begin{bmatrix} i_1^\square \\ i_2^\square \\ u_{C1}^\square \end{bmatrix}, \quad (\text{A.25})$$

- wektor wymuszeń

$$\mathbf{u}_{SP\textcircled{A}} = \begin{bmatrix} e^\square \\ u^\square \end{bmatrix}, \quad (\text{A.26})$$

- macierz stanu

$$\mathbf{A}_{SP\textcircled{A}}^\square = \begin{bmatrix} \frac{X_{L2}^\square}{vkQ_{L1}} + \frac{vX_{Ld2}^\square}{kQ_{L1}} & \frac{X_{L2}^\square}{v^2Q_{L2}} + \frac{X_{Ld2}^\square}{Q_2} & \frac{1}{vk} + \frac{vX_{Ld2}^\square}{kX_{L2}^\square} \\ M_1 & M_1 & M_1 \\ \frac{X_{L2}^\square}{Q_{L1}M_1} & \frac{v}{k} \left( \frac{X_{L2}^\square}{v^2Q_{L2}} + \frac{X_{Ld2}^\square}{Q_2} \right) & \frac{1}{M_1} \\ X_{C1}^\square & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (\text{A.27})$$

$$\left( M_1 = \frac{X_{L2}^\square k}{v} - \frac{X_{L2}^\square}{vk} - \frac{X_{Ld2}^\square v}{k} \right) \quad (\text{A.28})$$

- macierz wejść

$$\mathbf{B}_{SP\textcircled{A}} = \begin{bmatrix} \frac{1}{vk} - \frac{vX_{Ld2}^{\blacksquare}}{kX_{L2}^{\blacksquare}} & \frac{1}{M_1} \\ \frac{M_1}{-1} & \frac{v}{kM_1} \\ \frac{M_1}{0} & 0 \end{bmatrix}. \quad (\text{A.29})$$

Wektory i macierze równań stanu dla przypadku stanu przewodzenia (SP) prostownika w sektorze ©:

- wektor stanu

$$\mathbf{x}_{SP\textcircled{C}} = \begin{bmatrix} i_1^{\blacksquare} \\ i_2^{\blacksquare} \\ u_{C2}^{\blacksquare} \end{bmatrix}, \quad (\text{A.30})$$

- wektor wymuszeń

$$\mathbf{u}_{SP\textcircled{C}} = \begin{bmatrix} e^{\blacksquare} \\ u^{\blacksquare} \end{bmatrix}, \quad (\text{A.31})$$

- macierz stanu

$$\mathbf{A}_{SP\textcircled{C}} = \begin{bmatrix} \frac{X_{L2}^{\blacksquare}}{vkQ_{L1}} + \frac{X_{Ld1}^{\blacksquare}}{vkQ_{Ld1}} & \frac{X_{L2}^{\blacksquare}}{v^2Q_{L2}M_2} & \frac{1}{M_2} \\ \frac{X_{L2}^{\blacksquare}}{Q_{L1}} + \frac{X_{Ld1}^{\blacksquare}}{Q_{Ld1}} & \frac{X_{L2}^{\blacksquare} + X_{Ld1}^{\blacksquare}}{vkQ_{L2}M_2} & \frac{v(X_{L2}^{\blacksquare} + X_{Ld1}^{\blacksquare})}{kX_{L2}^{\blacksquare}M_2} \\ 0 & X_{C2}^{\blacksquare} & 0 \end{bmatrix}, \quad (\text{A.32})$$

$$\left( M_2 = \frac{X_{L2}^{\blacksquare}k}{v} - \frac{X_{L2}^{\blacksquare}}{vk} - \frac{X_{Ld1}^{\blacksquare}}{vk} \right) \quad (\text{A.33})$$



- macierz wejść

$$\mathbf{B}_{SP\textcircled{C}}^{\blacksquare} = \begin{bmatrix} \frac{-1}{vkM_2} & \frac{1}{M_2} \\ \frac{-1}{M_2} & \frac{v(X_{L2}^{\blacksquare} + X_{Ld1}^{\blacksquare})}{X_{L2}^{\blacksquare}kM_2} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (\text{A.34})$$

Wektory i macierze równań stanu dla przypadku stanu nieprzewodzenia (SNP) prostownika w sektorze  $\textcircled{A}$ :

- wektor stanu

$$\mathbf{x}_{SNP\textcircled{A}}^{\blacksquare} = \begin{bmatrix} i_1^{\blacksquare} \\ u_{C1}^{\blacksquare} \end{bmatrix}, \quad (\text{A.35})$$

- wektor wymuszeń

$$\mathbf{u}_{SNP\textcircled{A}}^{\blacksquare} = [e^{\blacksquare}], \quad (\text{A.36})$$

- macierz stanu

$$\mathbf{A}_{SNP\textcircled{A}}^{\blacksquare} = \begin{bmatrix} -1 & -1 \\ Q_{L1} & X_{L2}^{\blacksquare} \\ X_{C1}^{\blacksquare} & 0 \end{bmatrix}, \quad (\text{A.37})$$

- macierz wejść

$$\mathbf{B}_{SNP\textcircled{A}}^{\blacksquare} = \begin{bmatrix} 1 \\ X_{L2}^{\blacksquare} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (\text{A.38})$$

- wektor wyjść

$$\mathbf{y}_{SNP\textcircled{A}}^{\blacksquare} = [u^{\blacksquare}], \quad (\text{A.39})$$

- macierz wyjść

$$\mathbf{C}_{SNP^{\textcircled{A}}}^{\blacksquare} = \begin{bmatrix} -kX_{L2}^{\blacksquare} & -kX_{L2}^{\blacksquare} \\ \nu Q_{L1} & \nu X_{L2}^{\blacksquare} \end{bmatrix}, \quad (\text{A.40})$$

- macierz przenoszenia

$$\mathbf{D}_{SNP^{\textcircled{A}}}^{\blacksquare} = \begin{bmatrix} k \\ -\nu \end{bmatrix}. \quad (\text{A.41})$$

Wektory i macierze równań stanu dla przypadku stanu nieprzewodzenia (SNP) prostownika w sektorze  $\textcircled{C}$ :

- wektor stanu

$$\mathbf{x}_{SNP^{\textcircled{C}}}^{\blacksquare} = [i_1^{\blacksquare}] , \quad (\text{A.42})$$

- wektor wymuszeń

$$\mathbf{u}_{SNP^{\textcircled{C}}}^{\blacksquare} = \begin{bmatrix} e^{\blacksquare} \\ u_{C2}^{\blacksquare} \end{bmatrix}, \quad (\text{A.43})$$

- macierz stanu

$$\mathbf{A}_{SNP^{\textcircled{C}}}^{\blacksquare} = \begin{bmatrix} -\frac{X_{L2}^{\blacksquare}}{Q_{L1}} - \frac{X_{Ld1}^{\blacksquare}}{Q_1} \\ \frac{X_{L2}^{\blacksquare} + X_{Ld1}^{\blacksquare}}{X_{L2}^{\blacksquare} + X_{Ld1}^{\blacksquare}} \end{bmatrix}, \quad (\text{A.44})$$

- macierz wejść

$$\mathbf{B}_{SNP^{\textcircled{C}}}^{\blacksquare} = \begin{bmatrix} 1 \\ \frac{1}{X_{L2}^{\blacksquare} + X_{Ld1}^{\blacksquare}} & 0 \end{bmatrix}, \quad (\text{A.45})$$

- wektor wyjść

$$\mathbf{y}_{SNP^{\textcircled{C}}}^{\blacksquare} = [u^{\blacksquare}] , \quad (\text{A.46})$$

- macierz wyjść

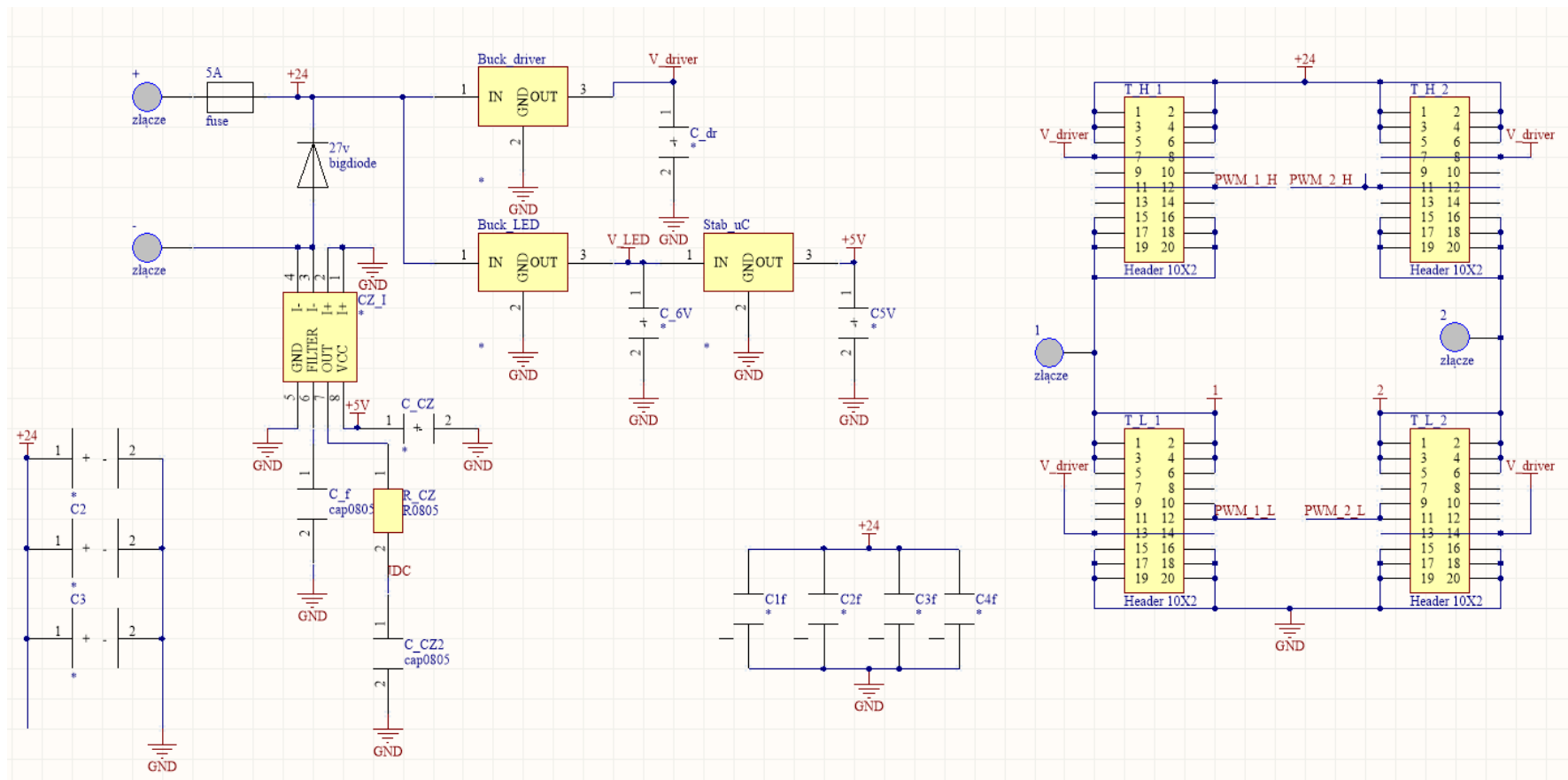
$$\mathbf{C}_{SNP^{\circledast}} = \left[ \frac{kX_{L2}^{\square} \left( -\frac{X_{L2}^{\square}}{Q_{L1}} - \frac{X_{Ld1}^{\square}}{Q_1} \right)}{\nu(X_{L2}^{\square} + X_{Ld1}^{\square})} \right], \quad (\text{A.47})$$

- macierz przenoszenia

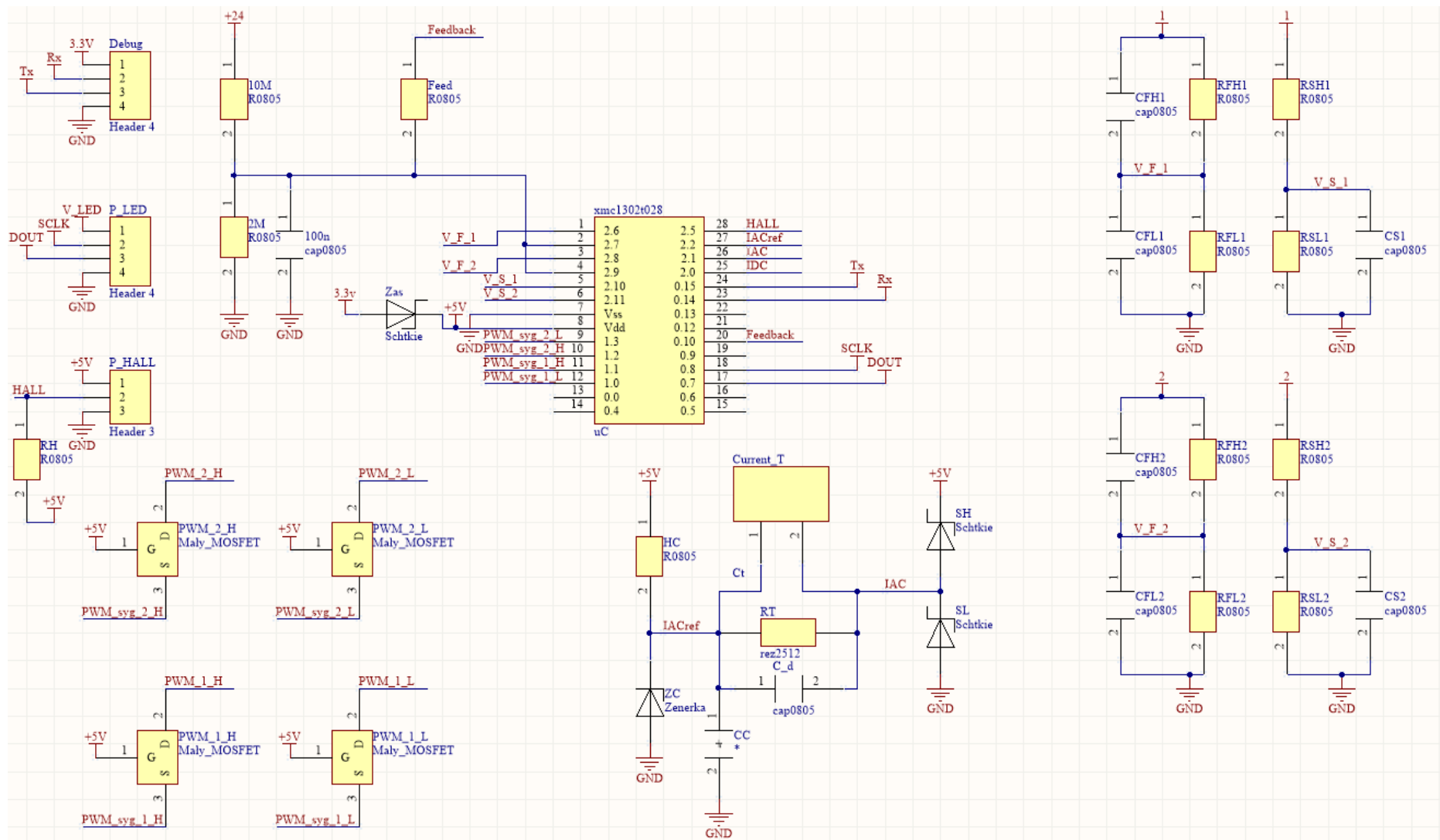
$$\mathbf{D}_{SNP^{\circledast}} = \left[ \frac{kX_{L2}^{\square}}{\nu(X_{L2}^{\square} + X_{Ld1}^{\square})} \quad 1 \right]. \quad (\text{A.48})$$

## Załącznik B

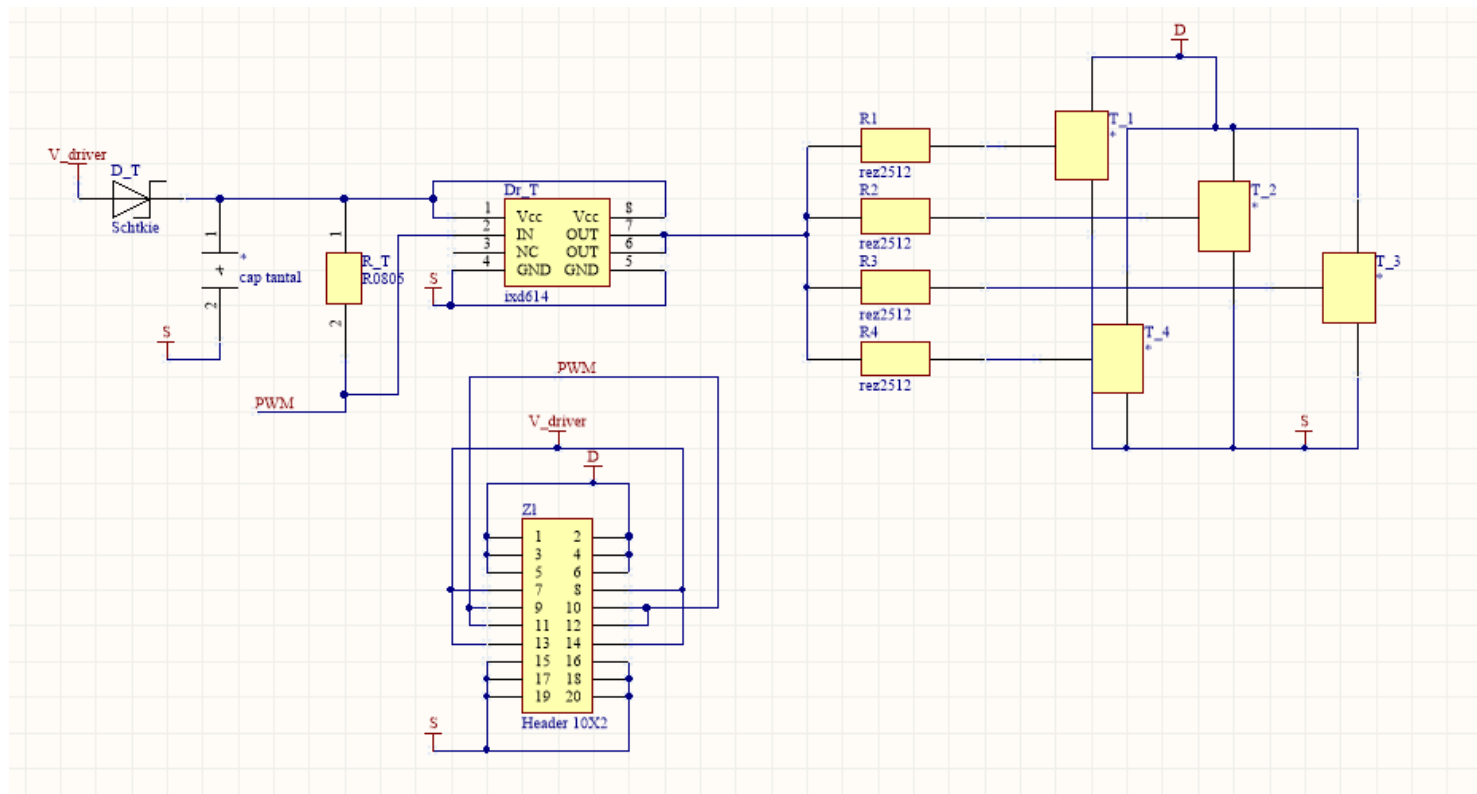
W załączniku zestawiono schematy obwodów głównych oraz układów sterowania i pomiarów falownika i prostownika. Wykorzystano płytki PCB o jednakowych wymiarach zewnętrznych, dostosowując użyte podzespoły oraz ich połączenia do wymagań poszczególnych przekształtników.



Rys. B.1. Schemat obwodów głównych falownika i prostownika



Rys. B.2. Schemat układów sterowania i pomiarów falownika i prostownika



Rys. B.3. Schemat sterownika bramkowego i połączenia tranzystorów MOSFET