

Zachodniopomorski Uniwersytet
Technologiczny w Szczecinie
Wydział Elektryczny

mgr inż. Marcin Marcinek

Rozprawa Doktorska

Rezonansowy układ przekształtnikowy z aktywną stabilizacją punktu
pracy w systemach bezstykowego przekazywania energii

Promotor:
prof. dr hab. inż. Ryszard Pałka

Promotor pomocniczy:
dr hab. inż. Marcin Hołub

Na wstępie chciałbym podziękować Panu prof. dr. hab. inż. Ryszardowi Pałce i Panu dr. hab. inż. Marcinowi Hołubowi oraz wszystkim kolegom pracującym w Katedrze Elektroenergetyki i Napędów Elektrycznych za pomoc, wsparcie, cierpliwość oraz niezliczone dyskusje podczas tworzenia niniejszej rozprawy.

Szczególne podziękowania kieruję do dr. inż. Stanisława Kalisiaka i dr. inż. Tomasza Jakubowskiego za nieocenioną pomoc w rozwiązywaniu zagadnień merytorycznych.

Pracę dedykuję żonie Paulinie, córce Zofii i Rodzicom.

Pamięci Doroty.

Spis treści

| | |
|--|-----------|
| Spis treści | 5 |
| Wykaz ważniejszych symboli | 7 |
| Wykaz ważniejszych skrótów | 7 |
| 1. Wstęp | 9 |
| 1.1. Aktualność zagadnienia | 9 |
| 1.2. Podsumowanie | 14 |
| 1.3. Teza pracy | 15 |
| 1.4. Cel pracy | 15 |
| 2. Systemy do bezstykowego przekazu energii elektrycznej | 17 |
| 2.1. Systemy akustyczne | 17 |
| 2.2. Systemy o sprzężeniu pojemnościowym | 19 |
| 2.3. Systemy o sprzężeniu indukcyjnym | 20 |
| 2.3.1. Systemy z rdzeniem ferromagnetycznym | 22 |
| 2.3.2. Systemy bez rdzenia ferromagnetycznego | 24 |
| 2.4. Opis budowy rezonansowych systemów ICET | 26 |
| 2.4.1. Rezonansowy przekształtnik zasilający | 26 |
| 2.4.2. Obwód rezonansowy | 27 |
| 2.4.3. Moduł obciążenia | 31 |
| 2.5. Podsumowanie | 31 |
| 3. Transformator powietrzny | 33 |
| 3.1. Obliczanie indukcyjności własnych oraz wzajemnych cewek | 33 |
| 3.2. Obliczanie indukcyjności własnych oraz wzajemnych cewek o przekroju prostokątnym | 35 |
| 3.3. Program LMAIR | 37 |
| 3.4. Obliczenia indukcyjności w środowisku ANSYS Maxwell 14 | 38 |
| 3.5. Symulacyjne wyznaczenie współczynnika k | 39 |
| 3.6. Podsumowanie | 41 |
| 4. Model systemu ICET | 43 |
| 4.1. Analiza częstotliwościowa układu ICET | 44 |
| 4.1.1. Uproszczenie symulacyjnego modelu obwodowego – moduł inwertera zasilającego | 44 |
| 4.1.2. Uproszczenie symulacyjnego modelu obwodowego – moduł obciążenia | 45 |
| 4.1.3. Analiza częstotliwościowa zaproponowanego systemu w warunkach znamionowych | 45 |
| 4.1.4. Odpowiedź częstotliwościowa systemu ICET dla nienominalnych punktów pracy | 48 |
| 4.2. Wpływ zmiany punktu pracy systemu ICET na energoelektroniczny przekształtnik zasilający | 50 |
| 4.2.1. Charakter rezonansowy systemu ICET | 51 |
| 4.2.2. Charakter indukcyjny systemu ICET | 52 |
| 4.2.3. Charakter pojemnościowy systemu ICET | 53 |
| 4.3. Analiza obwodowo-czasowa systemu ICET | 54 |
| 4.3.1. Parametry elektryczne obwodu rezonansowego w funkcji k | 55 |
| 4.3.2. Transmisja mocy w funkcji k i R_{bw} | 56 |
| 4.4. Podsumowanie | 58 |
| 5. System ICET z aktywną stabilizacją punktu pracy | 61 |
| 5.1. Dynamicznie dołączana pojemność | 62 |
| 5.2. Indukcyjność o zmiennej wartości | 63 |
| 5.3. Opis i zasada działania autorskiego układu kompensacji | 65 |
| 5.3.1. Zależności czasowe systemu z autorskim obwodem kompensacji | 66 |

| | |
|---|------------|
| 5.3.2. Matematyczny opis zjawisk w systemie ICET z obwodem kompensacji | 69 |
| 5.3.3. Analiza częstotliwościowa systemu z uruchomionym obwodem kompensacji..... | 75 |
| 5.4. Symulacje obwodowe z aktywnym obwodem kompensacji | 77 |
| 5.4.1. Zasilanie obwodu kompensacji | 78 |
| 5.4.2. Elektryczne i czasowe parametry obwodu rezonansowego z kompensatorem | 79 |
| 5.4.3. Transfer mocy w systemie z aktywnym obwodem stabilizacji..... | 84 |
| 5.5. Proponowany algorytm sterowania | 87 |
| 5.5.1. Wyznaczanie wartości α z użyciem regulatora PI | 88 |
| 5.6. Stabilizacja mocy w odbiorniku | 90 |
| 5.7. Podsumowanie..... | 92 |
| 6. Stanowisko laboratoryjne..... | 93 |
| 6.1. Sterownik systemu..... | 94 |
| 6.1.1. Przetworzenie sygnałów: V_r, I_r, V_{ds} | 94 |
| 6.2. Moduły mocy | 96 |
| 6.2.1. Moduł stopnia wejściowego | 96 |
| 6.2.2. Moduł przekształtnika rezonansowego | 99 |
| 6.2.3. Moduł kompensatora..... | 100 |
| 6.2.4. Transformator powietrzny oraz moduł obciążenia | 102 |
| 6.3. Aplikacja kontrolno-sterująca NI LabVIEW..... | 103 |
| 6.4. Podsumowanie..... | 104 |
| 7. Badania eksperymentalne..... | 105 |
| 7.1. Stanowisko Pomiarowe..... | 106 |
| 7.2. Podstawowe stany pracy systemu..... | 107 |
| 7.3. Uruchomienie systemu | 109 |
| 7.4. Weryfikacja wyników symulacyjnych i eksperymentalnych | 110 |
| 7.4.1. Zmiana współczynnika sprzężenia magnetycznego k | 110 |
| 7.4.2. Zmiana wartości obciążenia R_{bw} | 112 |
| 7.5. Transmisja mocy w systemie ICET..... | 113 |
| 7.5.1. Przepływ mocy | 115 |
| 7.6. Sprawność systemu ICET | 117 |
| 7.6.1. Sprawność systemu w funkcji punktu pracy | 117 |
| 7.6.2. Sprawność systemu w funkcji mocy wyjściowej i współczynnika sprzężenia k | 117 |
| 8. Podsumowanie i wnioski..... | 121 |
| 8.1. Wnioski..... | 122 |
| 8.2. Osiągnięcia własne autora | 122 |
| 8.3. Kierunek dalszych prac badawczych..... | 123 |
| 9. Bibliografia | 125 |

Wykaz ważniejszych symboli

- α – kąt opóźnienia załączenia tranzystorów kompensatora [$^{\circ}$]
 ρ – kąt obrotu cewki nadawczej [$^{\circ}$]
 \bar{A} – potencjał wektorowy
 \bar{B} – wektor indukcji magnetycznej
 C_r – pojemność kondensatora rezonansowego [nF]
 f_f – częstotliwość komutacji tranzystorów przekształtnika zasilającego [kHz]
 f_r – częstotliwość drgań własnych obwodu rezonansowego [kHz]
 g – względne wysunięcie cewek [mm]
 \bar{H} – wektor natężenia pola magnetycznego
 I_0 – prąd pobierany przez rezystor obciążający [A]
 I_{hn} – prąd n -tej harmonicznej [A]
 i_{kn} – chwilowa wartość prądu przewodzonego w pierwszej lub drugiej gałęzi kompensatora [A]
 I_p – prąd strony pierwotnej [A]
 I_r – prąd w obwodzie rezonansowym [A]
 I_s – prąd strony wtórnej [A]
 \bar{J} – wektor gęstości prądu
 k – współczynnik sprzężenia magnetycznego
 L_e – indukcyjność zastępcza kompensatora [μ H]
 L_k – indukcyjność kompensatora [μ H]
 L_M – indukcyjność magnesowania [μ H]
 L_p – indukcyjność własna cewki po stronie pierwotnej [μ H]
 L_{r1} – indukcyjność rozproszenia po stronie pierwotnej [μ H]
 L_{r2} – indukcyjność rozproszenia po stronie wtórnej [μ H]
 L_s – indukcyjność własna cewki po stronie wtórnej [μ H]
 R_{bw} – współczynnik obciążenia
 R_e – rezystancja zastępcza [Ω]
 R_L, R_{load} – rezystancja obciążenia [Ω]
 U_0 – napięcie na rezystorze obciążającym [V]
 U_{AB} – napięcie na wyjściu falownika zasilającego [V]
 U_{cr} – napięcie na kondensatorze rezonansowym [V]
 W_m – energia zgromadzona w polu magnetycznym
 V_{in} – napięcie zasilające system przed przekształtnikiem DC/DC [V]
 V_r – napięcie w obwodzie rezonansowym [V]
 w – odległość pomiędzy cewkami [mm]
 β – kąt nachylenia cewki odbiorczej [$^{\circ}$]
 ω – pulsacja

Wykaz ważniejszych skrótów

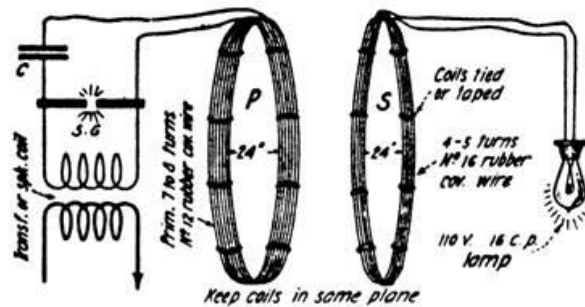
- AET – Acoustic Energy Transfer
CCPT – Capacitively Coupled Power Transfer
CET – Contactless Energy Transfer
ICET – Inductive Contactless Energy Transfer
KPP – kompensowany punkt pracy
NPP – nominalny punkt pracy
nNPP – nienominalny punkt pracy
ZCS – Zero Current Switching
ZVS – Zero Voltage Switching

1. WSTĘP

| | |
|-----------------------------|----|
| 1.1. Aktualność zagadnienia | 9 |
| 1.2. Podsumowanie | 14 |
| 1.3. Teza pracy | 15 |
| 1.4. Cel pracy | 15 |

1.1. Aktualność zagadnienia

Bezstykowy przekaz energii jest obecnie powszechnie wykorzystywany jako sposób transmisji danych. Komunikacja bezprzewodowa umożliwia transmisję energii w postaci analogowej (np. transmisja radiowa: fale UKF, FM) lub cyfrowej (np. Wi-Fi, Bluetooth, Zigbee). Bezkontaktowe zasilanie urządzeń elektrycznych jest dynamicznie rozwijającą się dziedziną techniki, choć nie jest to koncepcja nowa. Pierwsze opracowania dotyczące takiego zasilania zostały przedstawione na początku XX wieku przez N. Teslę [1, 2].



Rys. 1.1 Koncepcja transmisji energii przez środowisko powietrzne zaproponowana przez N. Teslę, a wykonana przez H. Winfield Secor [1]

Zaproponowane przez Teslę rozwiązanie do przekazu energii elektrycznej wykorzystuje zjawisko sprzężenia magnetycznego dwóch lub większej liczby cewek. Na rysunku 1.1 przedstawiono schemat układu wykorzystanego do badań eksperymentalnych [1].

Systemy indukcyjne nie są jedynymi rozwiązaniami technologicznymi, przy pomocy których możliwe jest przekazywanie energii w sposób bezstykowy. Innym typem rozwiązań są aplikacje wykorzystujące sprzężenie pojemnościowe.

Ten sposób dostarczania energii do urządzeń umożliwia zasilanie wielu typów odbiorników. Należą do nich urządzenia elektroniki użytkowej, gospodarstwa domowego czy pojazdów elektrycznych. W grupie elektroniki użytkowej zasilane bezstykowo są między innymi elektryczne szczoteczki do zębów, telefony komórkowe czy peryferyjne urządzenia wchodzące w skład stanowisk komputerowych. Jednym z przykładów takich aplikacji są maty do ładowania telefonów komórkowych. Zasilają one odbiorniki o stosunkowo niewielkim zapotrzebowaniu na moc. Jako przykłady tych aplikacji podano dwa rozwiązania producentów telefonów komórkowych. Ze specyfikacji technicznej odczytać można, że w przypadku pierwszego rozwiązania maksymalna moc wyjściowa wynosi około 9 W. Drugim przypadku maksymalne napięcie wyjściowe równe jest 5 V, a maksymalny jedno-

dzinny pobór prądu równy jest 650 mA. Ponadto obaj producenci podają, że przedstawione rozwiązania spełniają standard Qi, który zdefiniowany został przez Wireless Power Consortium [3]. W ramach konsorcjum zrzeszone są, między innymi, takie firmy jak: Microsoft, Panasonic, Samsung i ponad dwieście innych organizacji.



Rys. 1.2 Przykładowa stacja bezstykowego ładowania telefonów komórkowych [4]



Rys. 1.3 Przykładowa stacja bezstykowego ładowania telefonów komórkowych [5]

Z powyższych grafik wynika, iż do zasilenia odbiornika konieczne jest jego dość precyzyjnie ułożenie względem nadajnika, oraz że odległość pomiędzy nimi jest niewielka.

Inną grupą urządzeń, w której zastosowano systemy CET (Contactless Energy Transfer), są implanty biomedyczne. Przeprowadzone badania udowodniły, że możliwe jest zasilenie odbiornika energii elektrycznej, który umieszczony jest wewnątrz tkanek organizmów żywych. Na skutek tego możliwe jest zmniejszenie wymiarów oraz wagi zasilanych urządzeń. Dodatkowo, w przypadku bezstykowego zasilania, wyeliminowano lub ograniczono konieczność wymiany implantu z uwagi na rozładowanie akumulatora [6–8]. Pozwala to na poprawę bezpieczeństwa użytkownika, jak również na zwiększenie komfortu życia. Jednym z technicznych ograniczeń takiego rozwiązania, na które należy zwrócić uwagę, jest chwilowa ilość energii, jaka może zostać dostarczona do odbiornika poprzez tkanki. Stosowany system transmisyjny w żaden sposób nie powinien na nie oddziaływać, np.: nie powodować podgrzania.

Rozwiązania pobierające małą moc (do kilkunastu watów) nie są jedynymi obszarami aplikacyjnymi dla technologii CET. W ostatnich latach mocno rozwinięty został segment bezstykowych urządzeń gospodarstwa domowego. Zastosowana technologia umożliwia bezkontaktowe dostarczenie energii niezbędnej do przygotowywania posiłków [9]. Zakres mocy tych urządzeń nie przekracza kilkunastu kW [10].



Rys. 1.4 Przykład odbioru i konwersji energii elektrycznej na ciepło podczas użytkowania płyt indukcyjnych [11]

Układy te różnią się od typowych rozwiązań, gdyż energia po stronie wtórnej wytracana jest w postaci ciepła. Zasada działania indukcyjnych kuchenek jest identyczna jak w przypadku bezstykowego zasilania odbiorników elektrycznych. Strona pierwotna wytwarza pole elektromagnetyczne o wysokiej częstotliwości – w tym celu stosowane są różnego typu topologie przekształtników, najczęściej rezonansowych [12, 13]. Odbiornikiem energii jest naczynie, które wykonane jest w taki sposób i z takich materiałów, aby pole magnetyczne indukowało w nim prądy wirowe. Te z kolei powodują wzrost temperatury bezpośrednio w odbiorniku. Rozwiązanie to zwiększa bezpieczeństwo, gdyż warstwa izolacyjna pomiędzy odbiornikiem i nadajnikiem nie ulega bezpośredniemu nagrzewaniu; jej temperatura zwiększa się pośrednio na skutek ogrzania odbiornika. Ponadto w obiektach diamagnetycznych, które znalazłyby się nad cewką nadawczą, nieindukowane są prądy wirowe, wskutek czego nie są one podgrzewane (rysunek 1.4). Dodatkową zaletą jest wyeliminowanie płomienia jako medium, poprzez które dostarczana jest energia. Sprawność takiego systemu jest większa niż w przypadku rozwiązań tradycyjnych (rzędu 95%) [14, 15]. Pomimo tego, w systemach tej grupy można zauważyć również wady, takie jak:

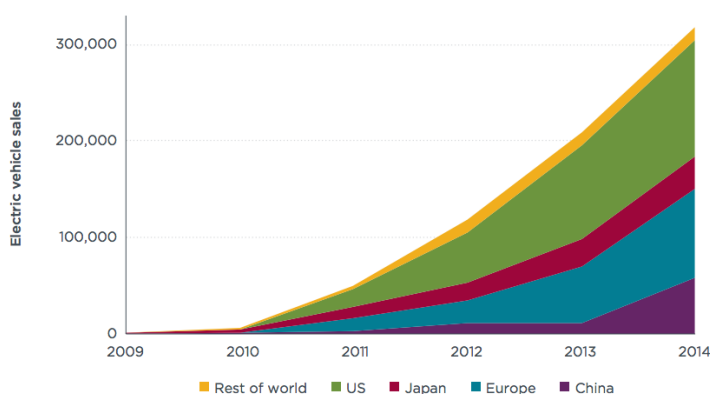
- konieczność używania specjalnych odbiorników, które w zależności od materiału mogą wpływać na przekształtnik zasilający,
- zależność transmitowanej mocy od ułożenia odbiornika względem nadajnika, jak również jego wielkości,
- rozpraszanie pola magnetycznego w przestrzeni w przypadku niedokładnego pozycjonowania naczynia.

Systemy CET stosowane są również w aplikacjach przemysłowych. Jednym z przykładów przemysłowej implementacji technologii do bezstykowej transmisji energii są systemy oferowane przez firmę Vahle [16]. Przeznaczone są one do wsparcia procesów produkcyjnych. Kompleksowe rozwiązania tego producenta zastosowano w 450 przemysłowych instalacjach na obszarze całego świata. Systemy te służą do zasilania różnych grup odbiorników, do których należą między innymi:

- Automated Guided Vehicles (AGV – automatycznie naprowadzane pojazdy),
- Electric Monorail Systems (EMS – elektryczne systemy jednoszynowe),
- Clean Rooms (czyste pomieszczenia).

Po stronie pierwotnej (nadającej) producent dostarcza przekształtniki zasilające o mocy od 4 kW do 45 kW. Energia potrzebna do ich działania pobierana jest z sieci trójfazowej,

a następnie przetwarzana jest na prąd przemienny jednofazowy o napięciu o częstotliwości 20 kHz [17]. W przypadku zastosowań dla AGV, opracowane rozwiązania umożliwiają zasilenie odbiorników na dużym dystansie dzięki specjalnej konstrukcji nadajnika w postaci długiej pętli, w obrębie której generowane jest pole magnetyczne. Energia odbierana jest przez moduły odbiorników utworzonych z użyciem rdzenia magnetycznego, na którym nawinięto uzwojenie wtórne. W zależności od ilości transmitowanej mocy oraz grupy rozwiązań stosowane są różne kształty rdzeni. Zastosowanie płaskich obwodów magnetycznych umożliwia transmisję około 350 W. Z kolei użycie rdzenia o kształcie „E” umożliwia zwiększenie transmitowanej mocy do poziomu 10 kW [17]. Oferowane systemy umożliwiają również transmisję danych pomiędzy nadajnikiem i odbiornikiem, jednakże konieczne jest tu zastosowanie dodatkowych modułów rozszerzających funkcjonalność systemu [17].



Rys. 1.5 Liczba sprzedanych pojazdów elektrycznych z wyszczególnieniem najsilniej rozwijających się regionów świata [18]

Inną branżą, w której z powodzeniem stosowana jest technologia bezkontaktowego dostarczania energii elektrycznej, jest motoryzacja. Przemysł samochodowy ukierunkowany jest na rozwój technologii pojazdów hybrydowych i elektrycznych. Z danych przedstawionych na rysunku 1.5 [18] zauważyć można tendencję wzrostową w liczbie sprzedawanych pojazdów. W każdym z regionów świata ta gałąź przemysłu motoryzacyjnego rozwija się coraz dynamiczniej. W rezultacie producenci EV (Electric Vehicle) będą musieli zapewnić technologię umożliwiającą szybkie, bezobsługowe, intuicyjne oraz odporne na uszkodzenia ładowanie baterii. Oznacza to, że zapotrzebowanie na tego typu technologię będzie bardzo duże.

W nowych generacjach samochodów elektrycznych prowadzone są prace nad ulepszeniem jednostek napędowych, systemów zasilających oraz przede wszystkim magazynujących energię elektryczną. Zastosowanie nowych zaawansowanych technologii umożliwiło zwiększenie pokonywanego dystansu. W porównaniu do pojazdów konwencjonalnych, zasięg EV jest mniejszy oraz bardziej zależy między innymi od: temperatury otoczenia, sposobu jazdy, stanu technicznego akumulatorów itp.

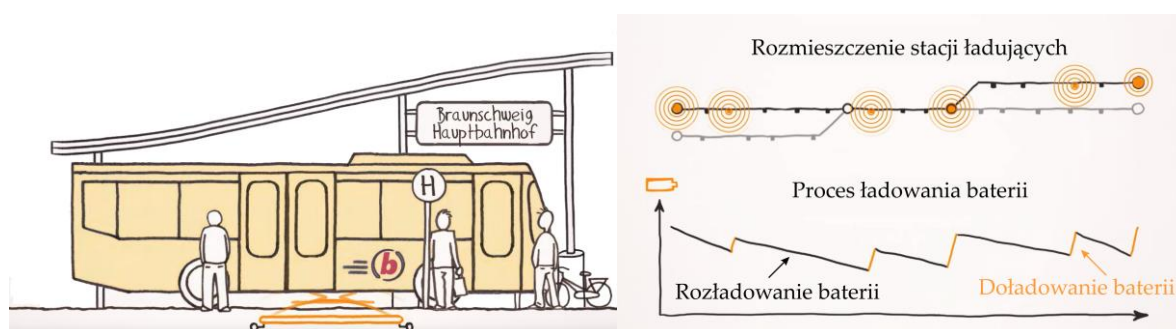
Z danych udostępnionych przez jednego z producentów wynika, że po rozładowaniu baterii akumulatorów czas ich ponownego naładowania zależy od użytego systemu zasilającego. Ładowarki przemysłowe umożliwiają naładowanie baterii do 80% pełnego naładowania w czasie mniejszym niż kilkadziesiąt minut [19]. W przypadku rozwiązań konsumenckich

czas ten ulegnie wydłużeniu nawet do kilku godzin. Dodatkowo, aby dostarczyć energię elektryczną, konieczne jest zatrzymanie pojazdu i podłączenie go przewodem do stacji ładowającej. Zwiększa to ryzyko mechanicznego uszkodzenia któregoś z elementów systemu.

Układy ładujące oraz magazynujące energię elektryczną są jedną z wad pojazdów elektrycznych. Do rozwiązania lub ograniczenia niedogodności, które są związane z zasilaniem i doładowywaniem EV, mogą służyć systemy bezstykowego przekazywania energii. Podobnie jak w przypadku poprzednich przykładów, najbardziej odpowiednimi rozwiązaniami są systemy ICET (Inductive Contactless Energy Transfer – Indukcyjne Systemy Bezstykowego Przekazywania Energii). Systemy te można podzielić na dwie grupy:

- Systemy, w których energia dostarczana jest podczas postojów. Zastosowanie takiego rozwiązania mogłoby mieć miejsce np.: w przypadku autobusów i tramwajów lub innych pojazdów stosowanych w komunikacji miejskiej. Doładowywanie baterii odbywałoby się w trakcie postojów na przystankach. W przypadku rozwiązań komercyjnych system umożliwiałby dostarczanie energii, w trakcie stanu spoczynkowego pojazdu (np. parkingi w obiektach użyteczności publicznej).
- Systemy umożliwiające ładowanie baterii pojazdu będącego w ruchu. W [20, 21] autorzy rozważają jak powinien być zaprojektowany system zasilający, aby było możliwe ładowanie baterii bez zatrzymywania. Opracowana koncepcja określa, w jakich odstępach należałoby umieścić nadajnik, jaka powinna być jego powierzchnia oraz moc aby znacznie wydłużyć pokonywany dystans. Docelowo określono parametry systemu po ustaleniu których EV mogłby przebyć nieskończenie długi dystans.

W przypadku zasilania EV z systemów ICET konieczne będzie rozwiązanie problemów związanych między innymi z: kompatybilnością elektromagnetyczną (EMC) [22, 23], dostarczeniem wymaganej ilości mocy w krótkim przedziale czasu [24] oraz uniezależnieniem systemu zasilającego od zmiany parametrów obciążenia lub sprzężenia magnetycznego, które wynikają np. z nieprecyzyjnego zatrzymania pojazdu nad nadajnikiem.



Rys. 1.6 Koncepcja indukcyjnego ładowania pojazdu zastosowana w projekcie EMIL (a), proces ładowania i rozładowywania baterii w trakcie użytkowania pojazdu (b)

Przykładem zastosowania bezkontaktowego ładowania baterii jest eksperymentalna linia komunikacji miejskiej, która uruchomiona została w ramach projektu EMIL [25, 26]. W tym projekcie zbudowano cztery 18 metrowe autobusy elektryczne, oraz kilkanaście specjalnie przygotowanych przystanków z zamontowanymi w ziemi nadajnikami [25]. Nadajnik umożliwia dostarczenie w ciągu kilku (max. kilkunastu) sekund około 200 kW, które pozwa-

lają na pracę pojazdu przez około 40 minut [26, 27]. Rozwiązanie to cechuje się zerową emisją zanieczyszczeń w postaci gazów wylotowych, jak również mniejszą uciążliwością akustyczną.

Dotychczas zaprezentowano systemy do bezstykowego przekazu energii, w których zakres przekazywanej mocy obejmował urządzenia z grupy elektroniki użytkowej, jak również pojazdów elektrycznych na stosunkowo nieduże odległości. W [28–31] przedstawiono koncepcję rozwiązania, przy pomocy którego możliwe jest przekazanie do 3 kW mocy na dużą odległość. Z przeanalizowanych publikacji wynika, że odległość pomiędzy nadajnikiem a odbiornikiem może wynosić od 40 cm do 200 cm, oraz że możliwe jest dowolne pozycjonowanie odbiornika względem nadajnika [29]. W stosunku do poprzednio prezentowanych rozwiązań w systemach tych zwiększono częstotliwość pracy energoelektronicznych obwodów mocy do poziomu kilku/kilkunastu MHz.

W Polsce zagadnienie bezstykowego przekazu energii było i jest tematem badań kilku ośrodków naukowych, które przedstawiały rozwiązania wykorzystane między innymi do transferu energii elektrycznej do: pojazdów elektrycznych, ramion manipulatorów czy implantów biomedycznych. Z pośród dostępnych pozycji bibliograficznych (znalezionych w największych bazach indeksujących prace naukowo techniczne) należy wymienić publikacje zespołów z Politechniki Warszawskiej [32–34] czy Politechniki Gdańskiej [35–37]. Ponadto w tym temacie prace prowadziły zespoły z ośrodków badawczych Akademii Techniczno-Rolniczej w Bydgoszczy [38–40], Politechniki Śląskiej oraz Akademii Górniczo-Hutniczej.

1.2. Podsumowanie

Zastosowanie systemów bezstykowego przekazywania energii elektrycznej zwiększa odporność na uszkodzenia mechaniczne oraz bezpieczeństwo użytkowania urządzeń elektrycznych. Ten sposób zasilania posiada wiele zalet, jak również wad. Najważniejszymi zaletami systemów do bezstykowego przekazywania energii elektrycznej są:

- Separacja galwaniczna pomiędzy stroną pierwotną i wtórną,
- zwiększenie bezpieczeństwa systemu i użytkowników,
- intuicyjność użytkowania,
- bezobsługowa praca odbiorników i nadajników w związku z eliminacją elementów ciernych, które mogłyby wymagać konserwacji,
- zmniejszenie awaryjności zasilania, dzięki eliminacji elementów mechanicznych np.: styków lub degradacji elementów ślizgowych,
- możliwość zasilania odbiorników w środowiskach potencjalnie niebezpiecznych np.: zagrożonych wybuchem [41, 42],
- zmniejszenie niedogodności związanych z zasilaniem, ładowaniem, wymianą nowoczesnych implantów biomedycznych,
- możliwość zasilania odbiorników o wielu stopniach swobody.

W powyższych przykładach aplikacji bezstykowego przekazywania energii stosowane są systemy o sprzężeniu indukcyjnym. W przypadku konstrukcji, w której transmisja mocy nie przekracza kilku do kilkunastu watów, aplikacje ICET wydają się stosunkowo proste w bu-

dowie jak i użytkowaniu, o czym może świadczyć powszechność stosowania np.: w systemach do ładowania telefonów komórkowych czy elektrycznych szczoteczek do zębów. Powszechnie stosowane są również rozwiązania umożliwiające przekazanie większej mocy kosztem stosunkowo niewielkiej odległości (kuchnie indukcyjne). Inną grupę rozwiązań stanowią systemy do ładowania akumulatorów pojazdów elektrycznych. W tej grupie konieczne jest rozwiązanie problemów związanych z dynamicznie zmieniającymi się parametrami obciążenia. Do nich należą np.: nienominalne wartości obciążenia, nieprecyzyjne ułożenie odbiorników względem nadajników we wszystkich osiach. Z uwagi na to, że energia przekazywana jest przez niezamknięte obwody magnetyczne, istotnym zagadnieniem jest zapewnienie zgodności z normami i wymogami prawa w kwestii kompatybilności elektromagnetycznej.

1.3. Teza pracy

W przedstawionych powyżej układach do bezstykowego przekazywania energii istotne jest, aby odbiornik był precyzyjnie ułożony względem nadajnika. Ten warunek musi być spełniony, aby możliwe było dostarczanie nominalnej mocy z maksymalną sprawnością. Ponadto w wielu aplikacjach obciążenie może ulegać zmianom w szerokim zakresie (np. w zależności od rozładowania akumulatora). Spostrzeżenia te prowadzą do sformułowania następującej tezy:

Celowe jest opracowanie topologii przekształtnika zasilającego (wraz algorytmem sterowania) do systemu bezstykowego przekazywania energii elektrycznej, w której będzie stabilizowany punkt pracy, to znaczy, że komutacja kluczy tranzystorowych realizowana będzie ze stałą częstotliwością w trybie bezprądowym dla dynamicznie zmieniających się parametrów obciążenia i sprzężenia magnetycznego.

1.4. Cel pracy

Cele pracy, wynikające z postawionej powyżej tezy to:

- opracowanie rozwiązania umożliwiającego przekaz dużej mocy, przy zachowaniu stałej częstotliwości pracy układu dla nienominalnych konfiguracji,
- ograniczenie częstotliwości generowanego pola na zdefiniowanym poziomie oraz minimalizację generowanych zakłóceń,
- opracowanie topologii przekształtnika zasilającego i aktywnego kompensatora, który umożliwi stabilizację punktu pracy,
- przedstawienie opisu matematycznego, ukazującego wpływ zaproponowanego rozwiązania na parametry czasowe obwodu rezonansowego,
- opracowanie algorytmu sterowania, umożliwiającego stabilizację punktu pracy przekształtnika zasilającego,
- budowa modeli symulacyjnych,
- zaprojektowanie i wykonanie prototypu systemu,
- przeprowadzenie badań symulacyjnych i eksperymentalnych z użyciem wykonanych modeli.

2. SYSTEMY DO BEZSTYKOWEGO PRZEKAZU ENERGII ELEKTRYCZNEJ

| | |
|---|----|
| 2.1. Systemy akustyczne | 17 |
| 2.2. Systemy o sprzężeniu pojemnościowym | 19 |
| 2.3. Systemy o sprzężeniu indukcyjnym | 20 |
| 2.3.1. Systemy z rdzeniem ferromagnetycznym | 22 |
| 2.3.2. Systemy bez rdzenia ferromagnetycznego | 24 |
| 2.4. Opis budowy rezonansowych systemów ICET | 26 |
| 2.4.1. Rezonansowy przekształtnik zasilający | 26 |
| 2.4.2. Obwód rezonansowy | 27 |
| 2.4.3. Moduł obciążenia | 31 |
| 2.5. Podsumowanie | 31 |

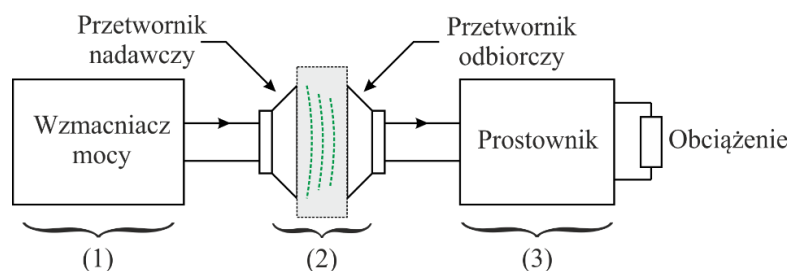
Systemy do bezstykowego przekazywania energii umożliwiają zasilanie urządzeń bez mechanicznego oraz galwanicznego połączenia ze źródłem zasilania. W większości rozwiązań energia przekazywana jest pomiędzy zasilaczem a odbiornikiem poprzez otoczenie na przykład powietrze [43–45]. Opracowano również rozwiązania, w których możliwa jest transmisja energii w innych środowiskach jak np.: wodzie [41, 42, 46, 47] lub poprzez ciała stałe [48–50]. W [51] dokonano podziału systemów CET biorąc pod uwagę stosowane media transmisyjne. Umożliwiło to zaproponowanie czterech grup systemów, w których do transmisji energii stosowane są:

- fale akustyczne [49, 52–57],
- fale świetlne [58],
- sprzężenie elektryczne [59, 60],
- sprzężenie magnetyczne [22, 23, 61–67].

Poniżej przedstawiono charakterystyki oraz właściwości najpowszechniej stosowanych systemów CET. Omówiono ich zasadę działania oraz typowe obszary zastosowań. Zamieszczono również informacje na temat podstawowych parametrów tych rozwiązań takich jak: sprawność czy transmitowana moc.

2.1. Systemy akustyczne

Transmisja energii w akustycznych systemach CET odbywa się poprzez propagację fali akustycznej. Energia przesyłana jest przez otoczenie, którym najczęściej są ciała stałe [68–70] lub tkanki organizmów żywych [52].



Rys. 2.1 Schemat blokowy systemów akustycznych. Na podstawie [55]

Na rysunku 2.1, który sporządzono na podstawie [50, 55, 70], przedstawiono schemat blokowy typowego systemu AET (Acoustic Energy Transfer – Akustyczny Transfer Energi). W ogólności można stwierdzić, że składają się one z trzech bloków. Pierwszy z nich stosowany jest do konwersji energii elektrycznej na formę wymaganą przez nadajnik. Drugi blok reprezentuje układ nadajnika i odbiornika wraz z ośrodkiem, w którym rozchodzi się fala akustyczna. Jako nadajniki i odbiorniki najczęściej stosowane są przetworniki piezoelektryczne [54, 69–71]. Blok trzeci ponownie transformuje odebraną energię do formy akceptowanej przez obciążenie. Moduł wyjściowy najczęściej wykonywany jest w postaci prostownika z kondensatorem filtrującym [55].

Z wykonanego przeglądu literatury wynika, iż do poprawnej pracy AET konieczne jest precyzyjne pozycjonowanie nadajnika względem odbiornika [52]. Zachowanie precyzji w pozycjonowaniu umożliwi transmisję energii na dużym dystansie, który może być większy od średnicy przetworników. W [54] przedstawiono porównanie systemu AET z indukcyjnym systemem CET. Wynika z niego, że systemy akustyczne mają lepszy stosunek powierzchni (nadajnika lub odbiornika) do odległości niż systemy indukcyjne. Jednakże jak wynika z wykonanego przeglądu literatury, rozwiązania indukcyjne dopuszczają większą nietolerancję w ułożeniu odbiornika względem nadajnika. W [54] autorzy wykonali analizę, z której wynika, że dla układu przetworników piezoelektrycznych o średnicy 30 mm, które znajdowały się w odległości 10 mm lub 100 mm, sprawność układu była na podobnym poziomie. Obrócenie odbiornika względem nadajnika nawet o kilka stopni, lub przesunięcie w osiach OX lub OY, powoduje gwałtowne zmniejszenie sprawności przekazu energii.

W przypadku odbiorników biomedycznych, energia elektryczna niezbędna do działania tych urządzeń zmagazynowana jest w baterii. Aby umożliwić długą pracę konieczne jest aby akumulator miał odpowiednio dużą pojemność, co oznacza powiększenie wymiarów całego implantu [54]. Zastosowanie bezstykowego ładowania akumulatorów umożliwi zmniejszenie gabarytów. Dodatkową zaletą jest bezinwazyjność tej metody podczas dostarczania energii w przypadku ich rozładowania. Z przeprowadzonego przeglądu literatury wynika, że w przypadku implantów biomedycznych wymagana moc jest stosunkowo niewielka. Zawiera się ona w zakresie setek mW (80 mW [52], 100 mW [48]). Sprawność tych systemów nie przekracza 40%. W zależności od dystansu oraz typu przetwornika częstotliwość pracy tych systemów będzie różna, jednakże zawarta jest ona w paśmie MHz [54, 55].

Druga grupa rozwiązań umożliwi zasilanie odbiorników, które znajdują się za metalowymi barierami. W niektórych aplikacjach nie jest możliwe doprowadzenie zasilania w tradycyjny sposób lub poprzez pole magnetyczne. Odnosi się to do takich obiektów jak: pojemniki z odpadami radioaktywnymi, rurociągi itp. Dzieje się tak gdyż w wielu przypadkach metalowa obudowa będzie działać jak ekran elektromagnetyczny, powodując wzrost strat na skutek powstawania prądów wirowych.

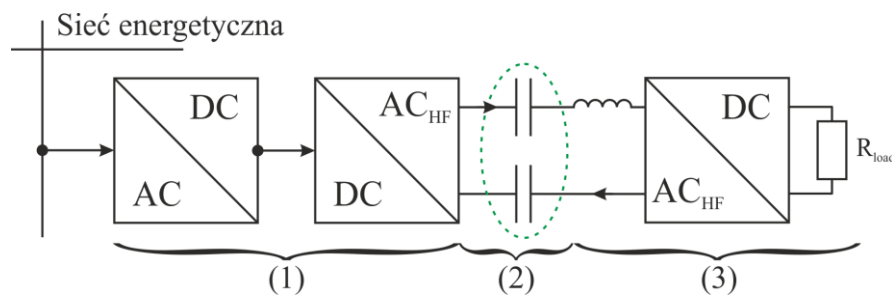
Rozwiązania tego typu posiadają wyższą sprawność w stosunku do rozwiązań stosowanych w medycynie. Spowodowane jest to tym, że układ nadajnika – metalowa bariera – odbiornik jest lepiej dopasowany impedancyjnie niż w przypadku zasilania na przykład przez tkanki organizmów żywych lub powietrze. Konstrukcje tego typu umożliwiają zasilanie odbiorników, któ-

rych minimalne zapotrzebowanie wynosi około 50 W, ze sprawnością około 51% [50]. W tym przypadku odbiornik zasilany był poprzez stalową barierę o grubości 63 mm, częstotliwość pracy zastosowanych przetworników piezoelektrycznych równa była 1 MHz. W [69] osiągnięto sprawność około 88 % podczas przekazu 1 kW mocy. Energia transmitowana była przez tytanowy element o grubości 5 mm. Częstotliwość pracy w tej aplikacji wynosiła około 24 kHz.

Innym aspektem, który jest rozwijany podczas pracy nad systemami AET jest opracowanie systemu zdolnego do komunikacji pomiędzy nadajnikiem a odbiornikiem przez metalowe bariery, z jednoczesną transmisją mocy. W [50] zaproponowano układ umożliwiający transmisję 50 W i jednoczesną komunikację z prędkością 12,4 Mbps. Grubość metalowego elementu wynosiła 63 mm (stalowa bariera).

2.2. Systemy o sprzężeniu pojemnościowym

Kolejną grupą rozwiązań, która umożliwia bezstykowy przekaz energii elektrycznej są systemy, w których strona pierwotna (nadajnik) i wtórna (odbiornik) oddziałują ze sobą poprzez sprzężenie pojemnościowe. Do transmisji energii używane jest pole elektryczne, które wytwarzane jest pomiędzy dwoma parami metalowych płyt (elektrod). Typowy układ do pojemnościowego przekazywania energii składa się z trzech bloków: układu zasilania (1), kondensatora przekazującego energię (2) oraz odbiornika (3). Schemat blokowy przedstawiający budowę systemu CCPT (Capacitively Coupled Power Transfer) zamieszczono poniżej:



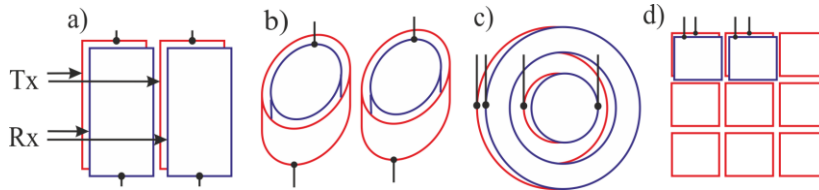
Rys. 2.2 Schemat blokowy systemów o sprzężeniu pojemnościowym. Na podstawie [23, 59, 60]

Jedynką oznaczono dwa elementy, które tworzą moduł zasilacza. Pierwszy z nich to prostownik sieciowy. Drugi moduł (falownik) transformuje napięcie stałe na przemienne o wysokiej częstotliwości. Częstotliwość pracy przekształtnika zależy od konkretnej aplikacji. Można założyć, że zawiera się ona w przedziale od setek kHz [72, 73] do MHz [74, 75]. Do wytworzenia napięcia, które będzie spełniać powyższe wymagania, używane są różne topologie obwodów przełączających. Spośród dostępnych topologii najczęściej wykorzystywane są: przetwornice przeciwsołbne [72, 75], układy klasy E [60] oraz pełnego mostka [76].

Numerem (2) oznaczono dwie pary elektrod. Każda z nich może być rozpatrywana jako kondensator. Podobnie jak w przypadku rzeczywistych kondensatorów pomiędzy płytami nanoszony jest materiał dielektryczny, gdyż jego użycie wprowadza izolację galwaniczną oraz zwiększa wypadkową pojemność utworzonego kondensatora.

Mechaniczna konstrukcja elektrod powiązana jest z konkretną aplikacją. Znaleźć można rozwiązania, w których elektrody są dwoma parami płyt o identycznych wymiarach, ułożonymi jedna na drugiej [60] (rysunek 2.3 (a)). W innych aplikacjach elektrody mogą mieć formę:

cylindrów [76] (rysunek 2.3 (b)), dysków [76] (rysunek 2.3 (c)) lub matryc [77] (rysunek 2.3 (d)). Na rysunku 2.3 kolorem czerwonym zaznaczono stronę pierwotną systemu, a fioletowym stronę wtórną.



Rys. 2.3 Konfiguracje elektrod stosowanych w CCPT. Na podstawie [60] [76] [77]

Trzecim elementem systemu jest blok obciążenia. Najczęściej spotykane rozwiązanie to wysokoczęstotliwościowy prostownik napięcia, układ filtrujący oraz odbiornik (na przykład w postaci nastawnego rezystora).

Oprócz zalet bezprzewodowego przekazywania energii, jakie zostały wymienione we wstępie do pracy, systemy CCPT posiadają dodatkowe pozytywne cechy. Są to między innymi:

- Niski poziom zakłóceń elektromagnetycznych EMI [60]. W związku z niewielkim dystansem pomiędzy płytami wytworzone pole elektryczne w większości zawiera się w szczeliny, tylko nieznaczna ilość pola jest rozpraszana do otaczającej układ przestrzeni.
- Możliwość zasilania odbiorników poprzez metalowe elementy, które mogłyby znaleźć się pomiędzy elektrodami. W [78] przeanalizowano przypadek z dodatkowym metalowym elementem pomiędzy nadajnikiem i odbiornikiem. Autorzy stwierdzili, że taki układ można przedstawić jako dwa szeregowo połączone kondensatory.
- Zmniejszenie wymiarów systemów poprzez zredukowanie ilości elementów. Z zasady działania CCPT wynika, że nie jest konieczne stosowanie dodatkowych elementów indukcyjnych lub kosztownych rdzeni magnetycznych.

Pomimo swoich zalet systemy CCPT nie są pozbawione wad i ograniczeń. Pierwszą z nich jest niewielka odległość, na którą może być transmitowana energia. Autorzy publikacji, podają informacje o wielkości szczeliny rzędu 1 mm [59, 76]. Inni podczas analizy dokonują uproszczeń, z których wynika że tą odległość można pominąć [77]. Drugim ograniczeniem jest niewielka moc, jaka może być dostarczona do odbiornika – od kilku watów [59, 77] do maksymalnie kilkudziesięciu watów [75]. Sprawność tych rozwiązań zawiera się w przedziale od 50% [59, 77, 78] do 80% [75].

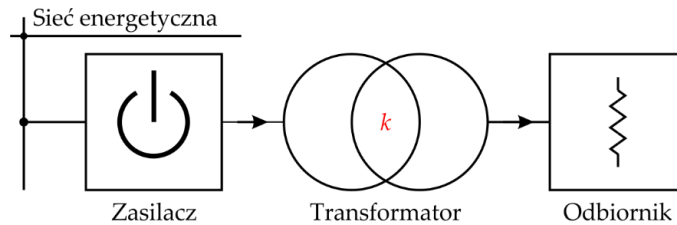
Na podstawie wykonanej analizy literatury wywnioskowano, że układy CCPT stosowane są do zasilania odbiorników, które można przypisać do następujących grup:

- czujników biomedycznych,
- elektroniki użytkowej,
- zasilaczy źródeł światła z zastosowaniem diod LED,
- komputerowych urządzeń peryferyjnych,
- bezprzewodowych robotów.

2.3. Systemy o sprzężeniu indukcyjnym

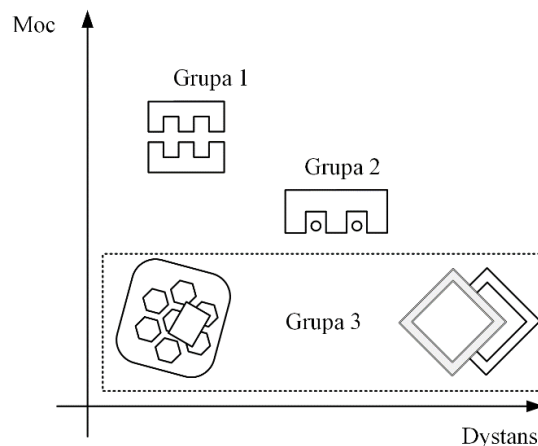
Na rysunku 2.4 przedstawiono ogólny schemat indukcyjnych systemów do bezstykowego przekazywania energii – ICET (Inductive Contactless Energy Transfer). Przedstawiono na nim

trzy bloki, które reprezentują poszczególne elementy systemów. W ogólności w skład takiego rozwiązania powinien wchodzić: stopień zasilający, który przekształca energię pobieraną ze źródła zasilania (najczęściej sieci elektroenergetycznej) na napięcie przemiennie AC o wysokiej częstotliwości oraz amplitudzie. Następnie przetransformowana energia przekazywana jest z wyjścia przekształtnika zasilającego do nadajnika (cewki), skąd dalej przenoszona jest do układów obciążenia poprzez cewkę odbiorczą.



Rys. 2.4 Schemat blokowy systemów o sprzężeniu indukcyjnym. Na podstawie [79]

Transmisja energii elektrycznej w systemach ICET odbywa się poprzez indukcyjne oddziaływanie cewek po stronie pierwotnej i wtórnej systemu. Układ taki można rozpatrywać jako transformator o niskim współczynniku sprzężenia magnetycznego [61, 66, 79, 80]. W przypadku gdy do konstrukcji cewek transformatora nie użyto rdzenia ferromagnetycznego nazywany jest on transformatorem powietrznym [81]. Sposób w jaki oddziałują pomiędzy sobą nadajnik z odbiornikiem opisano w rozdziale 3.



Rys. 2.5 Konstrukcja układów transmisyjnych w funkcji zapotrzebowania na moc oraz dystansu pomiędzy nadajnikiem i odbiornikiem. Na podstawie [34, 51]

W zależności od wybranej konfiguracji nadajnika i odbiornika zmianie może ulegać dystans na jaki może zostać przetransmitowana energia. Indukcyjne systemy bezstykowego przekazywania energii elektrycznej umożliwiają zasilanie odbiornika na dystansie od kilku milimetrów do kilkudziesięciu centymetrów. Bezpośrednio z konstrukcją mechaniczną związana jest liczba stopni swobody systemu jak również ilość możliwej do przekazania mocy. ICET umożliwiają zasilanie urządzeń elektrycznych o szerokim zapotrzebowaniu na moc. Przykładowe grupy zastosowań oraz zakresy pobieranej mocy to między innymi:

- odbiorniki biomedyczne, mW [7, 52, 82],
- elektronika użytkowa, W [83],
- kuchnie indukcyjne, do kilkunastu kW [9, 10, 12–15, 84–87],

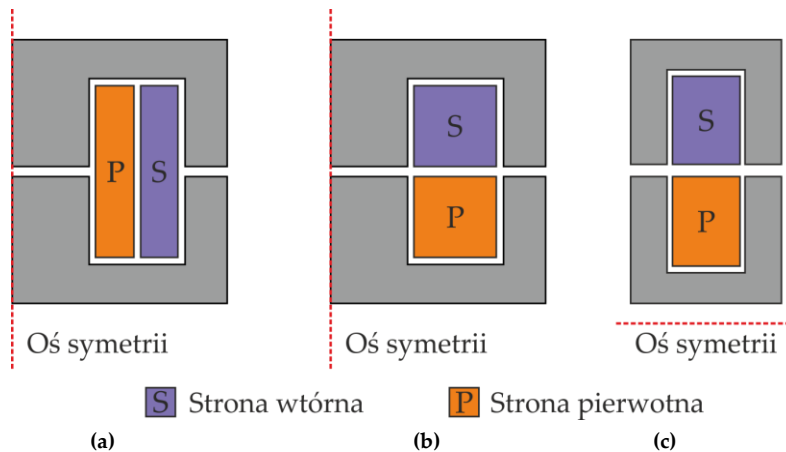
- pojazdy elektryczne lub ich podsystemy, dziesiątki kW [20, 24, 88],
- odbiorniki przemysłowe, setki kW [16].

2.3.1. Systemy z rdzeniem ferromagnetycznym

Na rysunku 2.5, zgodnie z podziałem zaproponowanym w [34], przedstawiono trzy grupy rozwiązań. Różnią się one między sobą konstrukcją mechaniczną nadajników i odbiorników. W pierwszej grupie nadajnik i odbiornik zbudowany jest z zastosowaniem obwodów magnetycznych. W przeciwnym przypadku, gdy w układzie nie zostanie zastosowany rdzeń magnetyczny (grupa 3) przesłana moc jest mniejsza, lecz możliwe jest zwiększenie dystansu, na który transmitowana jest energia. W trzeciej grupie można dokonać dalszego podziału z uwzględnieniem tego z jakiego materiału i w jaki sposób wykonano uzwojenia cewek.

a. Transformatory obrotowe

Z rysunku 2.5 wynika, że największa moc przekazywana jest do obciążenia, gdy do konstrukcji transformatora zastosowano elementy ferromagnetyczne po obu stronach systemu. Ta grupa ICET stosowana jest między innymi w maszynach wysokoobrotowych [89, 90] lub do zasilania ramion robotów i manipulatorów. Transformatory obrotowe są jednym z alternatywnych sposobów zasilania tego typu odbiorników. Pozbawione są one między innymi takiej wady jak zużywanie pierścieni ślizgowych, a przez to konieczności częstej obsługi serwisowej. W [90] zasilono odbiornik którego prędkość obrotowa była równa 6000 obr./min, a moc dostarczona do obciążenia wynosiła 1 kW. Podobną przekazaną moc (1,3 kW) oraz typ aplikacji przedstawiono w [89].



Rys. 2.6 Kształt rdzeni magnetycznych i ułożenie uzwojeń w transformatorach obrotowych używanych do konstrukcji systemów ICET. Na podstawie [33, 89–92]

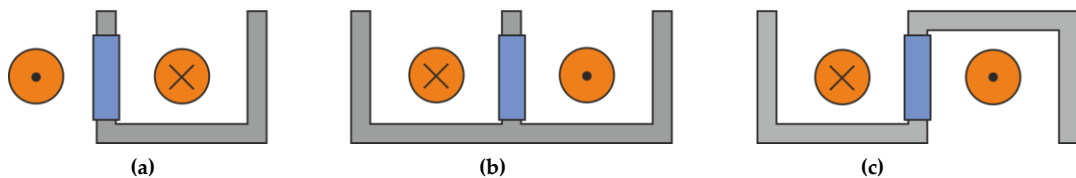
Z wykonanej analizy wynika, że do konstrukcji transformatora stosowane są różnego typu rdzenie, jednakże najczęściej wybierane są rdzenie kubkowe [89–92] (rysunek 2.6 (a) i (b)). Na rysunku (c) zaprezentowana jest również konstrukcja innego typu [33]. Gdy do konstrukcji transformatora użyty zostanie rdzeń kubkowy możliwe są dwa sposoby rozmieszczenia uzwojeń. Na części (a) przedstawiono ułożenie współosiowe, z kolei na części (b) każde uzwojenie znajduje się w osobnej połówce rdzenia. W zależności od sposobu ułożenia cewek zmienia się wartość indukcyjności magnesowania na skutek zmiany współczynnika sprzężenia magnetycznego k . Spośród tych dwóch przypadków wyższa wartość k uzyskana jest dla ułożenia

współosiowego. Wykonanie takiej konstrukcji wymaga większej precyzji ze względu na to, że uzwojenia przemieszczają się względem siebie. Odległość pomiędzy połówkami rdzeni (w zależności od aplikacji) jest różna, od około 0,5 – 0,6 mm [90] do 10 mm [33].

Zasilanie systemów ICET z wykorzystaniem rdzeni ferromagnetycznych odbywa się poprzez układy przekształtnikowe, najczęściej w postaci pełnego mostka tranzystorowego [91] lub półmostka [93]. Częstotliwość pracy kluczy tranzystorowych tych przekształtników zawarta jest w przedziale od 20 – 25 [92] do 60 kHz [33].

b. Transformatory ślizgowe

Istnieją warianty transformatorów ICET, w których odbiornik przesuwa się względem uzwojeń nadajnika. W tego typu systemach ruch odbiornika może odbywać się po linii prostej [94] lub po okręgu [95], i zależy od sposobu ułożenia cewki nadawczej. Odbiorniki najczęściej mają jeden stopień swobody pozwalający na ruch równoległy w stosunku do strony pierwotnej. Oznacza to, że współczynnik sprzężenia magnetycznego nie powinien ulegać zmianie wraz z przesuwaniami odbiornika.



Rys. 2.7 Przykładowe kształty rdzeni magnetycznych stosowanych do konstrukcji ślizgowych systemów bezstykowego przekazywania energii elektrycznej. Na podstawie [96]

Uzwojenie pierwotne systemu wykonane jest w postaci pętli, której długość może sięgać kilkudziesięciu metrów [51]. Na rysunku 2.7 przedstawiono przekrój poprzeczny takiego rozwiązania. Kolorem szarym przedstawiono obrys rdzenia, niebieskim uzwojenia wtórne. Na rysunku przedstawiono pętlę zasilającą w postaci pomarańczowych okręgów. Symbolem „X” zaznaczono kierunek prądu wpływającego do uzwojenia. Do konstrukcji uzwojenia pierwotnego stosowane są przewody typu lico. Zbudowane są one z kilkudziesięciu lub kilkuset drutów, które między sobą odizolowano warstwą lakieru. Końce tych przewodów są połączone w rezultacie prąd przewodzony jest równoległe. W ten sposób zredukowany jest niekorzystny efekt naskórkowy i zredukowane są straty mocy w uzwojeniach [97].

Cewka do odbioru energii nawijana jest na rdzeniu, który może składać się z jednego lub wielu segmentów. Stosowane są różne kształty rdzeni np.: typu E lub U [94], jak również bardziej skomplikowane kształty, rysunek 2.7 (c). W niektórych rozwiązaniach proponowane jest dołączenie dodatkowego elementu magnetycznego, poprzez który zamykany jest magnetowód wokół przewodu nadającego energię [98]. Dodatkowo w niektórych publikacjach rozważany jest wpływ rozłożenia uzwojenia wtórnego [88, 99], na rdzeniu ferromagnetycznym.

Z uwagi na to, że „pick up” (odbiornik) przemieszcza się, użyte obwody magnetyczne powinny być odporne na uszkodzenia mechaniczne. Do ich konstrukcji często stosowane są materiały amorficzne lub nanocząstkowe [100].

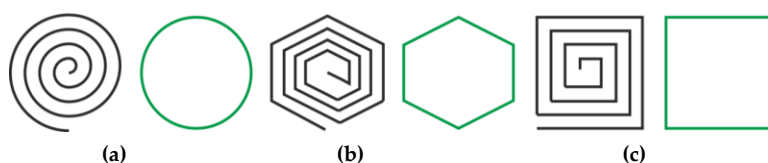
2.3.2. Systemy bez rdzenia ferromagnetycznego

W kolejnej grupie konstrukcyjnej do utworzenia obwodów transmisyjnych nie są stosowane rdzenie magnetyczne. W [34] umieszczono w tej grupie systemy do przekazu energii z zachowaniem dużej szczeliny powietrznej. W opinii autora tę grupę można podzielić na dwa warianty. Pierwszy z nich umożliwia transmisję stosunkowo niewielkiej mocy na niewielką odległość [83, 101] użyte cewki mają niewielkie wymiary. Drugi typ rozwiązań stosowany jest do przekazywania większej ilości energii na większym dystansie [102], a użyte cewki mają większą powierzchnię.

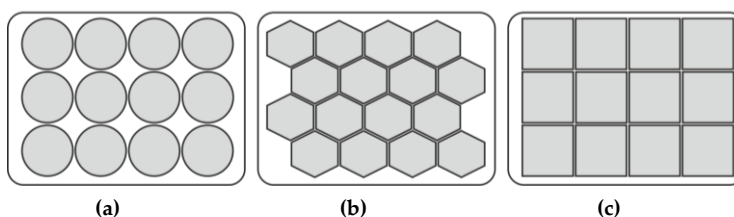
a. Systemy z cewkami planarnymi (PCB)

Systemy z cewkami planarnymi służą do dostarczania energii do odbiorników o stosunkowo małej mocy. Zasilają one głównie odbiorniki z grupy elektroniki użytkowej [103] to znaczy telefony komórkowe [104], przenośne komputery PC lub ich urządzenia peryferyjne [83]. Wspólną cechą tych systemów jest konstrukcja cewek. Często wykonane są one w postaci uzwojeń planarnych z wykorzystaniem techniki obwodów drukowanych PCB (Printed Circuit Board). W [104] przedstawiono stanowisko laboratoryjne przeznaczone do ładowania akumulatora telefonu komórkowego. Energia nadawana jest przez jedną cewkę znajdującą się po stronie nadajnika i odbierana przez jedną po stronie wtórnej. Kształt użytej cewki podobny jest do zaprezentowanego na rysunku 2.8 (a). Praca takiego układu jest wrażliwa na dokładność ułożenia strony wtórnej względem pierwotnej.

Aby zwiększyć dopuszczalną tolerancję ułożenia opracowano rozwiązania z wieloma planarnymi uzwojeniami umieszczonymi po stronie nadajnika [45, 105–107]. Tworzą one pola, które wykonane są z cewek w postaci spiral. Przykładowe kształty przedstawiono na rysunkach 2.8 (a), (b), (c). W przypadku układów z wieloma cewkami prowadzone są prace nad rozwiązaniem zagadnień, które dotyczą między innymi: odpowiedniego doboru geometrii poszczególnych cewek, optymalnego (maksymalnego) wykorzystania powierzchni nadajnika (rysunek 2.9) jak i doborze liczby warstw [105, 108].



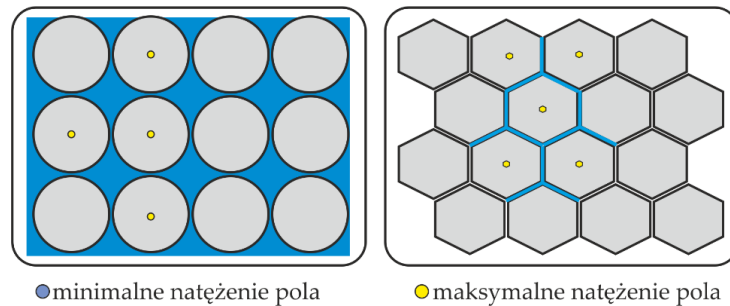
Rys. 2.8 Kształt uzwojeń obwodów drukowanych (kolor czarny kształt rzeczywisty; kolor zielony symbol zastępczy)



Rys. 2.9 Rozmieszczenie pojedynczych cewek na laminacie PCB. Na podstawie [45, 104–106]

W [108] stwierdzono, że kształt poszczególnych cewek powinien być dobrany w taki sposób, aby zminimalizować pustą powierzchnię pomiędzy nimi. Niewypełnione obszary skutkują wy-

tworzeniem nad powierzchnią nadajnika niejednorodnego pola magnetycznego [45, pp. 68 – 70]. Na rysunku poniżej zaprezentowano podsumowanie wyników badań, gdzie użyto komórek o różnych kształtach [45].



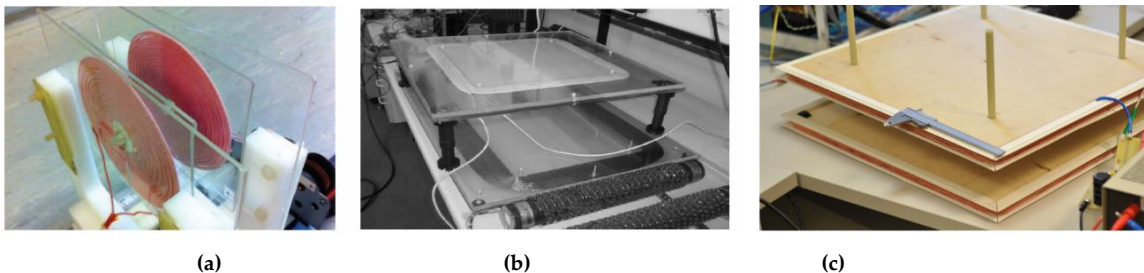
Rys. 2.10 Minimalne i maksymalne wartości pola magnetycznego nad powierzchnią laminatu. Na podstawie [45, 107]

Na przedstawionych rysunkach szare pola reprezentują obszary, nad którymi generowane jest pole magnetyczne. Kolorem żółtym oznaczono punkty, w których jego wartość jest największa, natomiast kolorem niebieskim obszary o najniższej wartości pola. Zastosowanie heksagonalnych lub kwadratowych komórek umożliwiło zminimalizowanie niewykorzystanej powierzchni. Dodatkowo należy zaznaczyć, że nad obszarem pojedynczej cewki, wygenerowane pole może nie być jednorodne [106]. Rozwiązaniem tego problemu jest zastosowanie nadajnika z więcej niż jedną warstwą cewek [105, 106].

Do poprawnego działania nadajników wykonanych w technologii PCB opracowano różne strategie sterowania. Umożliwiają one między innymi zastosowanie jednego nadajnika do zasilania wielu odbiorników [109]. Inne algorytmy umożliwiają wykrycie oraz zasilenie tylko obszarów, nad którymi umiejscowiony jest odbiornik. Daje to możliwość ograniczenia ilości zakłóceń elektromagnetycznych EMI oraz ilości strat generowanych w uzwojeniach nadawczych.

b. Systemy z cewkami planarnymi o dużej powierzchni

W drugiej grupie systemów ICET dystans między nadajnikiem i odbiornikiem jest większy niż w przypadku systemów z obwodami drukowanymi, jak również przekazywana jest znacznie większa moc. Rozwiązana tego typu stosowane są między innymi jako ładowarki baterii pojazdów elektrycznych [110, 111]. Z przeglądu literatury wynika, że moc jaka może być przetransmitowana do obciążenia zawiera się w przedziale od setek W do kilku kW [102, 110, 112, 113]. Zasilanie tych systemów odbywa się poprzez przekształtniki pracujące z częstotliwością zawierającą się w przedziale 20-150 kHz [102, 110, 111, 114].



Rys. 2.11 Przykładowe konstrukcje cewek nadawczych i odbiorczych stosowanych w bezrdzeniowych systemach ICET. Na podstawie: (a) [115], (b) [110], (c) [116]

Uzwojenia pierwotne i wtórne wykonywane są najczęściej z przewodów typu lico, podobnie jak w przypadku systemów ślizgowych. Nadajnik i odbiornik ma dużo większą powierzchnię w porównaniu do cewek PCB. Uzwojenia najczęściej ułożone są w kształcie okręgu [115], prostokąta [102, 110, 111] lub kwadratu [114, 116]. Przykładowe rozwiązania praktyczne zamieszczono na rysunku 2.8. Energia dostarczana jest na dystansie od kilku [117, 118] do kilkunastu cm [113, 116, 119].

2.4. Opis budowy rezonansowych systemów ICET

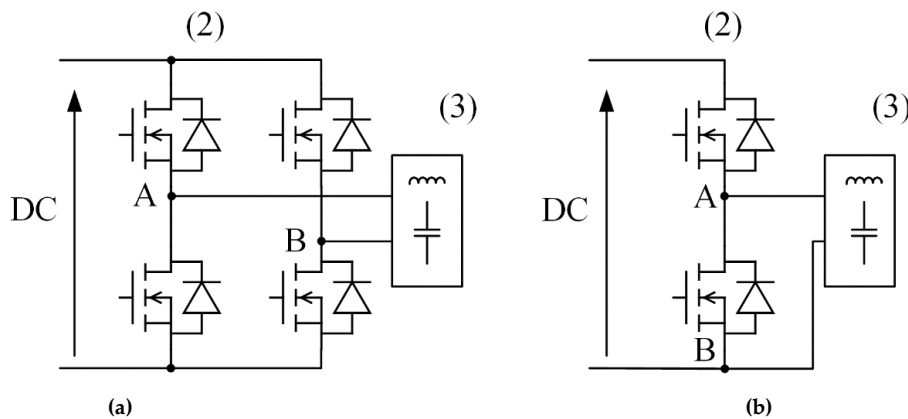
Budowa systemów ICET zależy od konkretnej aplikacji. W ostatnich latach przedstawiane są rozwiązania energoelektronicznych przekształtników zasilających, w których wykorzystywane jest zjawisko rezonansu. W poniższym podrozdziale przedstawiono opis modułów, które są najczęściej stosowane w indukcyjnych systemach do bezstykowego przekazywania energii elektrycznej.

2.4.1. Rezonansowy przekształtnik zasilający

Jednym z najważniejszych wymagań, które stawiane jest nowoczesnym przekształtnikom zasilającym jest jak najwyższa sprawność η , która może być określona jako:

$$\eta = \frac{P_{wyj.}}{P_{we}} \cdot 100\% \quad (2.1)$$

Nowoczesne przekształtniki cechują się sprawnością na poziomie 95% lub wyższym [120–124]. Osiągnięcie takiej sprawności możliwe jest na kilka sposobów, jednym z nich jest zastosowanie nowoczesnych materiałów, z których wykonywane się półprzewodnikowe elementy mocy (PEM). Obecnie na rynku dostępne są nowe elementy półprzewodnikowe skonstruowane między innymi w oparciu o węgiel krzemu – SiC [63, 125, 126].



Rys. 2.12 Topologie przekształtników rezonansowych stosowanych do zasilania systemów CET. Na podstawie [127]

Jednym ze sposobów ograniczenia strat tranzystorów, jest zaprojektowanie przekształtnika wykorzystującego rezonansowe przełączanie kluczy tranzystorowych. Na skutek tego tranzystory przełączane są przy zerowej wartości prądu ZCS (Zero Current Switching) lub napięcia ZVS (Zero Voltage Switching). Istnieją również rozwiązania łączące obie techniki ZCS + ZVS. Praca w jednym z tych trybów umożliwia pominięcie dodatkowych układów odciążających,

których zadaniem jest redukcja niekorzystnych efektów podczas twardej komutacji („hard switching”). Układy rezonansowe znajdują zastosowanie w różnych segmentach energoelektroniki, między innymi w:

- technologii odnawialnych źródeł energii [121, 128, 129] (przekształtniki DC/DC),
- przekształtnikach AC/DC [130–133],
- jednostkach zasilających, które wspomagają procesy chemiczne np.: do generowania zimnej plazmy [134, 135].

Indukcyjne systemy do bezstykowego przekazywania energii wymagają źródła energii, które pracować będzie z wysoką częstotliwością (10-100 kHz). Jest to dodatkowy powód, dla którego w tych aplikacjach powszechnie stosowane są przekształtniki rezonansowe [63, 66, 67, 80, 111, 113]. Podstawową częścią przekształtników energoelektronicznych jest moduł kluczujący. Najpowszechniej stosowane są dwa rozwiązania:

- półmostka tranzystorowego (2T) [40, 95, 136, 137] (rysunek 2.12 (a)),
- pełnego mostka tranzystorowego (4T) [64, 65, 138–142] (rysunek 2.12 (b)).

Do wyjścia każdego z nich dołączony jest obwód rezonansowy, który oznaczono jako (3). Przykładowe konstrukcje obwodów rezonansowych przedstawiono w dalszej części tego rozdziału. Przekształtnik rezonansowy pracujący w idealnych warunkach powinien przełączać tranzystory z częstotliwością f_f równą częstotliwości drgań własnych f_r . Ta druga zależy od konfiguracji obwodu rezonansowego oraz wartości elementów pasywnych. Inną zaletą przekształtników rezonansowych pracujących z wysoką częstotliwością jest zmniejszenie gabarytów elementów biernych.

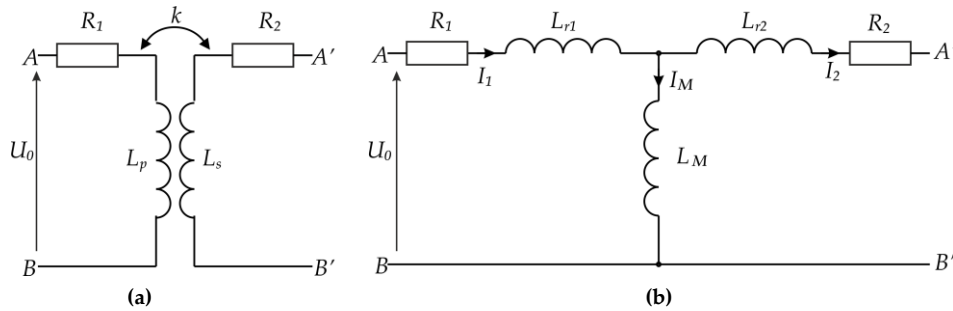
2.4.2. Obwód rezonansowy

Najprostszy obwód rezonansowy zbudowany jest z przynajmniej jednego elementu indukcyjnego i jednego pojemnościowego. W systemach ICET do transmisji energii stosowane jest sprzężenie magnetyczne pomiędzy przynajmniej dwoma cewkami. Dlatego, że w systemach tego typu wykorzystane są elementy indukcyjne, do utworzenia obwodu rezonansowego stosowane są uzwojenia transformatora. Obwody rezonansowe konstruowane są w taki sposób, że do zacisków transformatora dołącza się dodatkowe elementy pojemnościowe. Poniżej przedstawiono podstawowe topologie stosowanych obwodów rezonansowych oraz sposób opisu transformatora.

a. Transformator o niskim sprzężeniu magnetycznym k

W systemach ICET cewki nadajnika i odbiornika oddziałują ze sobą ze sprzężeniem magnetycznym k . Wartość sprzężenia magnetycznego w systemach ICET zawiera się w przedziale 0,1-0,5. Tak niska wartość spowodowana jest dużą szczeliną powietrzną. Dodatkowo w niektórych aplikacjach współczynnik k jest zmniejszony z uwagi na brak rdzenia magnetycznego. Dystans, na jakim zasilane są odbiorniki (w zależności od rodzaju aplikacji) zawiera się w przedziale od kilku milimetrów [79], poprzez centymetry [43, 143], do kilkudziesięciu centymetrów [102]. Niezależnie od konstrukcji układu cewek ich wzajemnie oddziaływanie można przedstawić

w postaci schematu zastępczego transformatora jak na rysunku 2.13 (b), który jest równoważny z często spotykanym układem przedstawionym na rysunku 2.13 (a) [144–146].



Rys. 2.13 Układ sprzężonych cewek (a) oraz model T transformatora (b) stosowanych do modelowania ICET. Na podstawie [80]

Do dalszej analizy matematycznej zastosowano model z rysunku 2.13 (b), który można opisać równaniami [139]:

- Indukcyjność rozproszenia strony pierwotnej i wtórnej:

$$L_{r1} = L_p - L_M \quad (2.2)$$

$$L_{r2} = L_s - \left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 \cdot L_M \quad (2.3)$$

- Indukcyjność magnesująca transformatora:

$$L_M = k \cdot \sqrt{L_p L_s} \quad (2.4)$$

- Układ równań napięciowych (2.5) i rozptył pądów (2.6) w układzie z rysunku 2.13 (b)

$$\begin{cases} U_0 = R_1 I_1 + X_{L_{r1}} I_1 + X_M I_M \\ 0 = R_2 I_2 + R_L I_2 + I_2 X_{L_{r2}} - X_M I_M \end{cases} \quad (2.5)$$

$$I_M = I_1 - I_2 \quad (2.6)$$

gdzie:

$$X_{L_{r1}} = j\omega L_{r1}; \quad X_{L_{r2}} = j\omega L_{r2}; \quad X_M = j\omega L_M; \quad \omega = 2\pi f$$

- Impedancja zastępcza na podstawie powyższych równań równa jest:

$$Z = \frac{U_0}{I_1} = R_1 + j\omega(L_{r1} + L_M) + \frac{\omega^2 L_M^2}{(R_2 + R_L + j\omega(L_{r2} + L_M))} \quad (2.7)$$

gdzie:

L_{r1} – indukcyjność rozproszenia strony pierwotnej,

L_{r2} – indukcyjność rozproszenia strony wtórnej,

L_M – indukcyjność magnesująca,

L_p – indukcyjność własna strony pierwotnej,

L_s – indukcyjność własna strony wtórnej,

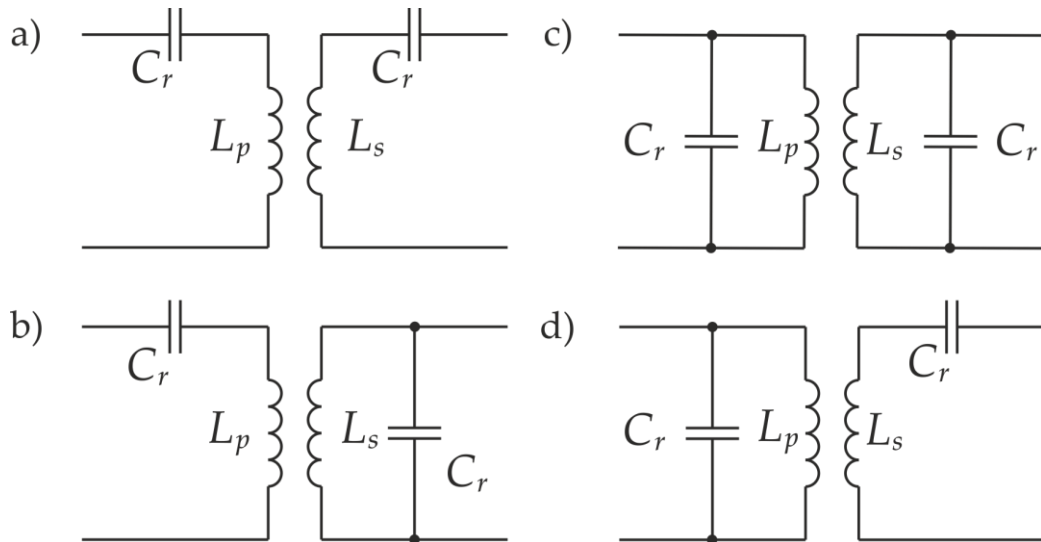
k – współczynnik sprzężenia magnetycznego.

n_1, n_2 – zwojność strony pierwotnej i wtórnej.

b. Odsprężanie indukcyjności rozproszenia

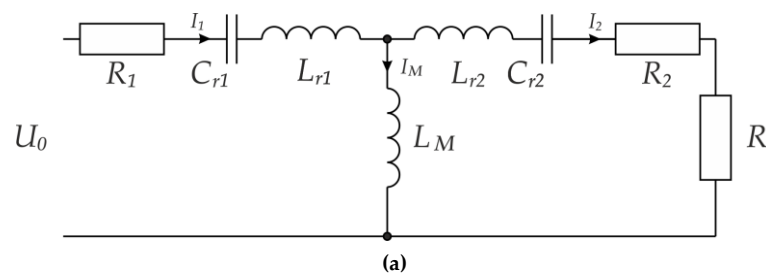
W przypadku niskiej wartości współczynnika sprzężenia magnetycznego dominującą wartością staje się indukcyjność rozproszenia. Skutkuje to między innymi tym, że system ICET będzie pracował z niskim współczynnikiem mocy [80], co wpłynie na ilość energii transmitowanej do obciążenia. Prowadzi to do zwiększenia wartości przewodzonego poprzez mostek tranzystorowy prądu, co powoduje wzrost strat w tranzystorach oraz uzwojeniach transformatora [140].

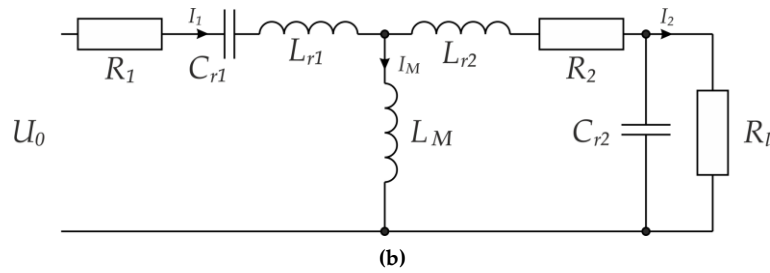
Eliminacja bądź redukcja negatywnych skutków możliwa jest po dołączeniu do uzwojeń transformatora elementów pojemnościowych, które utworzą obwody rezonansowe. Kondensatory mogą być dodane szeregowo lub równolegle, co oznacza, że mogą zostać dołączane do uzwojeń transformatora na cztery różne sposoby [38–40, 80, 94, 114, 147], rysunek 2.14. Dzięki takiej konfiguracji, przekształtnik z zastosowanym układem rezonansowym może pracować ze współczynnikiem mocy bliskim jedności. Jednakże, aby to było możliwe musi być spełniony warunek równości częstotliwości pracy mostka tranzystorowego i obwodu rezonansowego.



Rys. 2.14 Topologie obwodów rezonansowych: (a) szeregowo-szeregowy SS, (b) szeregowo-równoległy SP, (c) równoległo-równoległy PP, (d) równoległo-szeregowy PS. Na podstawie [80, 94, 114, 147]

Zasilenie systemów ICET najczęściej odbywa się poprzez przekształtniki napięciowe [24, 33, 63, 64, 123, 140, 142, 148, 149]. W związku z tym w układach ICET po stronie pierwotnej typowo stosowany jest obwód rezonansowy o szeregowej strukturze. Do strony wtórnej w zależności od wymagań dołączany jest kondensator szeregowo lub równolegle jak zaprezentowano na rysunkach 2.14 (a), (b). Utworzone w ten sposób konfiguracje przedstawiono w postaci schematów ideowych na rysunku 2.15, a następnie przedstawiono ich opis matematyczny.





Rys. 2.15 Schematy zastępcze ICET dla dwóch topologii kompensacji indukcyjności rozproszenia.
Na podstawie [61, 66, 80]

W ogólności powyższe schematy można opisać macierzowym układem równań (2.8). Rozwinięcie symboli zastosowanych w przedstawionym równaniu zamieszczono w tabeli 2.1.

$$\begin{bmatrix} U_0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_p & -j\omega L_M \\ -j\omega L_M & Z_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

Tabela 2.1 Opis matematyczny dla schematów z rysunku 2.15 (a) i (b)

| | Konfiguracja SS | Konfiguracja SP |
|-------|---|---|
| Z_p | $R_1 + j \left(\omega L_{r1} + \omega L_M - \frac{1}{\omega C_{r1}} \right)$ | $R_1 + j \left(\omega L_{r1} + \omega L_M - \frac{1}{\omega C_{r1}} \right)$ |
| Z_s | $R_2 + R_l + j \left(\omega L_{r2} + \omega L_M - \frac{1}{\omega C_{r2}} \right)$ | $R_2 + j\omega L_2 + \frac{R_l}{1 + j\omega R_l C_{r2}}$ |
| Z_z | $Z_p + \frac{(\omega L_M)^2}{Z_s}$ | |
| I_1 | $\frac{U_0 Z_s}{Z_p Z_s + (\omega L_M)^2}$ | |
| I_2 | $\frac{j\omega L_M}{Z_s} I_1$ | |

gdzie:

- Z_p – impedancja zastępcza strony pierwotnej,
- Z_s – impedancja zastępcza strony wtórnej,
- Z_z – sumaryczna impedancja zastępcza,
- I_1 – prąd po stronie pierwotnej systemu,
- I_2 – prąd po stronie wtórnej systemu,
- C_{r1} – pojemność kondensatora po stronie pierwotnej,
- C_{r2} – pojemność kondensatora po stronie wtórnej,
- U_0 – napięcie zasilające.

Moc przekazana do indukcyjności po stronie wtórnej wyrażona jest wzorem [150, 151]:

$$P_{L_s} = I_1^2 \cdot \text{Re}(Z_z) \quad (2.9)$$

Natomiast moc przekazaną do obciążenia wyznaczono z użyciem wzoru [150, 151]:

$$P_{\text{wyj.}} = I_2^2 \cdot R_l \quad (2.10)$$

2.4.3. Moduł obciążenia

Po stronie wtórnej energia elektryczna odbierana jest przez cewkę odbiorczą, do której dołączono odbiornik. W najprostszej sytuacji odbiornik zbudowany jest z wysokoczęstotliwościowego prostownika, do którego dołączono elementy rezystancje oraz kondensatory filtrujące napięcie [63].

Bardziej zawansowane układy energoelektroniczne umożliwiają dopasowanie wartości amplitudy napięcia lub prądu cewki odbiorczej do poziomów wymaganych przez obwód obciążenia. W tym celu stosowane są na przykład jednotranzystorowe przetwornice napięcia typu „buck” lub „boost” [152]. W pozycjach bibliograficznych odnaleźć można również bardziej złożone układy typu półmostka (2T) [137] lub pełnego mostka tranzystorowego (4T) [138]. Stosując drugie rozwiązanie możliwa jest czterokwadrantowa praca systemu [43, 67].

W układach odbiorczych (oprócz przetwornic lub przekształtników) stosowane są również dodatkowe obwody. W zależności od konstrukcji obwodów i aplikacji ich przeznaczenie jest różne. Najczęściej stosowane są jako układy do kompensacji zmian parametrów, które mogą wystąpić w systemach [153–155]. Przykłady takich obwodów omówiono w rozdziale 5.1.

2.5. Podsumowanie

Na początku tego rozdziału przedstawiono obecny stan wiedzy na temat bezkontaktowego zasilania odbiorników energii elektrycznej. Omówiono konstrukcję oraz zasadę działania trzech grup systemów CET, które wykorzystują do transmisji energii fale akustyczne, sprzężenie pojemnościowe oraz indukcyjne.

W dalszej części rozdziału skupiono się na omówieniu rozwiązań, w których do przekazu energii użyto sprzężenia indukcyjnego. Wybór tego rodzaju systemu jest spowodowany tym, że jako jedyny umożliwia wykonanie aplikacji do transmisji dużej wartości mocy (powyżej kilkuset Watów) na dużym dystansie z zachowaniem wielu stopni swobody pomiędzy nadajnikiem i odbiornikiem. W tym miejscu należy zaznaczyć, że w rozwiązaniach akustycznych transmisja mocy na poziomie 1 kW jest także możliwa. W takim przypadku wymagane jest, aby nadajnik i odbiornik znajdowały się w ściśle ustalonej pozycji oraz transmisja dokonywana była poprzez barierę, najczęściej wykonaną z metalu. W przypadku systemów pojemnościowych dystans, na którym dokonywana jest transmisja energii jest niewielki.

Indukcyjne systemy do bezstykowego przekazywania energii podzielono ze względu na budowę układu transmisyjnego. Ich budowa wpływa między innymi na złożoność przekształtnika zasilającego jak również na ilość stopni swobody jakie ma odbiornik względem nadajnika. Niezależnie od pozycji, konstrukcji oraz zakresu ruchu dwie sprzężone cewki mogą być rozpatrywane są jako transformator. Cechą takiego transformatora jest niska wartości sprzężenia magnetycznego. Do opisu takiego transformatora, posłużono się równaniami jak w przypadku klasycznych konstrukcji.

Na podstawie analizy literatury dokonano wyboru rozwiązania, które przedstawiono w dalszej części pracy. Zawiera się ono w grupie bezrdzeniowych indukcyjnych systemów ICET. Wybrana konfiguracja umożliwia zasilanie odbiornika znajdującego się w dużej odległości od nadajnika rzędu kilku – kilkunastu centymetrów. Zdecydowano się na taką konstrukcję

ze względu na potencjalne przeznaczenie opracowanego rozwiązania jako alternatywnego sposobu doładowywania baterii akumulatorów w pojazdach elektrycznych. Wybrany systemu ICET powinien pracować z częstotliwością, zawierającą się w zakresie od 10 do 100 kHz. W takim przypadku do konstrukcji przekształtników zasilających często stosowane są topologie wykorzystujące zjawisko rezonansu. Obwody rezonansowe tworzone są poprzez dołączenie dodatkowych kondensatorów do zacisków cewek. W rezultacie możliwe jest utworzenie czterech topologii systemów ICET (rysunek 2.14). W zależności od konfiguracji zmienia się: ilość przekazywanej do obciążenia mocy, współczynnik mocy, częstotliwość pracy systemu itp.

3. TRANSFORMATOR POWIETRZNY

| | |
|---|----|
| 3.1. Obliczanie indukcyjności własnych oraz wzajemnych cewek | 33 |
| 3.2. Obliczanie indukcyjności własnych oraz wzajemnych cewek o przekroju prostokątnym | 35 |
| 3.3. Program LMAIR | 37 |
| 3.4. Obliczenia indukcyjności w środowisku ANSYS Maxwell 14 | 38 |
| 3.5. Symulacyjne wyznaczenie współczynnika k | 39 |
| 3.6. Podsumowanie | 41 |

W rozdziale pierwszym przedstawiono przykłady rozwiązań stosowanych do bezstykowego przekazywania energii elektrycznej. Rozwiązania te wykorzystują sprzężenie indukcyjne pomiędzy cewkami układu. W rozdziale drugim przedstawiono aktualny stan wiedzy na temat bezstykowego przekazywania energii dla różnych systemów. Zaprezentowano w nim również podział ICET, uwzględniając mechaniczną i magnetyczną konstrukcję układu cewek (nadających i odbierających energię). W poniższym rozdziale przedstawiono wyniki prac, których celem było oszacowanie parametrów geometrycznych oraz elektrycznych cewek. Wyznaczono tu również współczynniki sprzężenia magnetycznego k pomiędzy zaprojektowanymi cewkami. Po wykonaniu badań polowych, określono indukcyjności rozproszenia, co umożliwiło teoretyczne wyliczenie częstotliwości rezonansowych układu.

W pracy użyto dwóch cewek mających tę samą zwojność i wymiary a do ich konstrukcji nie zastosowano ferromagnetycznych obwodów magnetycznych. Rozwiązanie to posiada wiele zalet, do których należą między innymi:

- większa, w stosunku do rozwiązań z rdzeniem, odporność na uszkodzenia mechaniczne,
- większa swoboda ułożenia uzwojeń,
- większa odporność na wysokie temperatury,
- mniejsza waga.

Ponadto, jak wynika z [95] i [103], wraz z zastosowaniem takiego rozwiązania, zmniejsza się wrażliwość systemu ICET na niedokładności we wzajemnym ułożeniu cewek.

W kolejnych podrozdziałach przedstawiono metody pozwalające na wyznaczenie indukcyjności własnych oraz wzajemnych cewek oraz pokazano wyniki symulacji numerycznych. Na podstawie tych wyników wykonano cewki, które zaprezentowano w rozdziale 6.2.4.

3.1. Obliczanie indukcyjności własnych oraz wzajemnych cewek

Energia magnetyczna W_m układu przewodów wiodących prąd elektryczny może być obliczona jako całka objętościowa po objętości V obszaru ze wzoru:

$$W_m = \frac{1}{2} \int_V \vec{B} \vec{H} dV \quad (3.1)$$

Wykorzystując definicję potencjału wektorowego \vec{A} :

$$\vec{B} = \text{rot } \vec{A}, \quad \text{div } \vec{A} = 0 \quad (3.2)$$

oraz korzystając z pierwszego równania Maxwella:

$$\text{rot } \vec{H} = \vec{J} \quad (3.3)$$

można równanie (3.1) zapisać w postaci:

$$W_m = \frac{1}{2} \int_V \vec{A} \cdot \text{rot } \vec{H} dV - \frac{1}{2} \int_V \text{div}(\vec{H} \times \vec{A}) dV. \quad (3.4)$$

Równanie (3.4) można przekształcić do:

$$W_m = \frac{1}{2} \int_V \vec{A} \cdot \vec{J} dV - \frac{1}{2} \oint_S (\vec{H} \times \vec{A}) \cdot d\vec{s}. \quad (3.5)$$

Równanie (3.5) upraszcza się w układach, w których spełnione są jednorodne warunki brzegowe Dirichleta lub Neumanna do postaci:

$$W_m = \frac{1}{2} \int_V \vec{A} \vec{J} dV. \quad (3.6)$$

W powyższych równaniach poszczególne wielkości to:

- \vec{A} – potencjał wektorowy pola magnetycznego,
- \vec{B} – wektor indukcji magnetycznej,
- \vec{H} – wektor natężenia pola magnetycznego,
- \vec{J} – wektor gęstości prądu,
- W_m – energia zgromadzona w polu magnetycznym.

Całkowanie we wzorze (3.6) należy przeprowadzić wyłącznie w obszarach, w których $\vec{J} \neq 0$, co przyspiesza proces obliczeniowy, szczególnie w układach, w których potencjał wektorowy ma tylko jedną składową. Indukcyjność własna systemu może być obliczona ze wzoru:

$$L = \frac{2W_m}{I^2} \quad (3.7)$$

Energia dwóch niezależnych systemów z prądami I_1 i I_2 może być obliczona z zależności:

$$\begin{aligned} W_m &= \frac{1}{2} \int_V \vec{B} \vec{H} dV = \frac{1}{2} \int_V (\vec{B}_1 + \vec{B}_2)(\vec{H}_1 + \vec{H}_2) dV \\ &= \frac{1}{2} \int_V (\vec{B}_1 \vec{H}_1 + \vec{B}_2 \vec{H}_2 + \vec{B}_1 \vec{H}_2 + \vec{B}_2 \vec{H}_1) dV = \\ &= \frac{1}{2} L_1 I_1^2 + \frac{1}{2} L_2 I_2^2 + \frac{1}{2} M_{1,2} I_1 I_2 + \frac{1}{2} M_{1,2} I_1 I_2 \end{aligned} \quad (3.8)$$

Całkę $\int_V \vec{B}_1 \vec{H}_2 dV$ w powyższym wzorze można, zgodnie z zależnością (3.6), przedstawić jako:

$$\int_V \vec{B}_1 \vec{H}_2 dV = \int_V \vec{A}_1 \vec{J}_2 dV \quad (3.9)$$

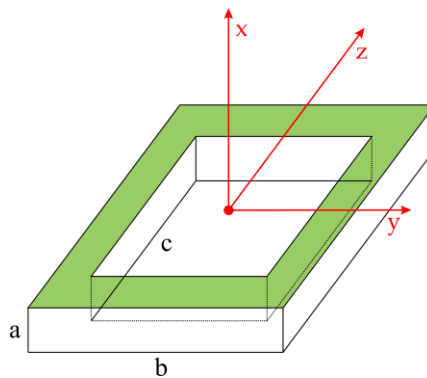
Powyższy wzór umożliwia obliczenie indukcyjności wzajemnej $M_{1,2}$ dwóch sprzężonych magnetycznie układów cewek jako:

$$M_{1,2} = \frac{1}{I_1 I_2} \cdot \int_V \vec{A}_1 \vec{J}_2 dV \quad (3.10)$$

przy czym całkowanie przeprowadzić należy, jak uprzednio, wyłącznie w obszarach, w których $\vec{J}_2 \neq 0$.

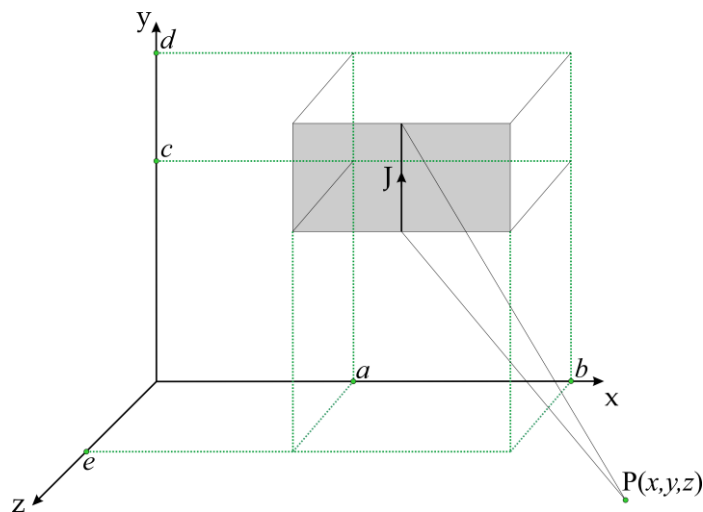
3.2. Obliczanie indukcyjności własnych oraz wzajemnych cewek o przekroju prostokątnym

Wykorzystanie zależności energetycznych do wyznaczania indukcyjności cewek jest korzystne w układach, w których potencjał wektorowy posiada jedną składową, lub w konfiguracjach posiadających odpowiednie symetrie (np. współosiowe cewki cylindryczne). Dla cewek o przekroju prostokątnym (rysunek 3.1) korzystniejsze jest stosowanie metody strumieni skojarzonych.



Rys. 3.1 Oznaczenia wymiarów geometrycznych cewki o przekroju prostokątnym

Pierwszym krokiem do wyznaczenia pola magnetycznego cewki z rysunku 3.1 jest obliczenie w punkcie $P(x,y,z)$ pola magnetycznego \vec{H} pochodzącego od układu prądowego nieskończonej cienkiej powierzchni wiodącej prąd o gęstości powierzchniowej $\vec{J} = J_y \cdot \vec{1}_y$ (rysunek 3.2). W tym celu należy dokonać całkowania (w granicach a - b) wzoru Biota-Savarta definiującego pole magnetyczne cienkiego przewodu o skończonej długości d - c .



Rys. 3.2 Obliczenie pola magnetycznego \vec{H} w punkcie $P(x,y,z)$ dla ∞ cienkiej powierzchni prądowej z układem prądowym $\vec{J} = J_y \cdot \vec{1}_y$

Umożliwia to wyznaczenie składowych natężenia pola magnetycznego w punkcie $P(x,y,z)$:

$$H_z = \frac{J}{4\pi} \left[\ln \frac{y-d + \sqrt{(x-b)^2 + (y-d)^2 + (z-e)^2}}{y-c + \sqrt{(x-b)^2 + (y-c)^2 + (z-e)^2}} + \right. \\ \left. - \ln \frac{y-d + \sqrt{(x-a)^2 + (y-d)^2 + (z-e)^2}}{y-c + \sqrt{(x-a)^2 + (y-c)^2 + (z-e)^2}} \right] \quad (3.11)$$

$$H_x = \frac{J_y}{4\pi} \left[\arctan \frac{(x-b)(y-d)}{(z-e)\sqrt{(x-b)^2 + (y-d)^2 + (z-e)^2}} \right. \\ - \arctan \frac{(x-b)(y-c)}{(z-e)\sqrt{(x-b)^2 + (y-c)^2 + (z-e)^2}} \\ - \arctan \frac{(x-a)(y-d)}{(z-e)\sqrt{(x-a)^2 + (y-d)^2 + (z-e)^2}} \\ \left. + \arctan \frac{(x-a)(y-c)}{(z-e)\sqrt{(x-a)^2 + (y-c)^2 + (z-e)^2}} \right] \quad (3.12)$$

Wzory (3.11) i (3.12) pozwalają, przez odpowiednią zmianę zmiennych, na obliczenie pola magnetycznego od dowolnej powierzchni prądowej równoległej do jednej z płaszczyzn układu współrzędnych. Całkowite pole magnetyczne cewki o przekroju prostokątnym wyznaczyć można przez całkowanie numeryczne wzorów (3.11) i (3.12).

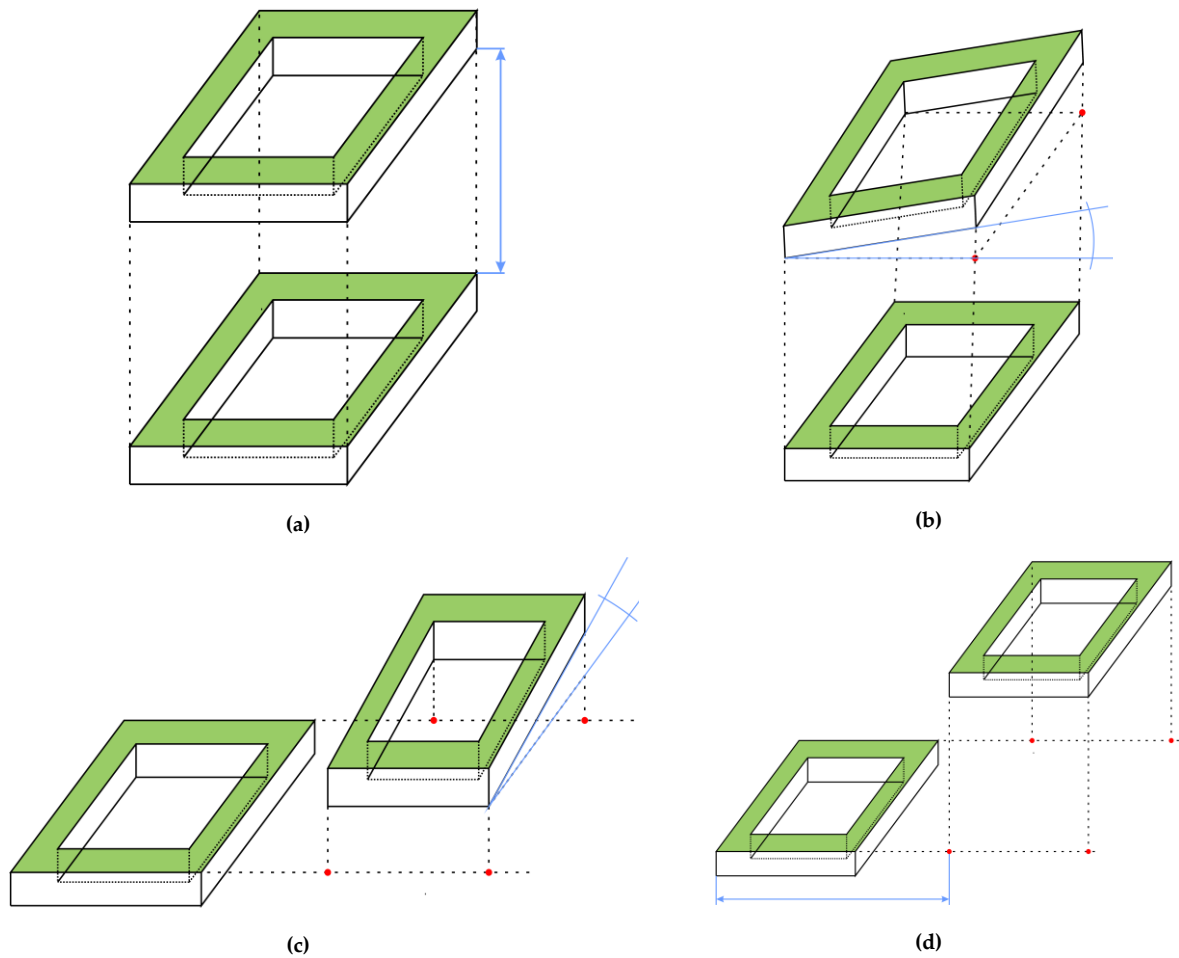
Strumienie skojarzone z analizowanymi cewkami wyznacza się przez numeryczne całkowanie strumieni elementarnych generowanych przez sekcje cewki pierwotnej przenikających przez sekcje cewki wtórnej (bądź pierwotnej). W tym celu wyznacza się składową normalną pola magnetycznego pochodzącą od poszczególnych sekcji elementarnych cewki pierwotnej w każdym punkcie poszczególnych sekcji elementarnych cewki wtórnej i dokonuje sumowania strumieni magnetycznych. Pozwala to na wyznaczenie strumienia skojarzonego z cewką pierwotną i wtórną. Indukcyjność własną cewki wyznacza się ostatecznie ze wzoru:

$$L_v = \Phi_v / I_v \quad (3.13)$$

a indukcyjność wzajemną (np. pomiędzy cewką pierwszą i drugą) oblicza się jako:

$$M_{1,2} = \Phi_2 / I_1. \quad (3.14)$$

Należy zaznaczyć, że w metodzie tej możliwe jest uwzględnienie dowolnego innego wzajemnego położenia obu cewek (rysunek 3.3).



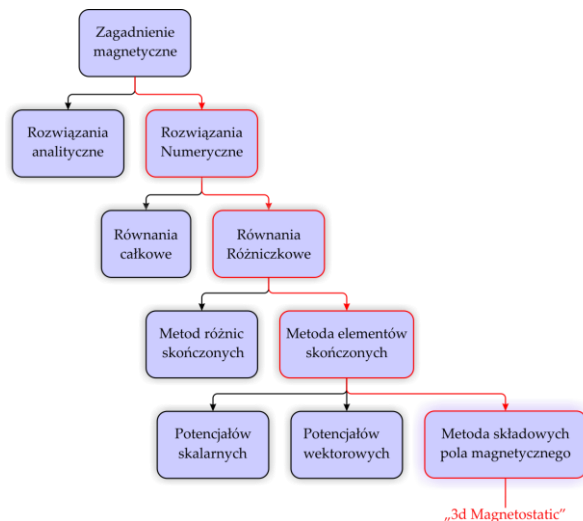
Rys. 3.3 Przykładowe konfiguracje wzajemnego usytuowania cewek z zaznaczonymi niektórymi istotnymi parametrami geometrycznymi

3.3. Program LMAIR

Przedstawione powyżej metody obliczania indukcyjności własnych i wzajemnych zostały wykorzystane do stworzenia programu obliczeniowego LMAIR [156]. Program ten pozwala na obliczenie indukcyjności własnych i wzajemnych różnych konfiguracji cewek bez elementów ferromagnetycznych. Analizowane mogą być cewki cylindryczne i prostokątne dla dowolnego ich ułożenia w przestrzeni i dowolnej trajektorii ruchu jednej cewki względem drugiej. Program LMAIR umożliwia także wyznaczenie rozkładu pola magnetycznego (na zadanej powierzchni) generowanego przez dowolną konfigurację cewek z prądem. Program umożliwia jednocześnie interpolację otrzymywanych wyników za pomocą zmodyfikowanego algorytmu Akimy [157], a także obliczanie odpowiednich pochodnych indukcyjności wzajemnych (wykorzystywanych do obliczania sił). Realizacja całkowania numerycznego, zarówno przy obliczaniu energii, jak i strumieni skojarzonych, wymaga dużej staranności, ze względu na osobliwości występujące we wzorach (3.11) i (3.12). Wymaga to dokładnej kontroli argumentów całkowanych funkcji i stosowania przejść granicznych. Numeryczne wyznaczenie całki we wzorze (3.6) jest najtrudniejszą i najbardziej czasochłonną częścią algorytmu obliczeniowego. Aby skrócić czas obliczeń wykorzystano aproksymacje całek eliptycznych (przy wyznaczaniu indukcyjności cewek cylindrycznych) podane w [158].

3.4. Obliczenia indukcyjności w środowisku ANSYS Maxwell 14

Obliczenie indukcyjności wzajemnych oraz własnych cewek można wykonać również przy użyciu specjalistycznego oprogramowania komputerowego. Badania symulacyjne przeprowadzono w oprogramowaniu ANSYS Maxwell 14, które za pomocą metody FEM (Finite Element Method – metoda elementów skończonych) umożliwia wyznaczenie odpowiednich składowych pola magnetycznego oraz energii układu (rysunek 3.4).



Rys. 3.4 Metoda wyznaczania indukcyjności cewek użyta w programie Maxwell 14

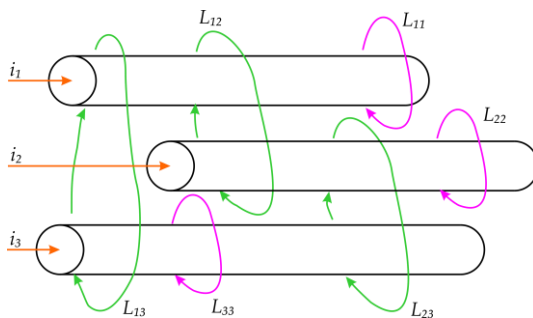
Na podstawie dokumentacji [159] dostarczonej do oprogramowania Maxwell 14, przedstawiono poniżej aparat matematyczny, z użyciem którego obliczono indukcyjności własne oraz wzajemne cewek. Rozkład pola magnetycznego w analizowanym obszarze otrzymuje się przez rozwiązanie równania (wynikającego z równań (3.2) i (3.3)):

$$\nabla \times \left(\frac{1}{\mu_r \mu_0} (\nabla \times \vec{A}(x, y)) \right) = \vec{J}(x, y) \quad (3.15)$$

gdzie:

μ_0 i μ_r – przenikalność magnetyczna próżni i przenikalność względna materiału.

Posługując się równaniem (3.15) wyznacza się rozkład wektora indukcji magnetycznej \vec{B} i pola magnetycznego \vec{H} [159]. Wyznaczenia indukcyjności własnych cewek dokonuje się za pomocą wzoru (3.7).



Rys. 3.5 Indukcyjności własne oraz wzajemne pomiędzy przewodami z prądem

Obliczenie indukcyjności wzajemnych zrealizowano poprzez rozwiązanie macierzowego równania (3.16), które zapisano na postawie rysunku 3.5. Przykładowo dla trzech przewodników układ ten zapisuje się następująco:

$$\begin{bmatrix} \lambda_1 \\ \lambda_2 \\ \lambda_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} & L_{13} \\ L_{21} & L_{22} & L_{23} \\ L_{31} & L_{32} & L_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

gdzie:

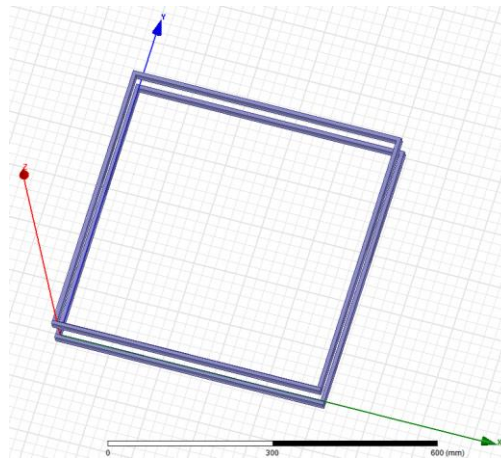
λ_i – strumienie skojarzone,

L_{ij} – indukcyjności wzajemne,

L_{ii} – indukcyjności własne.

Obliczenia polowe umożliwiają uwzględnienie dowolnego kształtu analizowanych cewek, oraz ich konstrukcję, w której mogą być uwzględnione elementy ferromagnetyczne [160]. Szczegółową analizę przeprowadzono dla cewek powietrznych o przekroju prostokątnym.

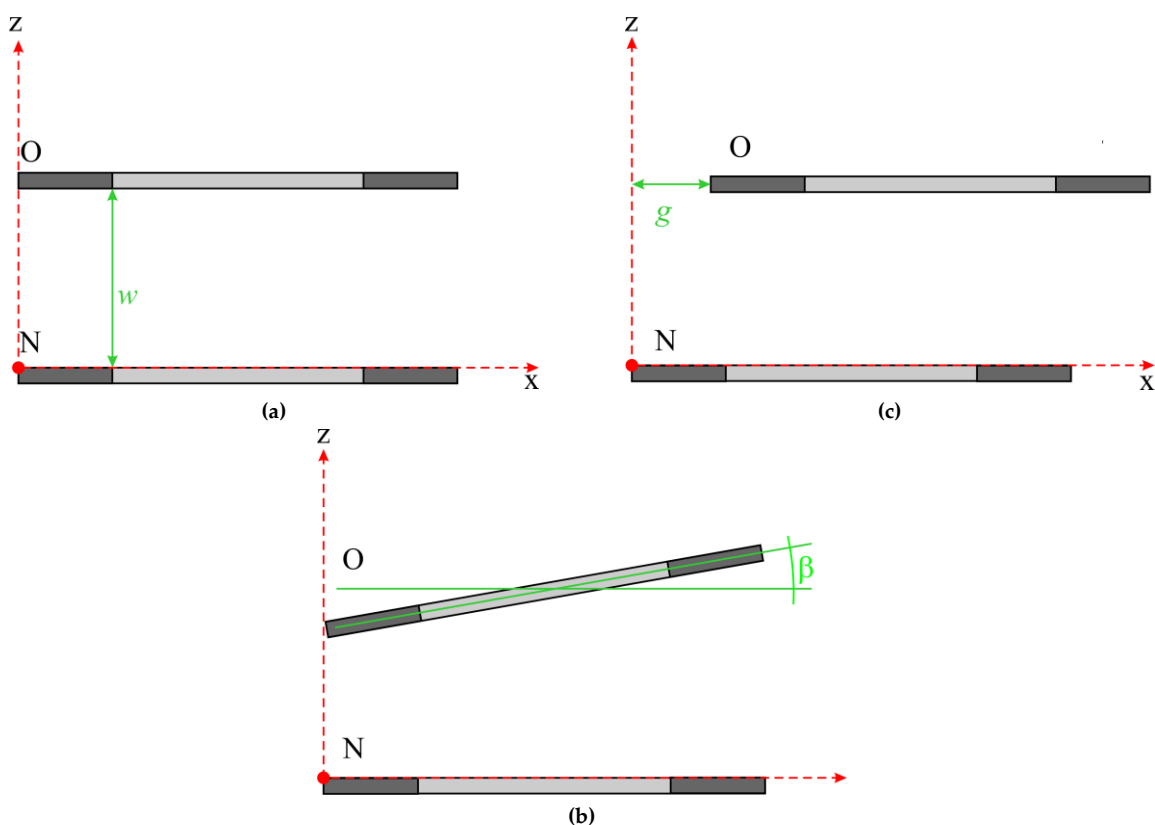
Na rysunku 3.6 zamieszczono układ cewek zaimplementowanych w modelu symulacyjnym. Wymiar wewnętrznego okna równy jest 498 mm, grubość 20,2 mm, szerokość 10,4 mm, liczba zwojów równa jest 12. Cewki znajdują się w otoczeniu (w modelu zdefiniowanym jako powietrze), który w programie Maxwell 14 zamodelowano jako sześcian. Dla tak wygenerowanego modelu symulacyjnego przeprowadzono obliczenia, otrzymując wartość indukcyjności pojedynczej cewki ok. 212 μH .



Rys. 3.6 Zaimplementowany w programie Maxwell 14 model układu cewek

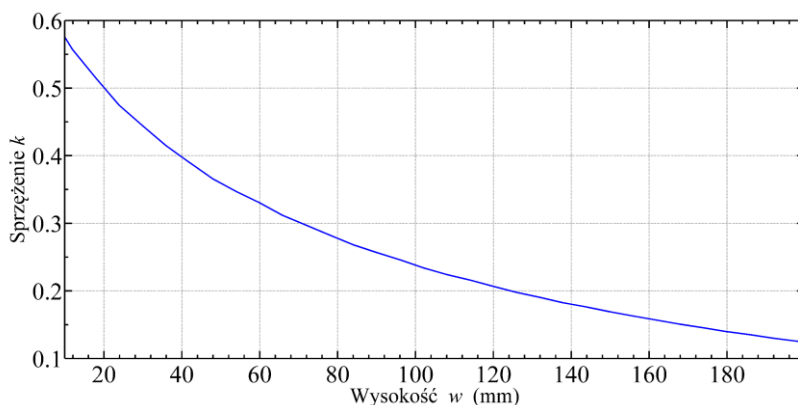
3.5. Symulacyjne wyznaczenie współczynnika k

Z uwagi na to, że cewki nadajnika i odbiornika umieszczone są względem siebie w pewnej odległości, tylko część pola magnetycznego wytworzonego w nadajniku przenikać będzie przez cewkę odbiorczą. Intensywność tego oddziaływania określa współczynnik sprzężenia magnetycznego k , w związku z tym parametr ten jest istotny przy projektowaniu obwodu rezonansowego stosowanego w systemach ICET. Dlatego wykonano obliczenia symulacyjne, na podstawie których wyznaczono zakres wartości współczynnika k . Symulacje przeprowadzono dla trzech rodzajów ruchu cewki odbiorczej „O” (odbiornika) względem cewki nadawczej „N” (nadajnika).

Rys. 3.7 Zmiana odległości h pomiędzy cewką nadawczą i odbiorczą

We wszystkich przypadkach początek kartezjańskiego układu współrzędnych umiejscowiony jest w rogu cewki nadawczej jak na rysunku 3.7, a parametry geometryczne zmieniano w następujących zakresach:

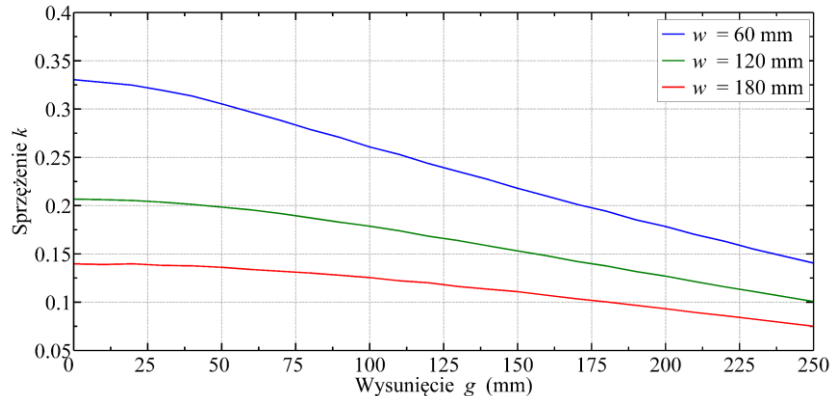
- odległość w pomiędzy cewkami w przedziale od 12 mm do 200 mm, rysunek (a),
- odchylenie od poziomu β cewki „O”, zmieniano w przedziale od 0° do 5° , rysunek (b),
- wysunięcie g cewki „O” znad „N”, w przedziale od 0 mm do 249 mm, rysunek (c).

Rys. 3.8 Zależność współczynnika k od odległości pomiędzy cewkami

Badania rozpoczęto od wyznaczenia współczynnika k w przypadku zmiany odległości w . Największą wartość współczynnika $k = 0,575$ otrzymuje się dla minimalnej odległości między cewkami ($w = 12$ mm). Podczas symulacji wyznaczono wartość współczynnika dla 33 punktów, co oznacza, że dystans zwiększano o 6 mm. Minimalna wartość uzyskanego współczynnika k równa jest 0,12. Oznacza to, że względna zmiana współczynnika równa jest 0,455. Jako punkt nominalny obrano środek tego przedziału, który określono, jako:

$$k_{nom} = \frac{k_{max} - k_{min}}{2} + k_{min} \quad (3.17)$$

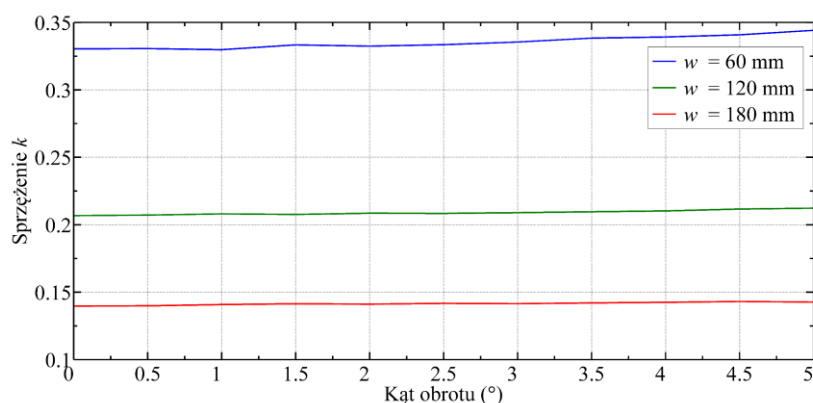
Z krzywej przedstawionej na rysunku 3.8 wynika, że dla tak określonego współczynnika k odległość w pomiędzy cewkami powinna wynosić około 60 mm; ta wartość w dalszej części pracy nazywana jest nominalną. W kroku drugim wykonano symulacje w wyniku, której wyznaczono współczynnik k dla 33 punktów z krokiem g równym 10 mm. Symulacje wykonano dla nominalnej wysokości w oraz dodatkowo dla 120 i 180 mm.



Rys. 3.9 Zależność współczynnika w funkcji przesunięcia w osi OX

Charakter zmiany k dla tego wymiaru geometrycznego powoduje mniejszą zmianę współczynnika sprzężenia magnetycznego w stosunku do wysokości. Stwierdzono, że nawet niewielkie przesunięcie np. rzędu 50 mm spowoduje spadek wartości sprzężenia k o 15%.

Przeanalizowano również jaki wpływ ma przechylenia odbiornika względem nadajnika (rysunek 3.7 (c)). Z wykonanych charakterystyk wynika, że dla ułożenia centrycznego ten współczynnik ulega zmianie, stopień tych zmian jest jednak dużo mniejszy niż w poprzednich dwóch przypadkach. Dodatkowo należy zauważyć, że w przeciwieństwie do zmiany g i w odchylenie od poziomu powoduje zwiększenie wartości k .



Rys. 3.10 Zależność współczynnika k od kąta obrotu β cewki odbiorczej

3.6. Podsumowanie

W przedstawionym rozdziale zaprezentowano opis matematyczny, na podstawie którego możliwe jest wyliczenie wartości indukcyjności (wzajemnych i własnych) cewek powietrznych

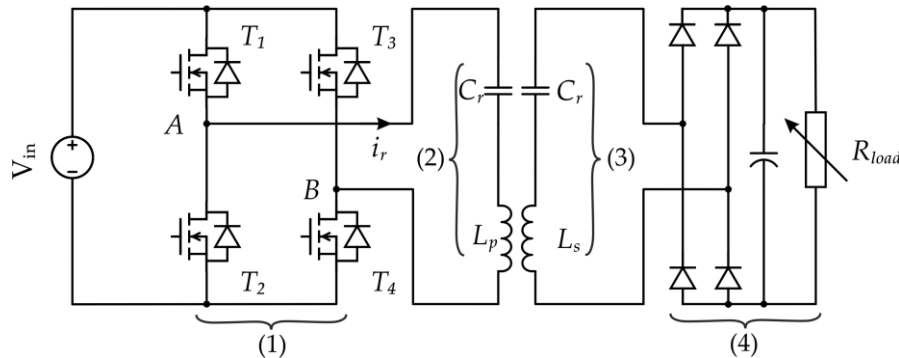
o dowolnym kształcie. Dodatkowo możliwe jest wyznaczenie współczynnika sprzężenia magnetycznego dla dowolnego ułożenia w przestrzeni.

W dalszej części rozdziału przedstawiono zaprezentowano model symulacyjny wykonany w aplikacji Maxwell umożliwiającą prowadzenie badań symulacyjnych metodą elementów skończonych. Wykonano badania symulacyjne, których celem było określenie indukcyjności dla przyjętych parametrów geometrycznych. W rezultacie zaprezentowano model zbudowany z dwóch prostokątnych ramek, symulujących badane indukcyjności. Z użyciem zaproponowanego modelu wyznaczono zakres zmian współczynnika sprzężenia magnetycznego w zależności od pozycji w przestrzeni. Ponadto, na podstawie przeprowadzonych badań, wybrano odległość $w = 60$ mm, dla której sprzężenie w przybliżeniu równe jest 0,34. Te wartości zdefiniowano jako nominalne.

4. MODEL SYSTEMU ICET

| | |
|--|----|
| 4.1. Analiza częstotliwościowa układu ICET | 44 |
| 4.1.1. Uproszczenie symulacyjnego modelu obwodowego – moduł inwertera zasilającego | 44 |
| 4.1.2. Uproszczenie symulacyjnego modelu obwodowego – moduł obciążenia | 45 |
| 4.1.3. Analiza częstotliwościowa zaproponowanego systemu w warunkach znamionowych | 45 |
| 4.1.4. Odpowiedź częstotliwościowa systemu ICET dla nienominalnych punktów pracy | 48 |
| 4.2. Wpływ zmiany punktu pracy systemu ICET na energoelektroniczny przekształtnik zasilający | 50 |
| 4.2.1. Charakter rezonansowy systemu ICET | 51 |
| 4.2.2. Charakter indukcyjny systemu ICET | 52 |
| 4.2.3. Charakter pojemnościowy systemu ICET | 53 |
| 4.3. Analiza obwodowo-czasowa systemu ICET | 54 |
| 4.3.1. Parametry elektryczne obwodu rezonansowego w funkcji k | 55 |
| 4.3.2. Transmisja mocy w funkcji k i R_{bw} | 56 |
| 4.4. Podsumowanie | 58 |

W tym rozdziale przedstawiono model oraz badania symulacyjne systemu ICET, które wykonano z użyciem programu do analizy obwodów energoelektronicznych - PLECS 3.5. Badania wykonano w dziedzinie częstotliwości (AC sweep), jak i w dziedzinie czasu.



Rys. 4.1 Schemat ideowy, na podstawie którego wykonano model symulacyjny

Na rysunku 4.1 zaprezentowano schemat ideowy, na podstawie którego stworzono model obwodu mocy składający się z pięciu modułów. Pierwszym z nich jest czterotranzystorowy mostek (1) zasilany z idealnego źródła napięcia. Moduł rezonansowy po stronie pierwotnej oznaczono numerami (2). Po stronie wtórnej układ rezonansowy oznaczono numerem (3) a obciążenie utworzone przez prostownik dwupołkowy, kondensator filtrujący i nastawny rezystor mocy oznaczono jako (4). Na podstawie symulacji wykonanych w rozdziale trzecim wyznaczono indukcyjności cewek tworzących stronę pierwotną i wtórną transformatora. Do kompensacji indukcyjności rozproszenia wynikającej z niskiej wartości współczynnika sprzężenia magnetycznego zastosowano szeregowo szeregową konfigurację obwodów rezonansowych przedstawioną na rysunku 2.14 (a).

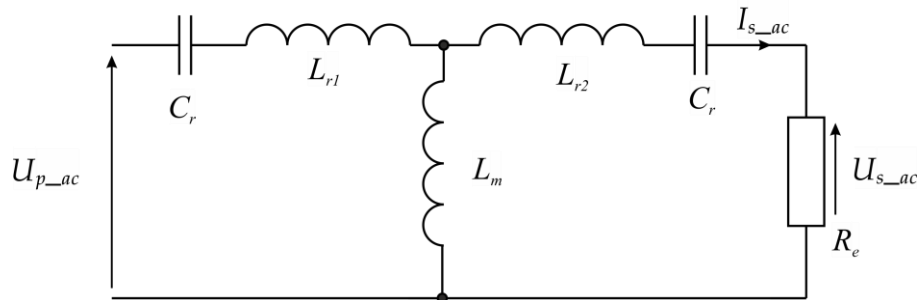
W pracy przyjęto, że przełączanie tranzystorów w mostku (1) powinno następować ze stałą częstotliwością. W ten sposób ograniczono zakres częstotliwości zakłóceń elektromagnetycznych.

W dalszej części pracy przedstawiony zostanie sposób stabilizacji punktu pracy przekształtnika zasilającego. Pozwala on, mimo zmiany parametrów (obciążenia i sprzężenia magnetycznego), na utrzymanie stałej częstotliwości komutacji tranzystorów przekształtnika zasilającego i zerowego przesunięcia fazowego ϕ pomiędzy napięciem wyjściowym U_{AB} a prądem I_r .

4.1. Analiza częstotliwościowa układu ICET

4.1.1. Uproszczenie symulacyjnego modelu obwodowego – moduł inwertera zasilającego

Schemat ideowy przedstawiony na rysunku 4.1 uproszczono do postaci z rysunku 4.2. W zaproponowanym systemie napięcie wyjściowe mostka tranzystorowego U_{AB} ma charakter bipolarny o prostokątnym kształcie. Sygnał U_{AB} przedstawiono czarną krzywą na rysunku 4.3. Uproszczenie polega na tym, że do analizy systemu napięcie U_{AB} można przedstawić w formie sinusoidy. Jest to możliwe po dokonaniu rozkładu napięcia wejściowego U_{AB} na poszczególne harmoniczne - jednocześnie wiadomo, że największy wpływ na obwód rezonansowy ma pierwsza harmoniczna. W rezultacie prostokątne napięcie wyjściowe mostka zasilającego może zostać opisane za pomocą wzoru (4.2) [61, 66, 161]. Na rysunku 4.3 kolorem zielonym przedstawiono kształt podstawowej harmonicznej napięcia, a kolorem niebieskim kształt prądu.



Rys. 4.2 Uproszczony schemat zastępczy systemu ICET. Na podstawie [66, 140]

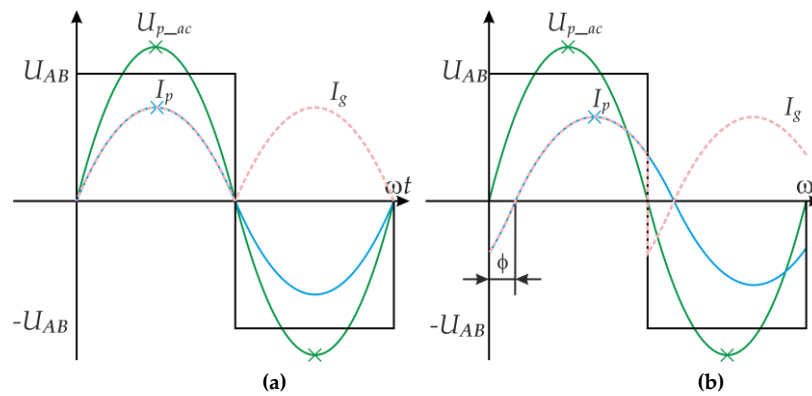
Zakładając, że system pracuje w warunkach nominalnych przesunięcie w fazie ϕ pomiędzy prądem I_r a napięciem U_{AB} będzie równe zero (rysunek 4.3 (a)). Na rysunku 4.3 (b) przedstawiono przebiegi napięcia U_{ab} i prądu I_r przy przesunięciu fazowym o wartość ϕ , wzór (4.3). Sumaryczny prąd pobierany z szyny DC (oznaczono jako I_g) i opisano wzorem (4.4).

$$\omega = 2 \cdot \pi \cdot f_r \quad (4.1)$$

$$U_{p_ac} = \frac{4}{\pi} \cdot U_{AB} \cdot \sin(\omega t) \quad (4.2)$$

$$I_r = I_p \sin(\omega t + \phi) \quad (4.3)$$

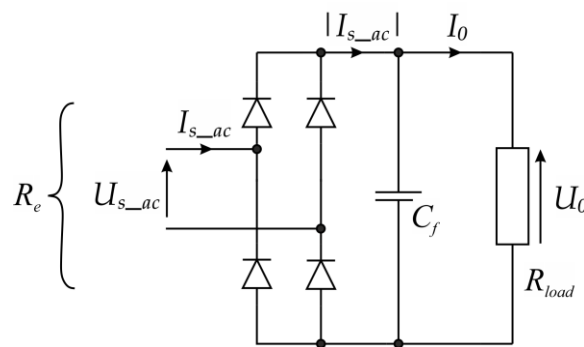
$$I_g = \frac{2}{\pi} I_p \cos(\phi) \quad (4.4)$$



Rys. 4.3 Pierwsza harmoniczna napięcia U_{AB} oraz przesunięcie fazowe prądu I_r , w stanie rezonansu (a) oraz odstrojenia od częstotliwości rezonansowej (b). Na podstawie [161]

4.1.2. Uproszczenie symulacyjnego modelu obwodowego – moduł obciążenia

Moduł obciążenia dla przewodzenia ciągłego uproszczono poprzez zastąpienie typowej konstrukcji odbiornika (najczęściej zbudowanego jest z prostownika dwupółkowego, kondensatora filtrującego i rezystora) rezystancją zastępczą R_e . W [66, 113, 140] wartość rezystancji zastępczej wyznaczono posługując się wzorem (4.5).



Rys. 4.4 Typowy układ obciążenia systemu ICET, który zastępowany jest rezystancją zastępczą R_e

$$R_e = \frac{8}{\pi^2} \cdot \frac{U_0}{I_0} = \frac{8}{\pi^2} \cdot R_{load} \quad (4.5)$$

4.1.3. Analiza częstotliwościowa zaproponowanego systemu w warunkach znamionowych

Dotychczas na podstawie symulacji FEM określono indukcyjności własne cewek L_p i L_s (212 μH) oraz określono nominalny współczynnik sprzężenia magnetycznego (0,34). Chcąc utworzyć obwód rezonansowy konieczne było dołączenie kondensatora do cewki nadawczej. Jego pojemność określono po analizie kształtu prądu w przekształtniku zasilającym - wybrano kondensator o pojemności 110 nF. Przy założeniu przekładni transformatora równej jeden wartość kondensatorów po obu stronach systemu jest identyczna, wynika to ze wzoru (4.6) [114]. Do obliczenia częstotliwości rezonansowej f_r niezbędne było określenie wartości indukcyjności rozproszenia L_{r1} , którą wyznaczono na podstawie (2.2) przyjmując współczynnik sprzężenia magnetycznego $k = 0,34$. Wyznaczona indukcyjność równa jest 139 μH . Stosując wzór (4.7) wyznaczono częstotliwość rezonansową, która w przybliżeniu wynosi 40,7 kHz.

$$C = C_{r1} = \frac{L_s}{L_p} C_{r2} \quad (4.6)$$

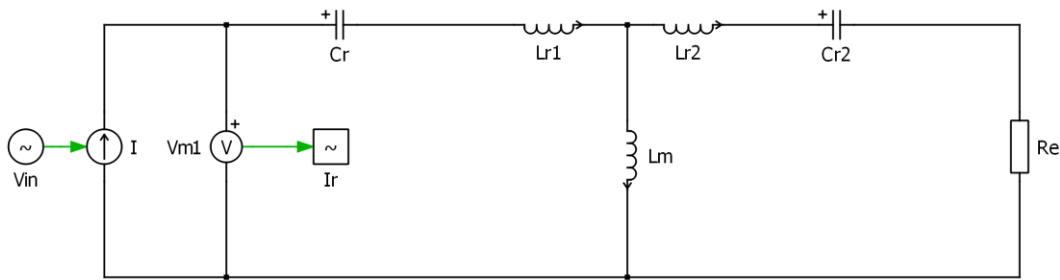
$$f_r = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{C \cdot L_{r1}}} \quad (4.7)$$

$$\tan\left(\frac{\text{Im}(Z_z)}{\text{Re}(Z_z)}\right) \Rightarrow \phi = \arctan\left(\frac{\text{Im}(Z_z)}{\text{Re}(Z_z)}\right) \quad (4.8)$$

gdzie:

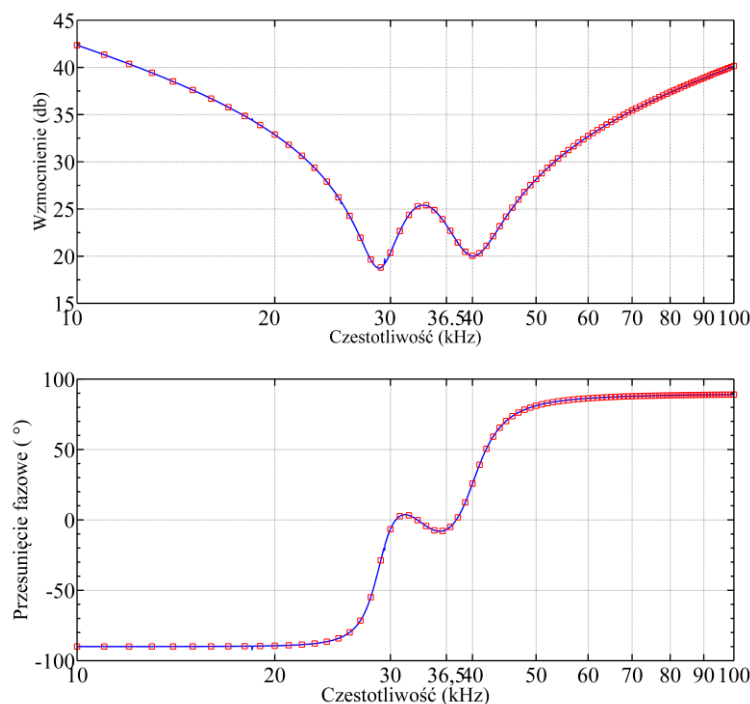
- C_{r1} – pojemność kondensatora rezonansowego,
- L_p i L_s – indukcyjności własne strony pierwotnej i wtórnej,
- Z_z – impedancja zastępcza,
- f_r – częstotliwość rezonansowa.

W celu weryfikacji poprawności przedstawionych obliczeń wykonano symulacje w dziedzinie częstotliwości, według modelu przedstawionym na rysunku 4.5. Jako obciążenie został użyty rezystor, którego wartość po przeliczeniu wynosi $12,16 \Omega$ (wzór (4.5)).



Rys. 4.5 Model symulacyjny, na podstawie którego wykonano analizę symulacyjną w dziedzinie częstotliwości

Wyniki symulacji przedstawiono na rysunku 4.6 w postaci charakterystyk: amplitudowej i fazowej. Zostały one wyznaczone w punkcie pomiaru oznaczonym wirtualnym woltomierzem V_{m1} . Uzyskane charakterystyki amplitudowe przedstawiają zmianę impedancji zastępczej Z_z w funkcji częstotliwości. W tezie pracy założono, że system powinien pracować w trybie rezonansowym, co oznacza, że tranzystory przekształtnika zasilającego powinny być przełączane przy wartości prądu bliskiej zero. Praca w trybie ZCS jest możliwa, gdy przesunięcie fazowe ϕ będzie miało wartość zero. Dla wyznaczonej częstotliwości f_r na skutek oddziaływania obciążenia, przesunięcie fazowe jest różne od zera. Prąd I_r wyprzedza napięcie V_r o około 35° . Chcąc uzyskać przełączanie w zerowej wartości prądu przy jednoczesnym zachowaniu podanych wartości elementów biernych skorygowano częstotliwość przełączeń kluczy tranzystorowych. Z charakterystyki zamieszczonej na rysunku 4.6 wynika, że częstotliwość pracy przekształtnika powinna wynosić $36,5 \text{ kHz}$. W tym punkcie ϕ równe jest 5° . Tym samym komutacja kluczy tranzystorowych będzie następować przy wartościach prądu bliskich zero.



Rys. 4.6 Charakterystyka amplitudowa i fazowa uzyskana podczas badań symulacyjnych z użyciem modelu przedstawionego na rysunku 4.5

Przesunięcie fazowe ϕ oraz impedancję zastępczą Z_z w funkcji częstotliwości wyznaczono analitycznie na podstawie wzorów (4.9) i (4.10). Uzyskane wyniki przedstawiono w postaci czerwonych punktów (rysunek 4.6).

$$Z_z = \frac{\omega^2 L_m^2 R_e}{R_e^2 + \left(\omega L_m + \omega L_{r2} - \frac{1}{\omega C_2} \right)^2} + j \left[\omega L_{r1} + \omega L_m - \frac{1}{\omega C_1} - \frac{\omega^2 L_m^2 \left(\omega L_m + \omega L_{r2} - \frac{1}{\omega C_2} \right)}{R_e^2 + \left(\omega L_m + \omega L_{r2} - \frac{1}{\omega C_2} \right)^2} \right] \quad (4.9)$$

$$\phi = \arctan \left[\frac{R_e^2 \left(\omega^2 L_{r1} C_{r1} + \omega^2 L_m C_{r1} - 1 \right) - \omega^3 L_m^2 C_{r1} \left(\omega L_m + \omega L_{r2} - \frac{1}{\omega C_{r2}} \right)}{\omega^3 L_m^2 C_{r1} R_e} + \dots \right] \quad (4.10)$$

$$\dots + \frac{\omega^2 C_{r1} (L_{r1} + L_m) \left(\omega L_m + \omega L_{r2} - \frac{1}{\omega C_{r2}} \right)^2 - \left(\omega L_m + \omega L_{r2} - \frac{1}{\omega C_{r2}} \right)^2}{\omega^3 L_m^2 C_{r1} R_e}$$

Podsumowując, nominalny punkt pracy NPP określono jako zestaw parametrów systemu, po ustawieniu których tranzystory mostka H przełączane są w trybie rezonansowym, a komutacja następuje przy zerowej wartości prądu. Wynoszą one: sprzężenie $k = 0,34$ obciążenie R_e , które przeliczono, gdy $R_i = 15 \Omega$, częstotliwość rezonansowa f_r równa częstotliwości komutacji

tranzystorów f_f równa 36.5 kHz oraz zerowe przesunięcie fazowe pomiędzy napięciem U_{AB} i prądem I_r , rysunek 4.3 (a).

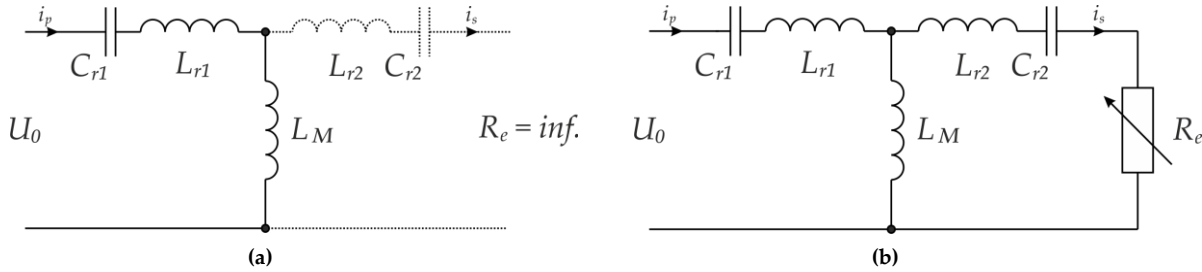
4.1.4. Odpowiedź częstotliwościowa systemu ICET dla nienominalnych punktów pracy

Dla określenia zakresu zmiany częstotliwości f_r i fazy ϕ w nienominalnych punktach pracy wykonano szereg badań symulacyjnych z użyciem modelu przedstawionego na rysunku 4.5. Badania wykonano w funkcji współczynnika sprzężenia magnetycznego k jak i obciążenia R_i . Do opisu zmian obciążenia w dalszej części pracy wprowadzono względną rezystancję R_{bw} , którą wyrażono w postaci wzoru (4.11). Nominalna wartość rezystancji obciążenia R_{nom} została odniesiona do R_i ($R_i = R_i$). R_{nom} została wyznaczona dla nominalnego punktu pracy, to jest gdy tranzystory przełączane były w trybie rezonansowym i wynosi ona około 15 Ω .

$$R_{bw} = \frac{R_{nom}}{R_i} \quad (4.11)$$

a. Analiza częstotliwościowa systemu w funkcji współczynnika sprzężenia magnetycznego k

Analizę symulacyjną rozpoczęto od szczególnego przypadku, w którym cewka odbiorcza nie jest sprzęgnięta magnetycznie z cewką nadawczą, rysunek 4.7 (a) (sprzężenie magnetyczne równe jest zero). Na podstawie wzorów (2.2) i (2.4) stwierdzono, że indukcyjność magnesująca L_M również będzie mieć wartość zero. W rezultacie spełnione będzie równanie $L_p = L_{r1}$ (4.12), co oznacza to, że X_p reprezentuje reaktancję cewki L_p . W ten sposób równanie opisujące impedancję zastępczą Z_z (dla systemu SS) można uprościć do postaci (4.13).



Rys. 4.7 Uproszczony model systemu ICET, w stanie jałowym (a) lub z nominalnym obciążeniem (b)

$$X_p = j\omega L_p \quad (4.12)$$

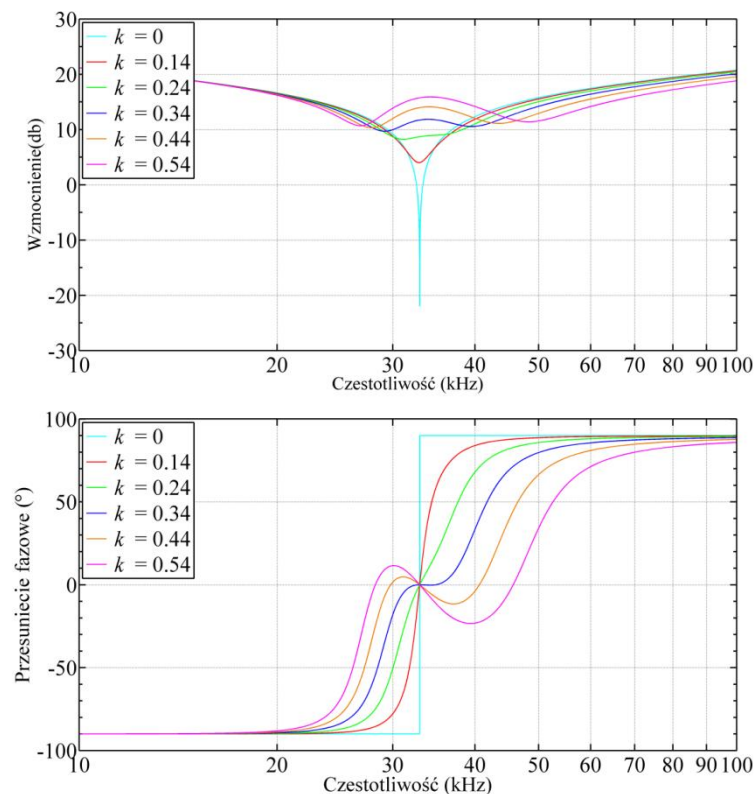
$$Z_z = X_p + X_{C_{r1}} = j\omega L_p - j \frac{1}{\omega C_{r1}} \quad (4.13)$$

Z równania (4.13) wyznaczono wartość f_r :

$$\text{Im}(Z_z) = 0 \rightarrow f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_{r1} \cdot L_p}} \quad (4.14)$$

Dla takiej konfiguracji analitycznie wyznaczona częstotliwość f_r równa jest 33 kHz, w tym punkcie wartość impedancji Z_z osiąga wartość minimalną, a przesunięcie fazowe ϕ równe jest zero. Jest to najniższa możliwa częstotliwość drgań własnych obwodu rezonansowego. Obliczenia potwierdza wynik przedstawiony na rysunku 4.8 (charakterystyka w kolorze jasno nie-

bieskim dla $k = 0$). Poniższe charakterystyki wyznaczono dla rezystancji $R_l = 15 \Omega$, którą na potrzeby modelu przeliczono na R_e .



Rys. 4.8 Charakterystyki amplitudowe i fazowe uzyskane dla różnych wartości współczynnika sprzężenia magnetycznego k i nominalnej wartości współczynnika obciążenia R_{bw}

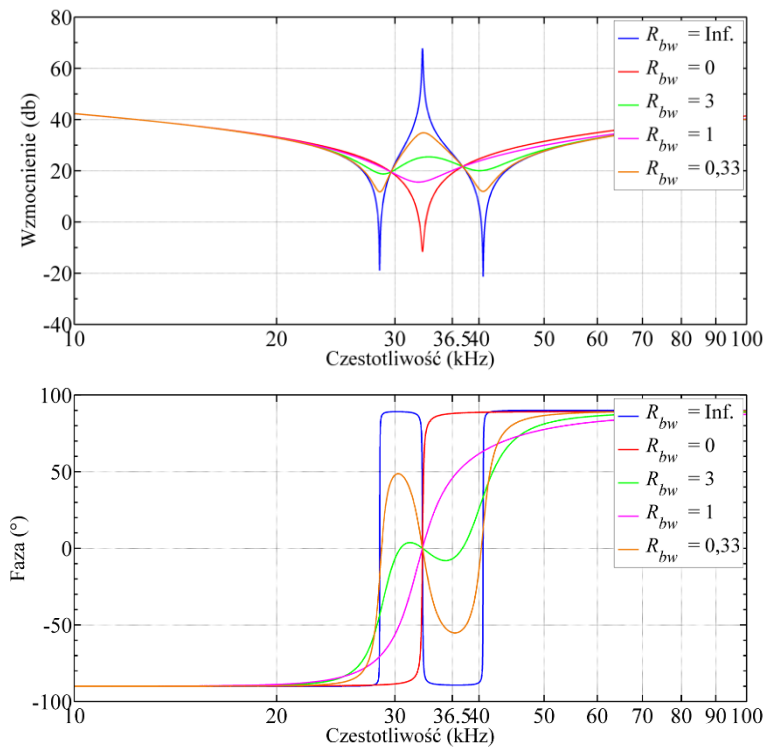
Na rysunkach wyznaczono charakterystykę dla znamionowych warunków pracy. Z charakterystyki amplitudowej odczytać można, że zmiana sprzężenia magnetycznego skutkuje zmianą częstotliwości rezonansowej f_r . Z charakterystyki fazowej wynika, że ϕ będzie ulegać zmianie w zakresie dodatnich (dla współczynnika większego od wartości nominalnej) jak i ujemnych wartości (dla wartości k mniejszej od nominalnej). Na podstawie przedstawionych charakterystyk oszacowano zakres zmiany częstotliwości rezonansowej f_r , w funkcji k która w badanym przedziale powinna zawierać się w przedziale od 33 kHz do 48 kHz.

W zaproponowanym systemie zmiana współczynnika sprzężenia magnetycznego poniżej wartości znamionowej spowoduje zmniejszenie wartości częstotliwości f_r , a gdy k wzrośnie częstotliwość rezonansowa również powinna wzrosnąć.

b. Analiza częstotliwościowa w funkcji współczynnika obciążenia R_{bw}

W kolejnym kroku przeanalizowano przypadek, w którym zmianie poddano wartość obciążenia R_{bw} z zachowaniem nominalnej wartości k . Wyniki symulacji ukazano dla pięciu różnych wartości obciążenia, z których pierwsze dwie reprezentują odpowiednio: stan jałowy i zwarcie strony wtórnej. Dla R_{bw} równego zero charakterystyka odpowiada tej, którą wyznaczono dla zerowego sprzężenia. Gdy obciążenie ma wartość nieskończenie wielką ($R_{bw} = 0$) wzmocnienie impedancji Z_Z osiąga najmniejszą wartość przy częstotliwości 40,7 kHz. Odciążenie systemu (zmniejszenie wartości współczynnika obciążenia) skutkuje zmniejszeniem

wzmocnienia na charakterystyce amplitudowej i zmianą częstotliwości obwodu rezonansowego. W badanym zakresie zmiana f_r zawiera się w przedziale od 33 do 40,7 kHz. Oprócz zmiany wzmocnienia impedancji Z_z w układzie zmianie ulegnie przesunięcie fazowe ϕ .



Rys. 4.9 Charakterystyki amplitudowe i fazowe uzyskane dla różnych wartości współczynnika obciążenia R_{bw} i nominalnej wartości współczynnika sprzężenia magnetycznego k

Na podstawie powyższych charakterystyk stwierdzono, że zmiana obciążenia powyżej wartości znamionowej oddziałuje na obwód rezonansowy zwiększając częstotliwość rezonansową. Z kolei w przypadku zmniejszenia obciążenia częstotliwość f_r maleje.

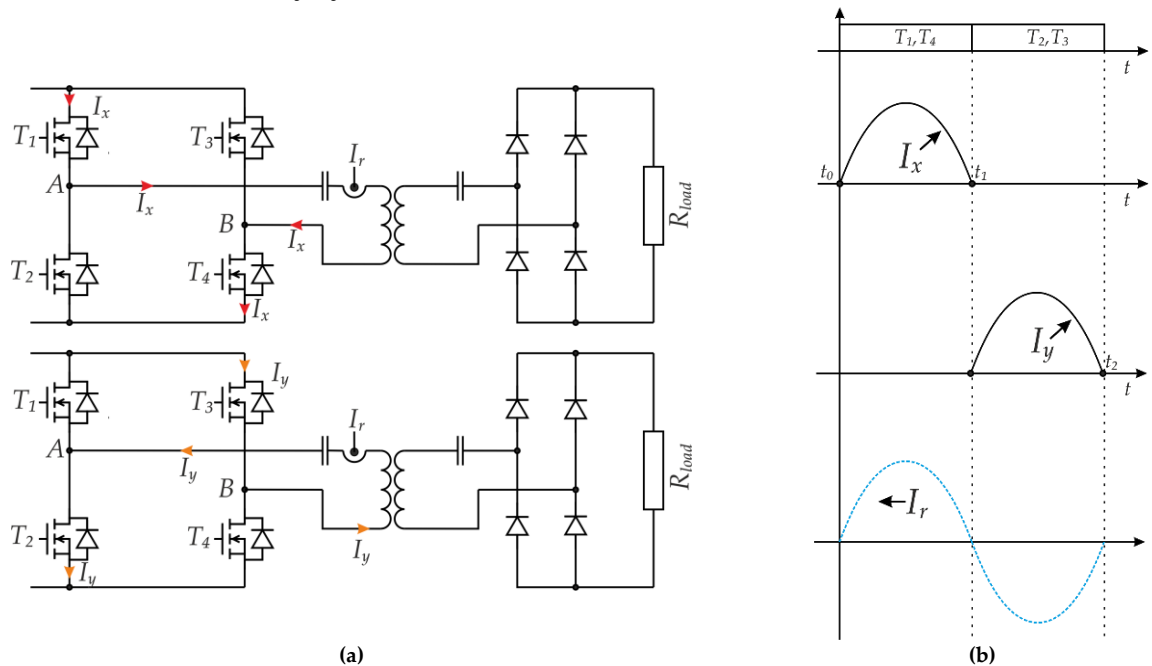
Powyżej wykazano, że wraz ze zmianą obciążenia i sprzężenia magnetycznego zmianie ulega częstotliwość obwodu rezonansowego i przesunięcie fazowe ϕ . Jak to zostało wcześniej zaznaczone w niniejszej rozprawie częstotliwość pracy kluczy tranzystorowych (w mostku typu H) ustawiona jest na wartość stałą. Na skutek przesunięcia fazowego nie możliwe będzie ich przełączanie w trybie ZCS. Prowadzi to do wystąpienia szeregu niekorzystnych zjawisk takich jak: obniżenie sprawności przekazu energii, wzrostu strat na przełączanie czy wymuszeniu poboru mocy biernej.

4.2. Wpływ zmiany punktu pracy systemu ICET na energoelektroniczny przekształtnik zasilający

Na podstawie analizy częstotliwościowej stwierdzono, że zmiana R_{bw} lub k skutkuje zmianą ϕ i f_r . Poniżej zaprezentowano wpływ tych zmian na stan pracy przekształtnika rezonansowego. Wyróżniono następujące stany: rezonansowy oraz o charakterze indukcyjnym i pojemnościowym. Należy zaznaczyć, że poniższy opis jest prawdziwy, gdy przyjmie się założenie o stałej częstotliwości przełączeń kluczy tranzystorowych f_r . W opisie każdego

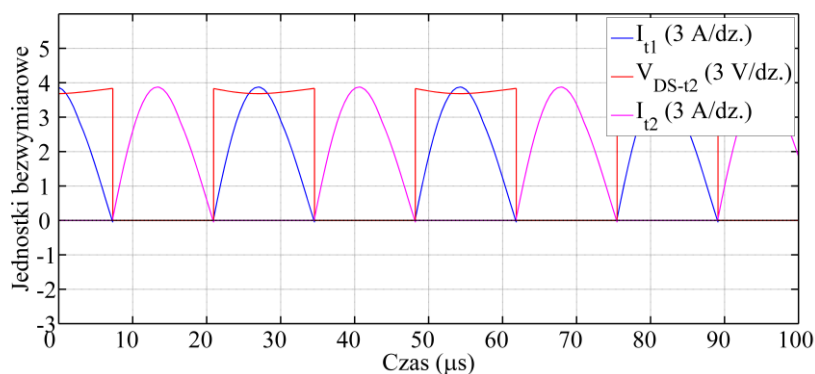
z przedstawianych stanów pominięto wpływ czasu martwego podczas procesu komutacji półprzewodników oraz pominięto rozptył prądów po stronie wtórnej systemu.

4.2.1. Charakter rezonansowy systemu ICET



Rys. 4.10 Schemat ideowy systemu ICET z zaznaczonymi kierunkami przepływu prądów dla nominalnego stanu pracy (a). Kształt prądu oraz sygnały sterujące tranzystorami w głównym obwodzie mocy (b)

Pierwszy stan pracy przekształtnika energoelektronicznego nazwano nominalnym punktem pracy – NPP, w nim tranzystory przekształtnika zasilającego przełączane są w sposób rezonansowy – ZCS. Na rysunku 4.10 (a) przedstawiono, kierunki rozptywu prądu po stronie pierwotnej, a jego kształt zamieszczono na części 4.10 (b). Każda z przekątnych mostka przewodzi prąd o kształcie zbliżonym do połowy okresu funkcji sinus. Pomiedzy punktami $t_0 - t_1$ aktywna jest para tranzystorów $T_1 - T_4$, (rysunek (a) górna część), a pomiedzy $t_1 - t_2$ para $T_2 - T_3$ (rysunek (b) dolna część).



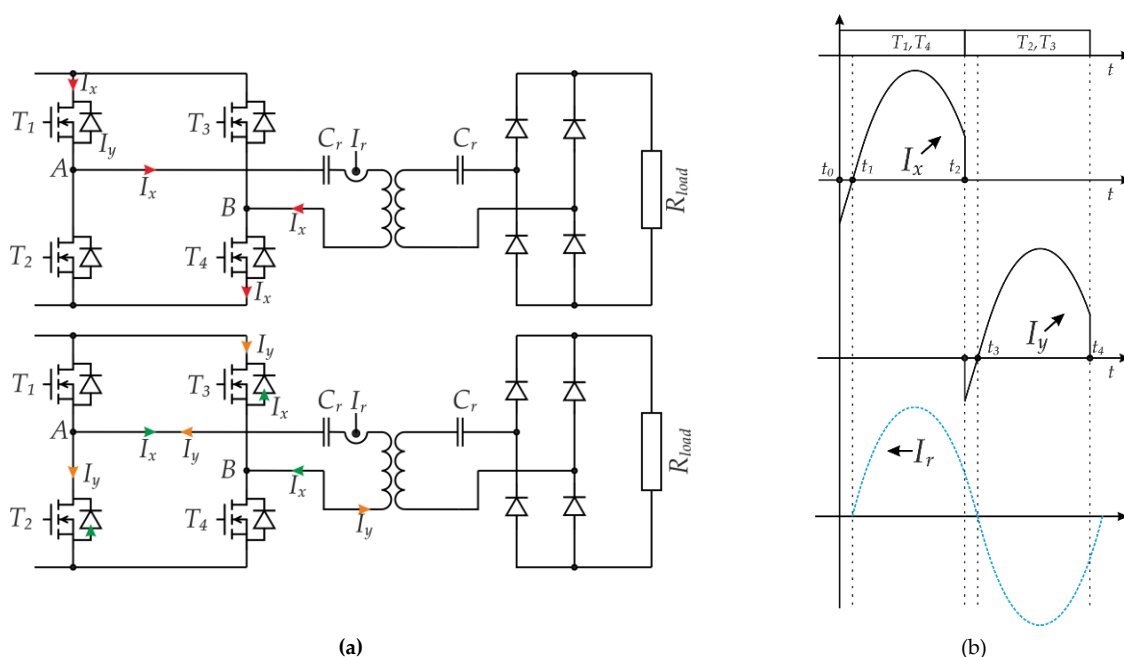
Rys. 4.11 Wyznaczone na podstawie symulacji kształty prądów mostka przełączającego oraz napięcie dren-źródło T_2

W dołączonym do mostka tranzystorowego obwodzie rezonansowym przewodzony jest prąd I_r , który jest sumą prądów poszczególnych gałęzi. Jego amplituda, częstotliwość i faza zgodne są z prądami przewodzonymi przez każdą z gałęzi mostka. W przypadku pracy w trybie ZCS,

przesunięcie fazowe pomiędzy prądem I_r a napięciem wyjściowym U_{AB} równe jest zero. W rezultacie diody zwrotne tranzystorów nie są wprowadzone w przewodzenie. Powyższy opis zweryfikowano wykonując symulacje. Przykładowy przebieg czasowy zarejestrowany w układzie znajdującym się w tym trybie przedstawiono na rysunku 4.11. Zaprezentowano na nim prąd każdej z gałęzi oraz napięcie zmierzone na jednym z tranzystorów.

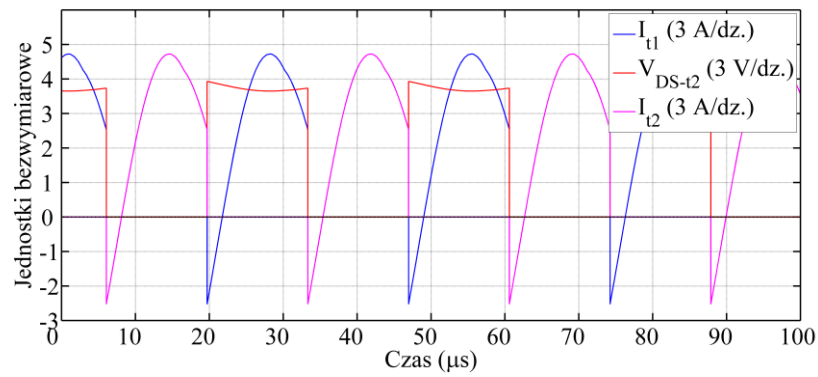
4.2.2. Charakter indukcyjny systemu ICET

W przypadku nienominalnego punktu pracy tranzystory przekształtnika wyprowadzane są z przełączania rezonansowego (ZCS). Poniżej przedstawiono rozptyw prądów w układzie, gdy wartość f_r zmniejszono poniżej częstotliwości przełączeń kluczy f_i . Na skutek tej zmiany półprzewodniki wyprowadzane są z przewodzenia zbyt wcześnie. W chwili t_1 prąd przewodzony jest przez tranzystory $T_1 - T_4$ i zaznaczony został czerwonym kolorem. W chwili t_2 następuje przełączenie kluczy, od tego momentu powinna być aktywna para $T_2 - T_3$. Z uwagi na to, że w obwodzie rezonansowym przewodzony jest prąd w przeciwnym kierunku niż wynika to z sygnału sterowania, w diodach zwrotnych wymuszany jest prąd o przeciwnym znaku (kolor zielony). W punkcie t_3 prąd osiąga wartość zero i rozpoczyna się przewodzenie zgodne z kierunkiem wynikającym z przyłożonego napięcia pomiędzy wyprowadzenia dren-źródło (rysunek (a) kolor pomarańczowy). Kształt przewodzonego prądu przedstawiono na rysunku 4.12 (b), a odpowiadające im kierunki przewodzenia dla poszczególnych odcinków czasu na rysunku 4.12 (a).



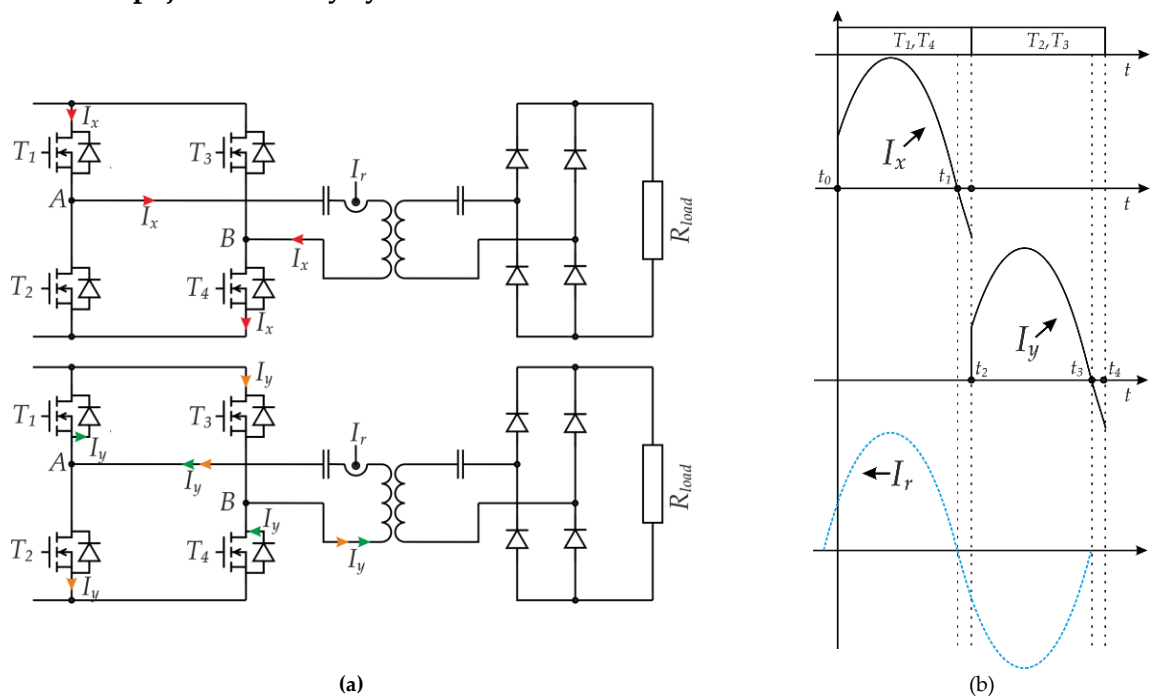
Rys. 4.12 Schemat ideowy ICET z zaznaczonymi kierunkami przepływu prądów dla stanu pracy, w którym $f_r < f_i$ (a). Kształt prądu oraz sygnały sterujące tranzystorami w głównym obwodzie mocy (b)

Podobnie jak w NPP przedstawione opisy zweryfikowano symulacyjnie, a otrzymane wyniki przedstawiono w postaci przebiegu czasowego 4.13. W tym i następnym przypadku przyjęto identyczne oznaczenia jak powyżej. Kształt przewodzonego prądu różni się silnie od poprzedniego przypadku. Za każdym razem po komutacji prąd narasta od wartości ujemnej.



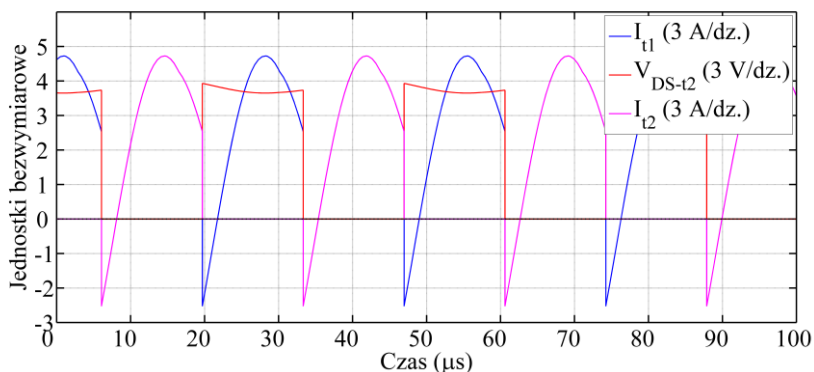
Rys. 4.13 Wyznaczone na podstawie symulacji kształty prądów w mostku 4T oraz napięcie dren-źródło tranzystora T_2 , gdy $f_r < f_f$

4.2.3. Charakter pojemnościowy systemu ICET



Rys. 4.14 Schemat ideowy ICET z zaznaczonymi kierunkami przepływu prądów dla stanu pracy, w którym $f_r > f_f$

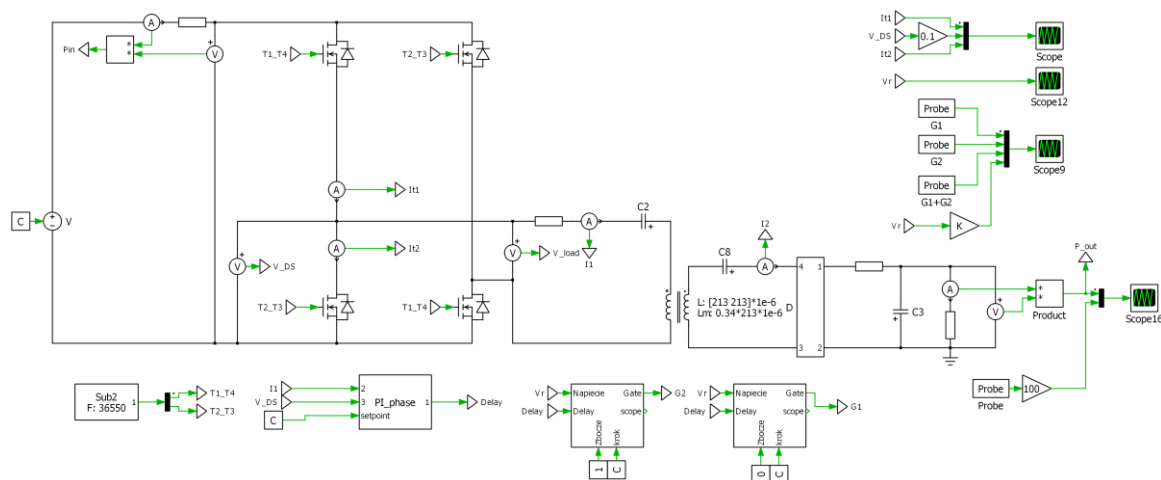
W drugim nienominalnym stanie pracy częstotliwość obwodu rezonansowego wzrasta powyżej f_f . Na rysunku 4.14 (a) zaznaczono aktywne elementy oraz kierunek przewodzenia prądu. Podobnie jak w dwóch poprzednich stanach na rysunku 4.14 (b) ukazano przebieg czasowy. W chwili t_0 następuje załączenie kluczy $T_1 - T_4$, dla tej chwili czasu (w przeciwieństwie do pracy w trybie NPP oraz w trybie indukcyjnym) przewodzony prąd ma dodatnią wartość (kolor czerwony). Jest ona równa wartości prądu, jaki był przewodzony przez diody tranzystorów $T_2 - T_3$, w chwili poprzedzającej przełączenie. W t_1 zmianie ulega znak przewodzonego prądu (kolor zielony) i wprowadzane w przewodzenie są diody aktywnych wcześniej tranzystorów. W chwili t_2 aktywowane są klucze T_2 i T_3 , które przewodzą prąd I_y wyprowadzając diody kluczy (T_1 i T_4) z przewodzenia (kolor pomarańczowy). Kształt oraz sposób przewodzenia elementów półprzewodnikowych potwierdzono badaniami symulacyjnymi, których wyniki zamieszczono na rysunku 4.15.



Rys. 4.15 Przykładowe kształty prądów mostka przełączającego oraz napięcie dren-źródło

Na podstawie powyższego opisu stwierdzono, że wyprowadzenie przekształtnika z nominalnego punktu pracy doprowadza do twardego przełączania tranzystorów, gdyż w obu możliwych przypadkach komutacja następuje przy prądzie różnym od zera. Niezależnie od kierunku zmian w praktycznej realizacji skutkować to będzie generacją dodatkowych strat, które są nazywane stratami dynamicznymi. Wprowadzenie obwodu rezonansowego w charakter pojemnościowy skutkować będzie dodatkowo krótkotrwałymi zwarciami szyny zasilającej, ich wystąpienie wykazane zostało w dalszej części pracy.

4.3. Analiza obwodowo-czasowa systemu ICET



Rys. 4.16 Obwodowo-czasowy model symulacyjny wykonany w środowisku Plecs 3.5

Na rysunku 4.16 przedstawiono model symulacyjny, który stworzono w narzędziu PLCES 3.5. Składa się on z czterotranzystorowego mostka zasilającego, obwodów rezonansowych oraz układu obciążenia. Do zasilania systemu użyto idealnego źródła napięciowego o swobodnie regulowanej wartości. Symulację sprzężenia pomiędzy stroną pierwotną i wtórną zrealizowano z użyciem modelu transformatora będącego elementem biblioteki programu. Jego implementacja umożliwia wprowadzenie takich parametrów jak indukcyjności własne cewek oraz wartość współczynnika sprzężenia magnetycznego k . Do poprawnej pracy modelu symulacyjnego konieczne było wprowadzenie wartości poszczególnych elementów biernych, które zestawiono w tabeli 4.1.

Tabela 4.1 Parametry wejściowe modelu obwodowego

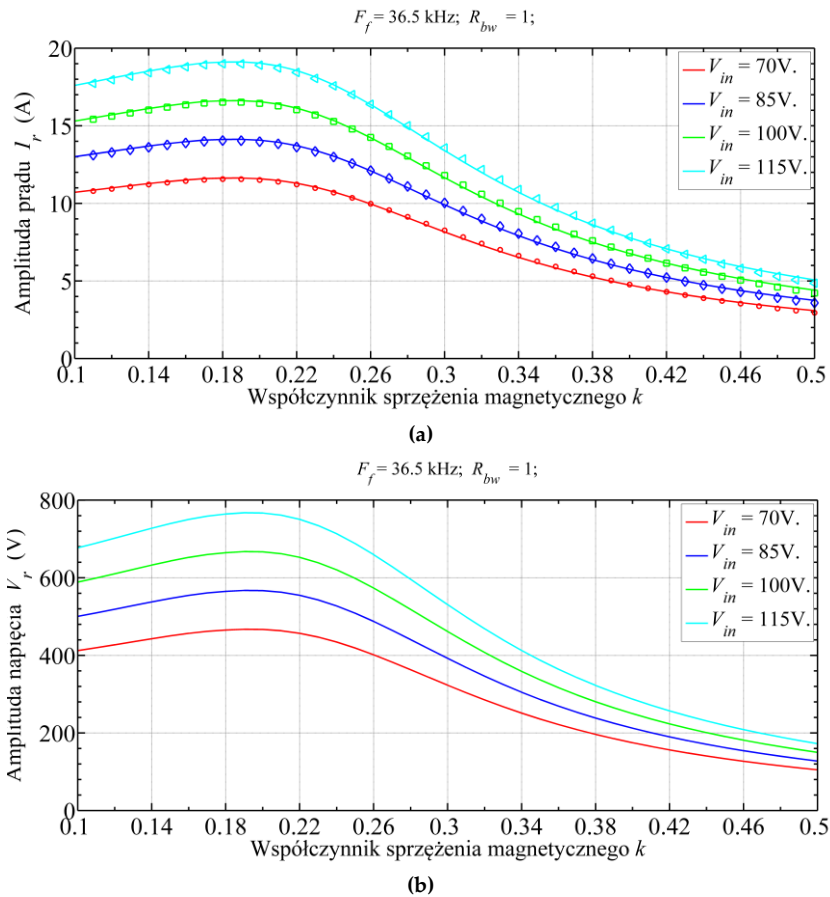
| Parametr | | Wartość | | Jednostka | |
|------------------------|-----------------|------------------|----------|-----------|-------|
| f_f | | 36,5 | | kHz | |
| V_{dc} | | 70, 85, 100, 115 | | V | |
| $R_{load} (R_{bw})$ | | 15 (1) | | Ω | |
| $\Delta R_{load\ max}$ | $(R_{bw\ min})$ | 45 | 0,33 | Ω | (---) |
| $\Delta R_{load\ min}$ | $(R_{bw\ max})$ | Dąży do 0 | ∞ | Ω | (---) |
| $k - nom$ | | 0,34 | | --- | |
| k_{min} / k_{max} | | 0,1 / 0,5 | | --- | |
| L_p i L_s | | 212 | | μH | |
| C_r | | 110 | | nF | |

Na podstawie symulacji wykonanych w dziedzinie czasu możliwe było określenie jak zmieniają się parametry elektryczne systemu dla nienominalnych punktów pracy. Poznanie charakteru tych zmian jest istotne ze względu na fakt, iż na przykład w topologii SS wartość prądu każdej z gałęzi mostka zasilającego równa jest wartości prądu w obwodzie rezonansowym I_r . Symulacje pozwoliły na określenie czy możliwa jest sytuacja, w której tranzystory mostka mogłyby ulec przeciążeniu lub napięcie w obwodzie rezonansowym wzrosło powyżej wartości blokowania. Na podstawie uzyskanych wyników możliwe będzie określenie czy, oraz w jakim stopniu konieczne będzie przewymiarowanie elementów półprzewodnikowych i elementów biernych przekształtnika zasilającego, aby umożliwić pracę w określonym zakresie zmian parametrów. Badania wykonano dla stałej częstotliwości pracy modułu kluczującego, którą wcześniej ustalono na poziomie 36,5 kHz.

4.3.1. Parametry elektryczne obwodu rezonansowego w funkcji k

W rozdziale 3 zamieszczono wyniki, z których wynika, że dla wybranej konfiguracji cewek współczynnik sprzężenia magnetycznego k może ulegać zmianie w szerokim zakresie. Głębokość zmiany zależy od tego, który parametr geometryczny ulega zmianie. Na podstawie przedstawionych wyników stwierdzono, że zmiana odległości W pomiędzy cewkami wpływa najsilniej na sprzężenie k , w dalszej części pracy stosowane będą wartości wyznaczone w funkcji tego parametru. Badania symulacyjne wykonano w następujący sposób: współczynnik obciążenia R_{bw} ustawiono na wartość nominalną równą jedności, a zmianie poddawano współczynnik sprzężenia k w zakresie podanym w tabeli 4.1. Badania wykonano dla czterech wartości napięcia zasilającego. Uzyskane wyniki przedstawiono na rysunkach 4.17 (a) i (b).

Na podstawie uzyskanych wyników stwierdzono, że w przypadku, gdy wartość współczynnika k jest mniejsza od nominalnej amplituda przewodzonego prądu oraz napięcia wzrasta. W punkcie $k = 0,19$ wyznaczono maksymalne wartości amplitud. W stosunku do punktu nominalnego wartość prądu wzrosła o 78%, a w przypadku napięcia o 86%. Zwiększenie współczynnika sprzężenia magnetycznego k powyżej wartości nominalnej spowodowało zmniejszenie amplitudy prądu i napięcia w obwodzie rezonansowym. Zarejestrowana zmiana wynosiła odpowiednio 53% (prąd I_r) i 58% (napięcie V_r). Charakter zmiany wartości amplitudy prądu w obwodzie rezonansowym może być opisany poprzez wzór (4.15) natomiast charakterystyka napięcia poprzez (4.16). Wyniki uzyskane na podstawie w/w wzoru przedstawiono jako punkty.



Rys. 4.17 Trend zmian amplitudy prądu I_r (a) i amplitudy napięcia V_r (b) w funkcji współczynnika sprzężenia magnetycznego k

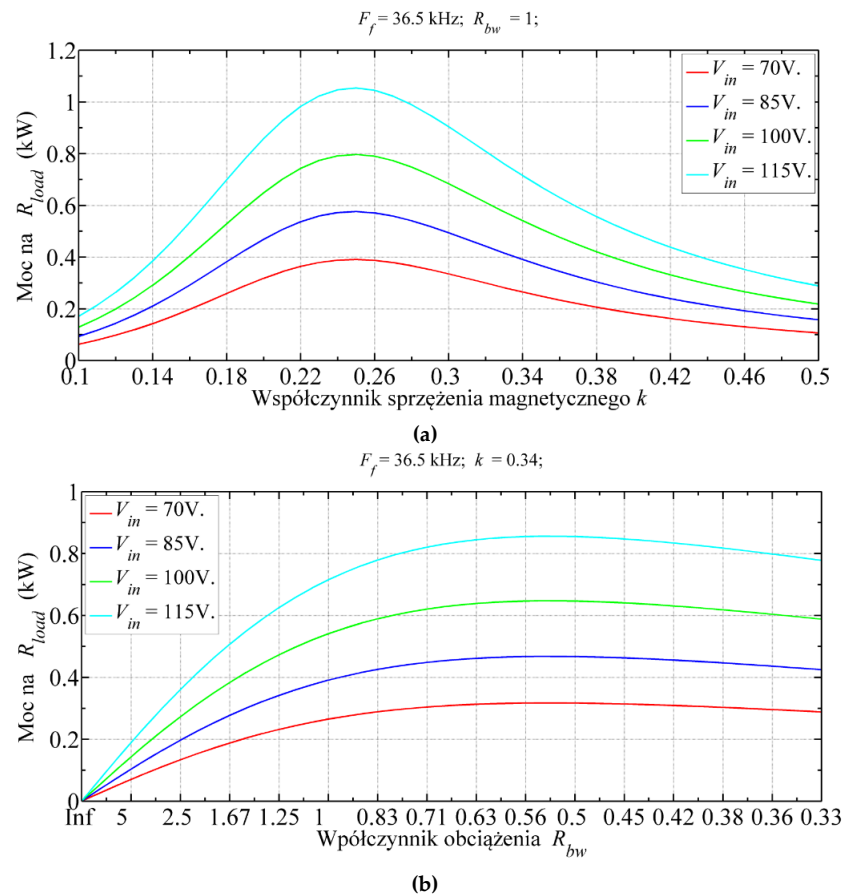
$$I_r = \frac{U_0}{|Z_z|} = \frac{4U_{AB}}{\pi\sqrt{(\operatorname{Re}(Z_z))^2 + (\operatorname{Im}(Z_z))^2}} \quad (4.15)$$

$$U_{C_{r1}} = \frac{I_r}{\omega C_{r1}} \quad (4.16)$$

4.3.2. Transmisja mocy w funkcji k i R_{bw}

Dotychczas przedstawione wyniki zarejestrowano w obwodzie rezonansowym umieszczonym po stronie pierwotnej. Poniżej przedstawiono charakterystyki opisujące zmianę mocy w obciążeniu podczas zmiany współczynników k i R_{bw} . Odebraną moc wyznaczono na rezystorze obciążającym R_{load} .

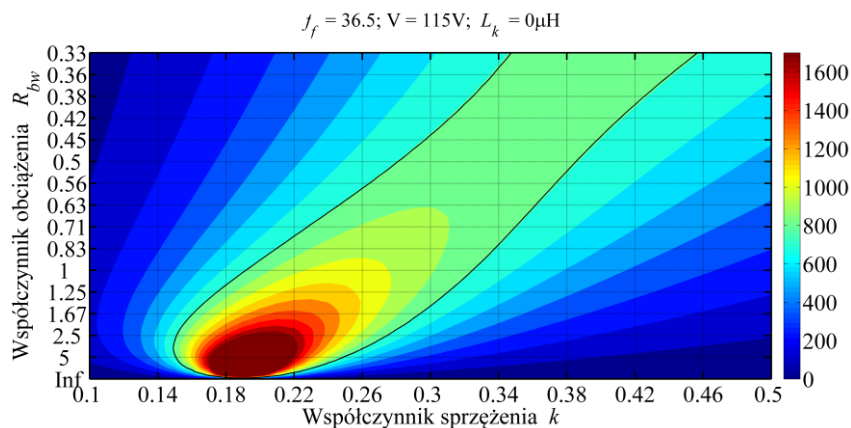
Charakterystyki przedstawione na rysunku 4.18 (a) podzielić można na trzy przedziały. Pierwszy z nich wyznaczono dla współczynnika k z zakresu 0,1 a 0,24, gdzie moc przekazana do odbiornika rośnie i w maksimum osiąga wartość 1050 W (w punkcie 0,24). Powyższa wartość została wyznaczona dla napięcia zasilania 115 V. Dalsze zwiększanie współczynnika k powoduje spadek mocy w odbiorniku. Pomiedzy punktami 0,24 a 0,34 dostarczona moc jest większa niż w punkcie nominalnym. Zwiększenie współczynnika k powyżej 0,34 powoduje spadek mocy poniżej wartości znamionowej.



Rys. 4.18 Trend zmian mocy wydzielonej w obciążeniu w funkcji współczynnika sprzężenia magnetycznego (a) i współczynnika obciążenia R_{bw} (b)

Identyczny typ charakterystyk wyznaczono w systemie, w którym zmieniano obciążenie R_{bw} . W stosunku do charakterystyk z części 4.18 (a) nie zaobserwowano lokalnych ekstremów, a przyrost mocy jest nieznaczny.

Z powyższych charakterystyk wynika, że zmiana wartości współczynnika R_{bw} i k wpływa na moc przekazaną do odbiornika. Na podstawie tych wyników wykonano mapę w funkcji obu parametrów oraz przedstawiono ją na rysunku 4.19. Mapę zarejestrowano dla systemu, który zasilono ze źródła napięcia stałego o napięciu równym 115 V. Dla tej wartości napięcia i układu będącego w punkcie NPP do obciążenia przekazano nieco ponad 700 W. Przyjęto, że jest to najmniejsza wymagana moc, jaka powinna być dostarczona do obciążenia. Oznaczono ją linią koloru czarnego. Dostarczanie wymaganej wartości mocy możliwe jest dla większej liczby konfiguracji parametrów. Zakres dopuszczalnych zmian parametrów, przy których przetransmitowana zostanie wymagana moc jest dość wąski. Analizując oddzielnie wpływ zmiany k i R_{bw} , zauważyć można, że minimalna moc może być przetransmitowana tylko w przypadku zmniejszenia tych parametrów. W przeciwnym przypadku, gdy wartość któregoś z parametrów wzrośnie (powyżej wartości nominalnych), konieczne byłoby zmniejszenie drugiego z nich, aby w systemie możliwa była transmisja nominalnej mocy. Na przykład, gdy współczynnik sprzężenia magnetycznego wzrośnie do 0,38, konieczne byłoby obniżenie wartości współczynnika obciążenia do około 0,5.



Rys. 4.19 Mapy mocy dostarczonej mocy do obciążenia w zależności od k i R_{bw}

Z wykonanej mapy wynika, że istnieją takie kombinacje parametrów, przy których system mógłby być wprowadzony w lokalne maximum. Występuje ono wokół punktu określonego przez parametry $R_{bw} = 5$ i $k = 0,19$. W tym obszarze w odbiorniku wyznaczono ponad 1,6 kW. W obu przypadkach (zmiany jednego parametru lub wariacji obu) zmiana punktu pracy wiąże się z wymuszeniem twardej komutacji elementów półprzewodnikowych, co jak wcześniej zaznaczono prowadzi to do generowania dodatkowych strat mocy.

Poza obszarem, który zaznaczono na rysunku (czarna linia) na skutek zmiany punktu pracy moc w odbiorniku ulega zmniejszeniu. W dalszej części pracy przedstawiona zostanie topologia, za pomocą której możliwe będzie stabilizowanie częstotliwości pracy f_r oraz fazy ϕ w systemie. W rezultacie zmianie ulegnie obszar punktów pracy, w których możliwe będzie dostarczenie minimum 700 W.

4.4. Podsumowanie

W rozdziale czwartym przedstawiono wybraną przez autora topologię szeregowo-szeregowego indukcyjnego systemu do bezstykowego przekazywania energii. W oparciu o nią zbudowano modele symulacyjne umożliwiające wykonanie analizy w dziedzinie częstotliwości jak również w dziedzinie czasu. Przedstawiono również analityczny opis wybranych zjawisk występujących w systemie. Analityczne wyznaczone wyniki odpowiadają результатам otrzymanym po wykonaniu symulacji w dziedzinie częstotliwości. W obu przypadkach w punkcie 40,7 kHz, ϕ jest różne od zera. W jednym z podrozdziałów przedstawiono opis, z którego wynika że pożądaną cechą systemu jest przełączanie tranzystorów w trybie rezonansowym. Aby to było możliwe konieczne było zmniejszenie częstotliwości pracy falownika do wartości 36,5 kHz, przy której przesunięcie fazowe bliskie jest zeru tym samym umożliwiając miękkie przełączanie kluczy. Prowadząc dalszą analizę w dziedzinie częstotliwości przedstawiono odpowiedź układu na zmianę jednego z parametrów (sprężenia k lub obciążenia R_{bw}). W ten sposób ukazano jak zmienia się częstotliwość rezonansowa oraz faza ϕ w systemie. W rezultacie możliwe było zaprezentowanie w jaki sposób zmiana częstotliwości rezonansowej będzie wpływać na energoelektroniczny przekształtnik zasilający, gdy wymuszono stałą częstotliwość przełączeń kluczy tranzystorowych. Potwierdzono możliwość wystąpienia

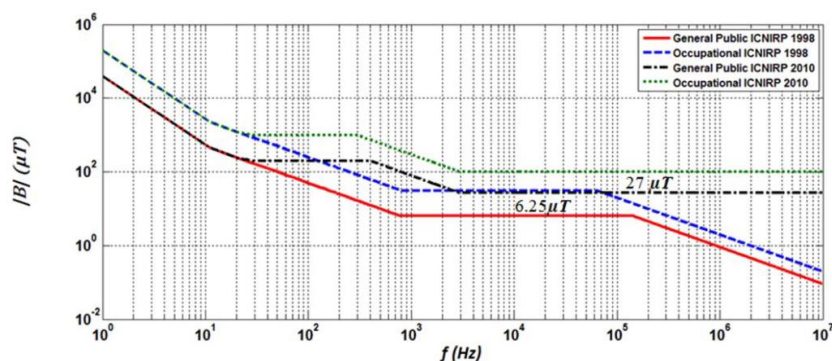
trzech stanów pracy przekształtnika, które w literaturze określane są jako: rezonansowy, pojemnościowy i indukcyjny.

W ostatniej części rozdziału przedstawiono rezultaty badań z użyciem modelu obwodowego. Zaprezentowano wyniki ukazujące zachowanie układu dla różnych wartości współczynnika sprzężenia magnetycznego. Przedstawiono w jaki sposób zmienia się amplituda przewodzonego prądu I_r oraz amplituda napięcia V_r w obwodzie rezonansowym. Na tej podstawie stwierdzono, że te parametry mogą ulegać zmianie w takim stopniu, iż konieczne byłoby wielokrotne przewymiarowanie przekształtnika zasilającego. Wykonany model dodatkowo pozwolił na wygenerowanie mapy mocy, którą dostarczono do obciążenia. Z wykreślonej mapy wynika, że transmisja do obciążenia minimalnej przyjętej mocy jest możliwa w stosunkowo wąskim zakresie zmian parametrów systemu.

5. SYSTEM ICET Z AKTYWNAŁ STABILIZACJĄ PUNKTU PRACY

| | |
|---|----|
| 5.1. Dynamicznie dołączana pojemność | 62 |
| 5.2. Indukcyjność o zmiennej wartości | 63 |
| 5.3. Opis i zasada działania autorskiego układu kompensacji | 65 |
| 5.3.1. Zależności czasowe systemu z autorskim obwodem kompensacji | 66 |
| 5.3.2. Matematyczny opis zjawisk w systemie ICET z obwodem kompensacji | 69 |
| 5.3.3. Analiza częstotliwościowa systemu z uruchomionym obwodem kompensacji | 75 |
| 5.4. Symulacje obwodowe z aktywnym obwodem kompensacji | 77 |
| 5.4.1. Zasilanie obwodu kompensacji | 78 |
| 5.4.2. Elektryczne i czasowe parametry obwodu rezonansowego z kompensatorem | 79 |
| 5.4.3. Transfer mocy w systemie z aktywnym obwodem stabilizacji | 84 |
| 5.5. Proponowany algorytm sterowania | 87 |
| 5.5.1. Wyznaczanie wartości α z użyciem regulatora PI | 88 |
| 5.6. Stabilizacja mocy w odbiorniku | 90 |
| 5.7. Podsumowanie | 92 |

W poprzednich rozdziałach wykazano, że dla nienominalnych wartości R_{bw} lub k zmianie ulegnie częstotliwość obwodu rezonansowego f_r i faza ϕ . W rezultacie zmianie ulegać będą amplitudy napięcia V_r prądu I_r oraz wartości mocy przekazanej do obciążenia P_{wyj} . W większości przypadków, aby poprawnie zasilić odbiorniki energii elektrycznej, wymagana jest eliminacja lub kompensacja zaistniałych zmian. Podczas realizacji pracy dodatkowo założono, że po odstrojeniu od punktu nominalnego nie jest możliwe doprowadzenie systemu do NPP. W związku z powyższym możliwe jest zastosowanie różnych metod, za pomocą których system dostarczy wymaganą moc lub wypracuje odpowiedni poziom napięcia wyjściowego. Jedną z nich jest implementacja algorytmu, który w czasie rzeczywistym śledzi częstotliwość rezonansu, a następnie układ sterowania przestrasza częstotliwość przełączania kluczy tranzystorowych (f) tak aby była równa chwilowej wartości f_r . Do realizacji tej funkcjonalności stosowane są pętle synchronizacji fazowej PLL (Phase Locked Loop) [162].



Rys. 5.1 Zalecane poziomy indukcji magnetycznej B w funkcji częstotliwości generowanego pola [165, 166]

Do wad utrudniających upowszechnienie takich rozwiązań jest emisja zakłóceń (EMI) w szerokim paśmie jak i zapewnienie kompatybilności elektromagnetycznej (EMC). Wystą-

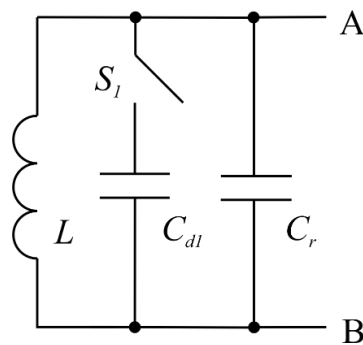
pienie obu zjawisk może spowodować niekorzystne oddziaływanie na otaczające urządzenia komunikacyjne, elektroniczne jak i energoelektroniczne oraz co istotniejsze na ludzi i inne organizmy żywe. Przedstawione w poprzednim rozdziale rozwiązanie spowodowałoby generowanie pola magnetycznego w szerokim paśmie częstotliwości. W literaturze [163, 164] można znaleźć odniesienia do stworzonych standardów [165, 166] i przepisów w których zdefiniowano między innymi dopuszczalną wartość indukcji B w funkcji częstotliwości pracy przekształtników.

Pożądanym rozwiązaniem byłoby opracowanie topologii układu zasilającego i/lub algorytmu umożliwiającego stabilizację częstotliwości obwodu rezonansowego, przez co niezależnie od zmian k lub R_{bw} utrzymano stałą częstotliwość pracy przekształtnika (f).

Z wykonanego przeglądu literatury wynika, że istnieją układy, które w sposób aktywny oddziałują na systemy ICET. W zależności od wymagań mogą wpływać na: moc wyjściową systemu [167, 168], wartość współczynnika mocy [169], napięcie wyjściowe [170] itp. Poniżej przedstawiono budowę, zasadę działania oraz przeznaczenie niektórych z nich.

5.1. Dynamicznie dołączana pojemność

Stabilizacja napięcia wyjściowego jest jednym z wymagań, jakie może być postawione przed układami zasilającymi. Uwzględniając fakt, iż w systemach ICET parametry określające punkt pracy mogą ulegać dowolnej zmianie, powyższe wymaganie może nie być spełnione. Na rysunku poniżej przedstawiono schemat ideowy przykładowego obwodu, w którym impulsowo dołączano dodatkową pojemność C_{dl} , a poprzez który uzyskano stałą wartość napięcia wyjściowego.



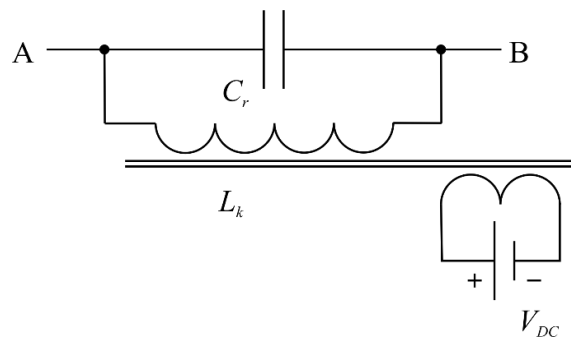
Rys. 5.2 Fragment topologii odbiornika z układem kompensatora, zastosowanego do stabilizacji napięcia wyjściowego systemu ICET [170]

Omawianą topologię zaproponowano w [170]; przedstawiony obwód umieszczony jest po stronie wtórnej (w odbiorniku), która zbudowana jest z indukcyjności własnej L oraz równolegle dołączonej pojemności rezonansowej C_r . Dodatkowy obwód, poprzez który regulowano napięcie wyjściowe wykonany został z użyciem klucza S_1 i pojemności C_{dl} . W zaproponowanym rozwiązaniu uzyskano zmianę pojemności poprzez regulację czasu załączenia klucza S_1 , do tego celu użyto komparatora. Na wejście odwracające dołączono sygnał referencyjny, a na nieodwracające doprowadzono sygnał z pomiaru napięcia wyjściowego V_{dc} . W zależności od tego czy będzie ono mniejsze czy większe od napięcia referencyjnego tranzystor będzie załączony lub wyłączony. Ten prosty obwód logiczny umożliwia implementację dwóch opcji ste-

rowania. Wybór sposobu sterowania zależy od tego, jaką wartość pojemności zastosowano do ustalenia częstotliwości f_r . Pierwszą opcję uzyskano gdy do ustawienia częstotliwości rezonansu, użyto pojemność C_r i indukcyjność L , a drugą gdy do wyznaczenia podstawowej częstotliwości zastosowano sumę pojemności ($C_r + C_{d1}$). W zależności od sposobu sterowania, możliwe jest odstrojenie częstotliwości rezonansowej f_r powyżej lub poniżej wartości nominalnej, w rezultacie regulowane jest napięcie wyjściowe. Dokładny opis zasady działania tego układu zamieszczono w [170].

5.2. Indukcyjność o zmiennej wartości

Innym sposobem na regulację / kompensację wybranych parametrów systemu jest dodanie w obwodzie rezonansowym (najczęściej po stronie odbiornika) elementu indukcyjnego. Aby możliwa była aktywna zmiana częstotliwości rezonansowej układ sterowania powinien mieć możliwość kontrolowania wartości indukcyjności dodatkowego elementu, oznaczonego jako L_k .

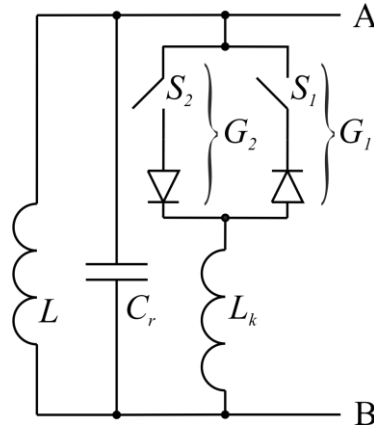


Rys. 5.3 Układ kompensatora umożliwiający stabilizację napięcia wyjściowego w systemie ICET [155, 169]

Jednym ze sposobów na uzyskanie indukcyjności o zmiennej wartości (L_k) jest zastosowanie specjalnie przygotowanego dławika, tak zwanego wzmacniacza magnetycznego. Wykonano go z dwóch uzwojeń nawiniętych na jeden rdzeń magnetyczny. Pierwsze uzwojenie („wykonawcze”) jest elementem obwodu rezonansowego i umieszczone jest pomiędzy węzłami AB. Drugie uzwojenie sterujące jest podłączone do źródła napięcia stałego o regulowanej wartości. W zależności od wartości prądu przepływającego przez uzwojenie sterujące w rdzeniu generowany jest dodatkowy strumień magnetyczny. Oddziaływanie uzwojenia sterującego umożliwia zmianę przenikalności rdzenia magnetycznego [167], a w rezultacie zmianę wartość indukcyjności wyznaczonej pomiędzy węzłami A i B. Zastosowanie dedykowanego układu sterowania umożliwiło stworzenie systemu, w którym ustabilizowano napięcie wyjściowe niezależnie od wartości obciążenia. Dokładny opis przedstawionego układu oraz sposobu oddziaływania na system zamieszczono w [155]. Z wykonanej analizy literatury wynika, że sposób dołączenia kompensatora (szeregowy lub równoległy) nie powinien wpłynąć na jego pracę [169].

W układzie przedstawionym na rysunku 5.3 zmiana indukcyjności dokonywana jest w sposób ciągły przez zmianę wartości przenikalności magnetycznej. Na rysunku 5.4 przedstawiono rozwiązanie impulsowe. Indukcyjność kompensująca L_k wprowadzana jest w przewodzenie poprzez jeden z tranzystorów (S_1 lub S_2) na zdefiniowany okres czasu. W rezultacie układ widziany od strony zacisków AB zastąpić można wypadkową indukcyjnością L_e . Regulację war-

tość L_e uzyskano poprzez zmianę czasu przewodzenia tranzystorów. W tym rozwiązaniu obwód kompensatora utworzony jest z dwóch jednokierunkowych kluczy tranzystorowych oraz szeregowo dołączonej indukcyjności L_k . Jednokierunkowe klucze utworzono w wyniku szeregowego połączenia tranzystora i diody (gałęzie G_1 i G_2), rysunek 5.4. Tak wykonany obwód umiejscowiono równoległe do kondensatora rezonansowego C_r znajdującego się po stronie wtórnej systemu.



Rys. 5.4 Układ kompensatora z użyciem regulowanej indukcyjności o charakterze impulsowym [147, 154, 168, 171]

Regulacja stopnia oddziaływania kompensatora dokonywana jest poprzez zmianę czasu przewodzenia tranzystorów. Funkcjonalność ta realizowana jest poprzez zmianę kąta opóźnienia załączenia, który oznaczono jako α . Kąt ten jest odcinkiem czasu, jaki należy odczekać zanim nastąpi aktywacja jednego tranzystora z gałęzi G_1 lub G_2 . Kąt odliczany jest od wykrycia zerowej wartości napięcia V_r . Sygnał sterowania tranzystorami musi trwać na tyle długo aby jego wyłączenie następowało w stanie bezprądowym. Wobec powyższego można stwierdzić, że aktualna wartość indukcyjności wypadkowej L_e zależy od α i od wartości indukcyjności własnej L_k . W zależności od tych dwóch parametrów L_e opisana jest wzorem (5.1) [154, 168, 171]:

$$L_e = \frac{\pi \cdot L_k}{2\pi - 2\alpha - \sin 2\alpha} \quad (5.1)$$

gdzie:

- L_k – indukcyjność własna dławika kompensatora,
- L_e – indukcyjność wypadkowa kompensatora,
- α – aktualna wartość kąta opóźnienia załączenia.

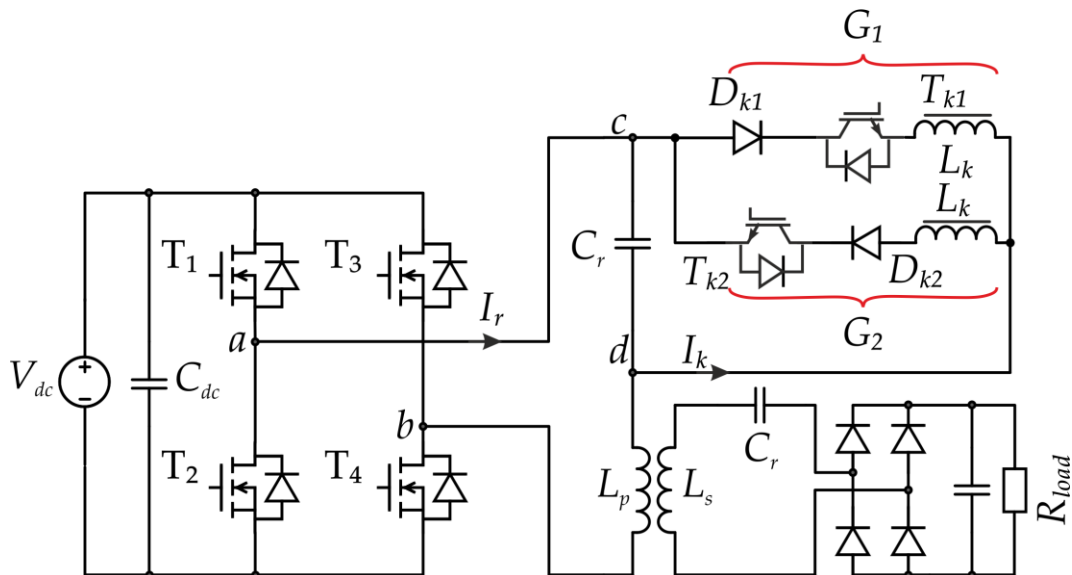
W przedstawionym rozwiązaniu, ze względu na budowę układu, zakres oddziaływania na obwód rezonansowy zawarty jest w przedziale $\frac{\pi}{2} < \alpha \leq \pi$. W punkcie $\frac{\pi}{2}$ prąd kompensatora I_k ma charakter ciągły, gdyż prąd w dławiku L_k zmienił charakter z impulsowego na ciągły. Jest to wartość krytyczna, powyżej której nie jest możliwe dalsze oddziaływanie na obwód rezonansowy. Opisany układ, stosowany był w obwodzie obciążenia do stabilizacji mocy [154, 168, 171]. W publikacjach [147, 154, 168, 171] nie rozpatrywano możliwości zastosowania tego układu jako stabilizatora punktu pracy rezonansowego przekształtnika zasilającego, czyli do wymuszenia w inwerterze rezonansowego przełączania tranzystorów.

5.3. Opis i zasada działania autorskiego układu kompensacji

Zastosowanie każdego z przedstawionych rozwiązań, jako stabilizatora punktu pracy wydaje się możliwe, niezbędne jest jednak przystosowanie wybranego rozwiązania do konkretnej aplikacji oraz opracowanie dedykowanego algorytmu sterowania. W dalszej części pracy przedstawiono modyfikację układu z rysunku 5.4 uzyskując autorskie rozwiązanie.

W przedstawionych publikacjach zaprezentowany układ kompensacji jest fragmentem obwodu odbiornika energii elektrycznej [171]. Omawiany obwód poddano modyfikacji oraz umieszczono po stronie pierwotnej systemu zgodnie z tym jak zaprezentowano na rysunku 5.5. W zaproponowanej przez autora topologii użyto dwóch indukcyjności L_k przez co możliwe było utworzenie dwóch osobnych gałęzi, które oznaczono: $G_1 (D_{k1} - T_{k1} - L_k)$ i $G_2 (D_{k2} - T_{k2} - L_k)$. Pozostałe elementy obwodu mocy są zgodne z topologią SS, którą zaprezentowano na rysunku 4.1.

W wyniku tej modyfikacji prąd w gałęziach kompensatora może być przewodzony przeciwnych kierunkach w tej samej chwili czasu.



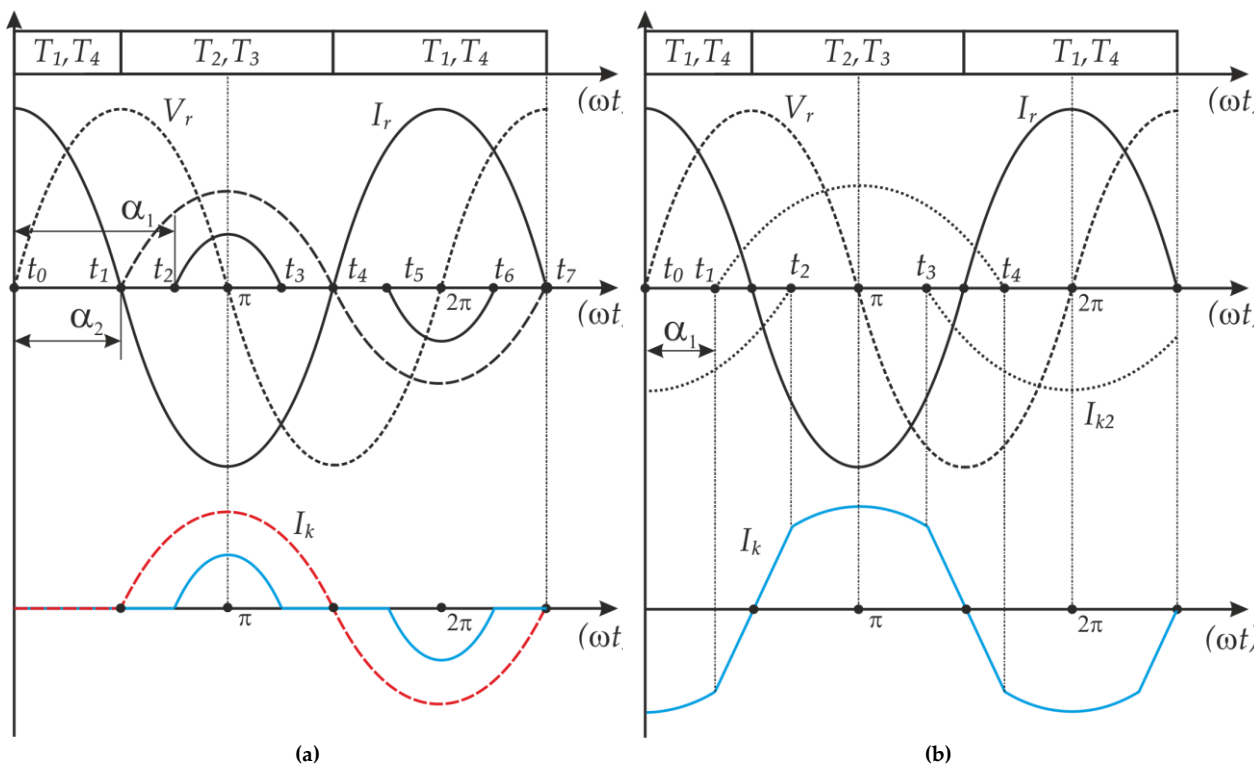
Rys. 5.5 Topologia systemu do bezstykowego przekazywania energii wraz z zaproponowanym przez autora układem kompensującym

Na skutek tego uzyskano nowe właściwości układu: powiększono zakres zmian parametrów systemu przy zachowaniu stałej częstotliwości pracy obwodu rezonansowego, zmniejszono amplitudę prądu w obwodzie kompensatora dla identycznego odstroięcia. Umieszczenie kompensatora po stronie pierwotnej pozwoli na uproszczenie konstrukcji odbiorników, nie będzie konieczne stosowanie dodatkowych obwodów umożliwiających dostarczenie wymaganej mocy lub stabilizujących napięcie w odbiorniku, ponadto opracowana topologia powinna umożliwić poprawną pracę systemu zasilającego z odbiornikami o różnych parametrach. Zastosowanie tego układu kompensacji umożliwi stabilizację częstotliwości przełączeń kluczy tranzystorowych na zadanym przez użytkownika poziomie, co było jednym z podstawowych założeń pracy.

5.3.1. Zależności czasowe systemu z autorskim obwodem kompensacji

Opracowany algorytm sterowania synchronizuje pracę kompensatora z napięciem V_r , które mierzone jest na kondensatorze C_r . Synchronizacja następuje w punkcie, gdy napięcie V_r przechodzi przez wartość zero. Od tego punktu odliczany jest kąt α , po upływie, którego jeden z kluczy tranzystorowych zostanie wprowadzony w przewodzenie. Wybór aktywnej gałęzi zależy od zmiany znaku napięcia V_r , które następuje w punkcie, gdy napięcie równe jest zero. Stan załączenia powinien trwać tak długo, aby tranzystory były wyprowadzane z przewodzenia w stanie bezprądowym. Procedura załączenia i wyłączenia tranzystorów tej samej gałęzi kompensatora powtarzana jest co 2π .

Użycie obwodu kompensatora jest możliwe, gdy częstotliwość rezonansowa f_r będzie miała wartość niższą niż f_f . W zależności od stopnia odstrojenia wymagany kąt opóźnienia załączenia (α) będzie różny. Zaproponowane rozwiązanie umożliwia ustawienie dowolnego kąta z zakresu $\langle 0, \pi \rangle$, który można dalej podzielić w zależności od kształtu prądu przewodzonego przez kompensator. W pierwszej części jest on nieciągły (rysunek 5.6 (a)) – DCM (Discontinuous Conduction Mode) – efekt ten uzyskano dla kątów z zakresu $\alpha \left(\frac{\pi}{2}, \pi \right)$. W drugiej przewodzony prąd ma charakter ciągły (rysunek 5.6 (b)) – CCM (Continuous Conduction Mode) – dla kąta α z zakresu $\left\langle 0, \frac{\pi}{2} \right\rangle$.



Rys. 5.6 Zależności czasowe zaproponowanego układu w trybie impulsowym (a) oraz ciągłym (b)

Proces komutacji oraz czas aktywności poszczególnych elementów półprzewodnikowych przekształtnika energoelektronicznego w każdym z podanych przedziałów, przedstawiono w tabeli 5.1 i dotyczy on przebiegów czasowych rysunku 5.6 (a) w tabeli 5.2 przedstawiony został opis dla rysunku z części (b).

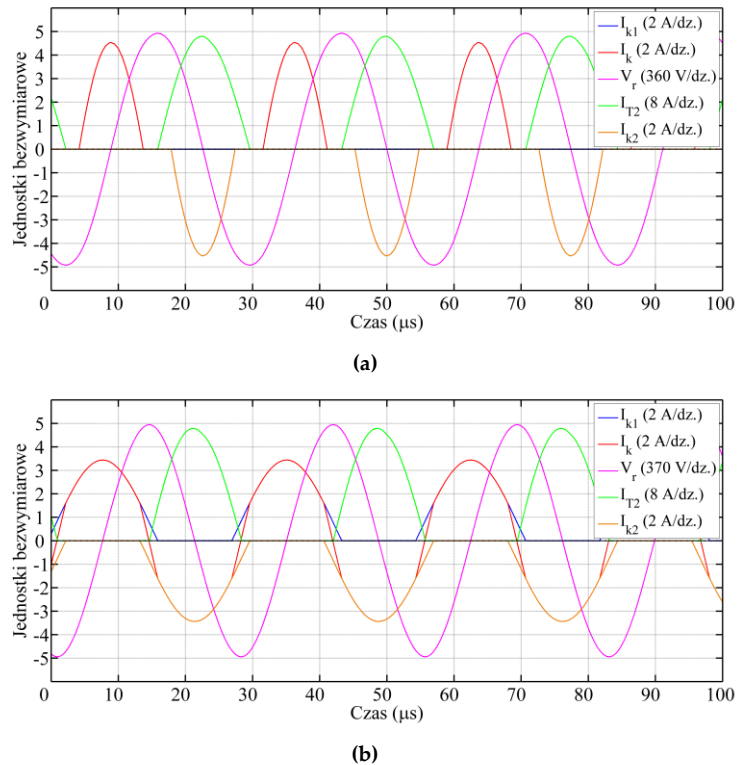
Tabela 5.1 Opis aktywnych elementów systemu w trybie DCM, dla rysunku 5.6 (a).

| Aktywne elementy systemu | Opis |
|--------------------------|---|
| | <p>W przedziale czasu pomiędzy punktami t_0 i t_1 aktywne są tylko elementy głównego toru mocy, para T₁ – T₄. Ponieważ kompensator pracuje w trybie impulsowym znajduje się on w stanie wyłączonym. W punkcie t_0 powinna zostać wyznaczona nowa wartość kąta α.</p> |
| | <p>W punkcie t_1 następuje komutacja głównej pary tranzystorów T₂ – T₃, jednocześnie z uwagi na to że kąt opóźnienia załączenia jest większy niż 90° elektrycznych kompensator w pozostaje wyłączony.</p> |
| | <p>W chwili t_0 wyznaczana jest chwilowa wartość kąta α. Na rysunku 5.6 zaznaczono przebiegi dla dwóch wartości kąta. Jako α_2 oznaczono wartość graniczną, powyżej której układ przechodzi w przewodzenie ciągłe. Jako α_1 ukazano kąt, przy którym kompensator pracuje w trybie DCM. Od chwili t_2 aktywne są tranzystory T₂ – T₃ i T_{k1} kompensatora. Przewodzenie trwa do chwili t_3, czyli momentu, w którym prąd i_{k1} osiąga wartość zero, a dioda D_{k1} przechodzi w stan zaporowy blokując przepływ prądu w przeciwnym kierunku.</p> |
| | <p>Pomiędzy punktami t_3 i t_5 ponownie w systemie aktywne są tylko elementy głównego obwodu mocy. W t_4 następuje przełączenie aktywnej pary tranzystorów mostka, w przewodzenie wprowadzane są T₁ – T₄. W chwili t_5 załączana jest druga gałąź kompensatora (D_{k2} – T_{k1} – L_k). Jej wyłączenie następuje w chwili t_6. W powyższej topologii sterowanie kluczami kompensatora jest symetryczne, w związku z tym czas, na jaki wprowadzana jest druga gałąź jest równy czasowi pomiędzy znacznikami t_2 i t_3.</p> |

Tabela 5.2 Opis aktywnych elementów systemu w trybie CCM, dla rysunku 5.6 (b)

| Aktywne elementy systemu | Opis |
|--------------------------|---|
| | <p>Podobnie jak w pierwszym trybie pracy (DCM) w chwili t_0 ustawiany jest nowy kąt α. Pomiędzy t_0 a t_1 aktywne są tranzystory $T_1 - T_4$ głównego obwodu mocy oraz kontynuowane jest przewodzenie tranzystora T_{k2}, które rozpoczęte zostało przed punktem t_0.</p> |
| | <p>W chwili t_1 poprzez załączenie tranzystora T_{k1} uruchomiono drugą gałąź kompensatora. Użytko ten sposób dwukierunkowe przewodzenie prądu I_k, które kontynuowane jest do punktu t_2. W punkcie $\frac{\pi}{2}$ następuje przełączenie pary tranzystorów mostka zasilającego. Uruchomiona zostaje przekątna $T_2 - T_3$.</p> |
| | <p>W chwili t_2 tranzystor T_{k2} wyprowadzany jest z przewodzenia. W rezultacie w kompensatorze płynie prąd jedynie w gałęzi $D_{k1} - T_{k1} - L_k$. Stan ten trwa do chwili t_3 gdzie następuje aktywacja tranzystora T_{k2} i układ znajduje się w analogicznym stanie jak w chwili t_1.</p> |

Przedstawiony opis zweryfikowano poprzez badania symulacje, których wyniki zamieszczono na rysunku 5.7. Część (a) przedstawia przebiegi czasowe zarejestrowane dla trybu DCM natomiast, część (b) w trybie CCM. Zaprezentowane przebiegi czasowe zostały wygenerowane dla tego samego punktu pracy. Wymuszenie zmiany trybu pracy z DCM na CCM zrealizowano poprzez ustawienie większej wartości indukcyjności dławików kompensatora L_k . Początkowa wartość równa była $480 \mu\text{H}$, w drugim przypadku ustawiono wartość $1500 \mu\text{H}$. Wyniki potwierdzają tezę, iż praca z kątem opóźnienia powyżej 90° powoduje nieciągłe przewodzenie czyli ma charakter impulsowy, jednocześnie dla tego samego punktu pracy prąd I_k ma większą amplitudę niż w przypadku układu pracującego w trybie ciągłym.

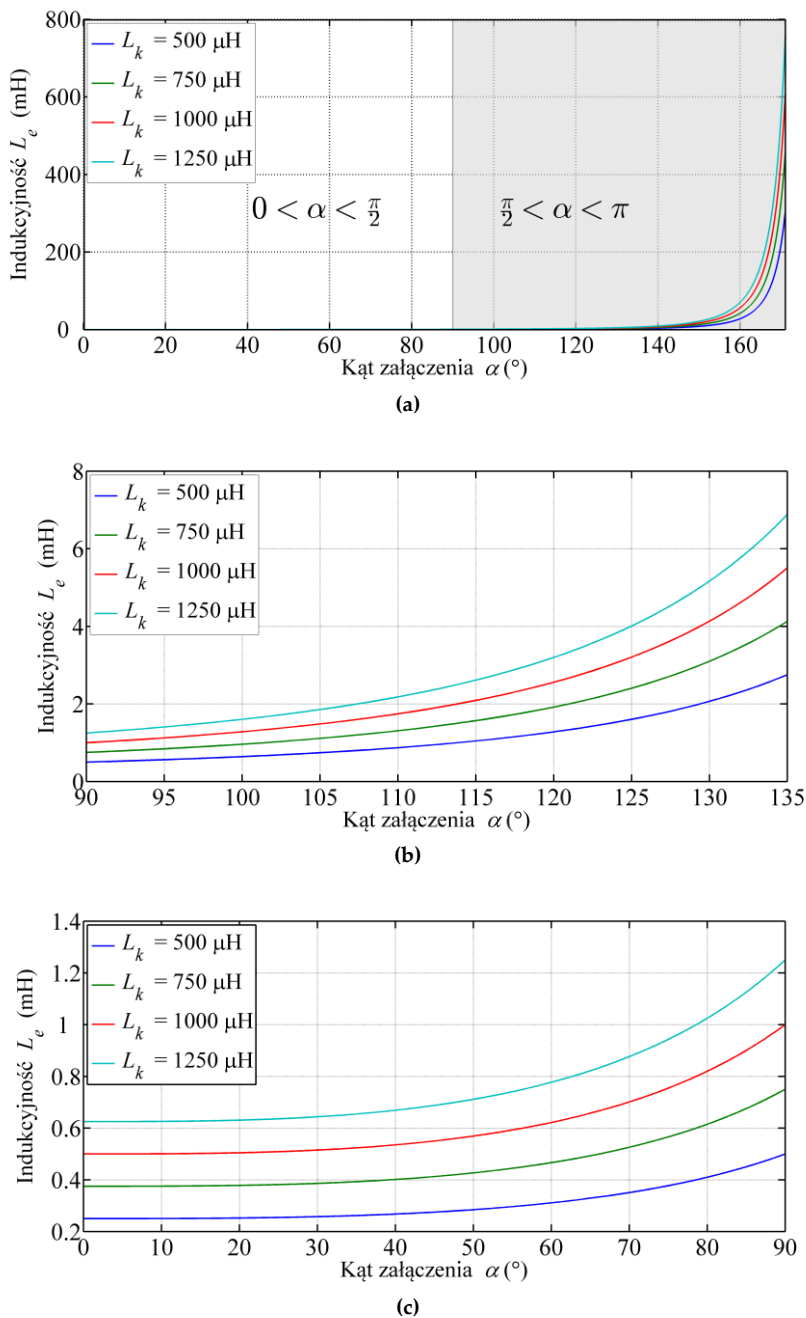


Rys. 5.7 Porównanie przewodzonego prądu kompensatora: (a) z indukcyjnością $L_k = 480 \mu\text{H}$ oraz dla układu z indukcyjnością $L_k = 1500 \mu\text{H}$ (b) dla identycznego punktu pracy

5.3.2. Matematyczny opis zjawisk w systemie ICET z obwodem kompensacji

Na podstawie wzoru (5.1) można wyznaczyć indukcyjność zastępczą L_e . Z użyciem tego wzoru wykreślono wyliczoną indukcyjność dla różnych wartości parametrów L_k i kąta α . Na rysunku 5.8 (a) przedstawiono trend zmian wartości L_e dla całego zakresu kąta α . Na podstawie tego rysunku stwierdzono, że dla kąta $\alpha = 171^\circ$ i $L_k = 1250 \mu\text{H}$, wartość L_e wynosi około 0,8 H. Oznacza to, że możliwe jest regulowanie wartością indukcyjności w bardzo szerokim zakresie (rzędu kilkaset razy). Tak duża indukcyjność wypadkowa nie jest potrzebna, gdyż jak zauważono w [168], prąd przewodzony w kompensatorze ma zbyt małą wartość i praktyce nie oddziałuje na obwód rezonansowy. Kształt uzyskanych charakterystyk utrudnia pokazanie jak zmienia się wartość indukcyjności w całym zakresie. Z tego powodu zakres kąta podzielono na dwa mniejsze przedziały, które zaprezentowano na rysunkach 5.8 (b) i (c). Na części (b) pokazano krzywe w zakresie od 0° do 90° , a w części (c) w zakresie od 90° do 135° elektrycznych. W zawężonym zakresie maksymalna wartości L_e uległa zmniejszeniu do kilkukrotnej wartości L_k dla kąta 135° . Należy zauważyć, że dla wartości kąta 90° indukcyjność wypadkowa L_e równa jest indukcyjności własnej L_k , a sumaryczny prąd jest ciągły. Jest to granica oddziaływania układu przedstawionego na rysunku 5.4. We wzorze (5.1) możliwe jest podstawienie w miejsce α dowolnej wartości z przedziału $(0, \pi)$, dlatego w przedziale od 0 do $\frac{\pi}{2}$ możliwe jest uzyskanie indukcyjności L_e o wartości mniejszej od L_k . W zaproponowanym przez autora układzie kompensacji taki sposób sterowania jest możliwy, ponadto do wyznaczenia indukcyjności zastępczej można posłużyć się tym samym wzorem (5.1). Analizując uzyskane wyniki

stwierdzono, że wybierając najmniejszą wartość α (równą zero), zastępcza indukcyjność kompensatora równa jest połowie wartości L_k .



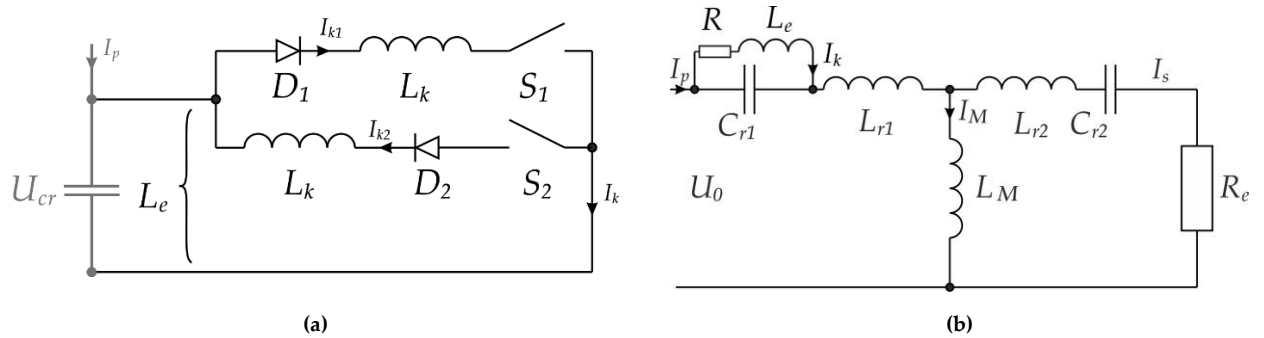
Rys. 5.8 Zmiana L_e w funkcji kąta załączenia: od 0 do π (a), 0 do $\frac{\pi}{2}$ (b), $\frac{\pi}{2}$ do π (c)

Na potrzeby analizy matematycznej przyjęto założenie, że element obwodu kompensatora z rysunku 5.9 (a) można zastąpić indukcyjnością L_e , którą dołączono równolegle do kondensatora rezonansowego C_r (rysunek 5.9 (b)).

Wyznaczenie wzoru na zastępczą wartość indukcyjności L_e można rozpocząć po uprzednim rozwiązaniu równania różniczkowego (5.2). W tym równaniu uwzględniono rezystancje uzwojeń. Wynikiem tego równania są dwie części: aperiodyczna i okresowa. Sumując powyższe otrzymujemy chwilową wartość prądu (5.3) dla układu zastępczego utworzonego w wy-

niku szeregowego połączenia indukcyjności L i rezystancji R , które dołączono równolegle do źródła napięcia U_{cr} , czyli kondensatora C_{r1} .

Praca kompensatora wiąże się z przewodzeniem prądu I_k przez tranzystory T_{k1} i/lub T_{k2} oraz indukcyjności L_k , który jest sumą prądów w każdej gałęzi kompensatora, które oznaczono jako I_{k1} i I_{k2} .



Rys. 5.9 Obwód kompensatora zastąpiony indukcyjnością wypadkową L_e (a). Uproszczony schemat ideowy systemu ICET (b)

$$U_{cr} = Ri_k + L \frac{di_k}{dt} \quad (5.2)$$

$$i_k(\omega t) = I_m \left[\sin(\omega t - \varphi) - \sin(\alpha - \varphi) e^{\frac{(\omega t - \alpha)}{\tan \varphi}} \right] \text{ dla } \tan \varphi = \frac{\omega L}{R} \quad (5.3)$$

gdzie:

$$I_m = \frac{U_m}{\omega L} \quad (5.4)$$

$$U_{cr} = U_m \sin(\omega t) \quad (5.5)$$

L – indukcyjność własna,

R – rezystancja uzwojeń,

U_{cr} – napięcie na kondensatorze rezonansowym,

U_m – wartość szczytowa napięcia na kondensatorze rezonansowym,

α – kąt opóźnienia załączenia tranzystora,

φ – przesunięcie fazowe.

Dla przedstawionego układu kompensacji udział elementów rezystancyjnych jest pomijalnie mały ($\tan \varphi = \infty$), oznacza to, że kompensator można rozpatrywać jako czystą indukcyjność, czyli $\varphi = \frac{\pi}{2}$. Na tej podstawie wzór (5.3) uproszczono do postaci (5.6).

$$i(\omega t) = I_m \left[\sin(\omega t - \varphi) - \sin(\alpha - \varphi) \right] = I_m \left[\sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) - \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{2}\right) \right] \quad (5.6)$$

Uwzględniając zależności trygonometryczne jakie można zastosować we wzorze (5.6) oraz po uwzględnieniu faktu, że poszczególne gałęzie przewodzą prąd niezależnie, podobnie jak w [172] zapisano równania (5.7). Definiują one chwilowe wartości prądów w każdej z gałęzi

podczas pracy ciągłej i impulsowej. Pierwsze równanie dla i_{k1} jest prawdziwe, gdy kompensator przewodzi prąd w przedziale czasu:

$$n\pi + \alpha \leq (\omega t) \leq (n+1)\pi - \alpha$$

Przewodzenie prądu i_{k2} w drugiej gałęzi zachodzi w przedziale:

$$2n\pi - \alpha \leq (\omega t) \leq 2n\pi + \alpha$$

Podane zakresy odpowiadają tym oznaczonym na rysunku 5.6 (b)

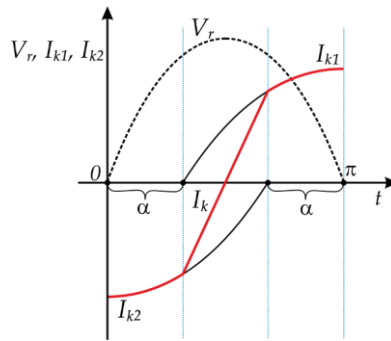
$$\begin{cases} i_{k1}(\omega t) = -I_m (\cos(\omega t) - \cos(\alpha)) & \text{dla } i_{k1} > 0 \text{ i } i_{k2} = 0 \\ i_{k2}(\omega t) = -I_m (\cos(\omega t) + \cos(\alpha)) & \text{dla } i_{k2} < 0 \text{ i } i_{k1} = 0 \end{cases} \quad (5.7)$$

$$i_k(\omega t) = i_{k1}(\omega t) + i_{k2}(\omega t) = -2I_m \cos(\omega t) \text{ dla } i_{k1} > 0 \text{ i } i_{k2} < 0 \quad (5.8)$$

gdzie:

i_{k1} i i_{k2} – chwilowe wartości prądu w poszczególnych gałęziach,

I_m – wartość amplitudy prądu.



Rys. 5.10 Graficzna reprezentacja podziału sumarycznego prądu kompensatora na poszczególne składowe

Praca kompensatora w trybie ciągłym skutkuje tym, iż obie gałęzie przewodzą prąd w tej samej chwili czasu, i_k równe jest sumie chwilowych wartości każdej z nich, wzór (5.8). Na podstawie chwilowej wartości prądu kompensatora możliwe jest wyznaczenie indukcyjności wypadkowej L_e .

$$\begin{aligned} I_{hk} &= \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} i(\omega t) \cdot \cos(\omega t) d(\omega t) = \\ &= \frac{2}{\pi} \left(\int_0^{\alpha} i_{k2}(\omega t) \cdot \cos(\omega t) d(\omega t) + \int_{\alpha}^{\pi-\alpha} i_k(\omega t) \cdot \cos(\omega t) d(\omega t) + \int_{\pi-\alpha}^{\pi} i_{k1}(\omega t) \cdot \cos(\omega t) d(\omega t) \right) \end{aligned} \quad (5.9)$$

W przypadku, gdy w pracującym systemie U_m i L mają wartość stałą, wartość prądu zależy tylko i wyłącznie od kąta załączenia α (5.10). Można więc stwierdzić, że uzyskanie identycznego oddziaływania układu zachodzi dla zastępczej wartości L_e (5.11). Porównując oba wyrażenia możliwe jest określenie, jaka jest aktualna wartość L_e (5.12), przy założeniu, że L , U_m , I_k mają wartość stałą.

$$I_k = \frac{2I_m}{\pi} \left(\pi - \alpha + \frac{\sin(2\alpha)}{2} \right) = \frac{2U_m}{\pi\omega L} \left(\pi - \alpha + \frac{\sin(2\alpha)}{2} \right) \quad (5.10)$$

$$I_k = \frac{U_m}{\omega L_e} \quad (5.11)$$

$$\frac{U_m}{\omega L_e} = \frac{2U_m}{\pi\omega L} (\pi - \alpha + \sin(2\alpha)) \rightarrow L_e = \frac{\pi L}{2 \left(\pi - \alpha + \frac{\sin(2\alpha)}{2} \right)} \quad (5.12)$$

Uproszczony schemat systemu ICET na podstawie praw Kirchhoffa opisano układem równań (5.13), i wyznaczono impedancję zastępczą Z_{ze} (5.14). W rezultacie możliwe było wyznaczenie indukcyjność L_e , przy której utrzymany będzie stały punkt pracy – zerowe przesunięcie fazowe ϕ .

$$\begin{cases} U_0 = \frac{X_{L_e} X_{C_{r1}}}{X_{L_e} + X_{C_{r1}}} I_p + X_{L_{r1}} I_p + X_{L_m} I_M \\ 0 = X_{L_{r2}} I_s + X_{C_{r2}} I_s + R_e I_s - X_{L_m} I_M \\ I_M = I_p - I_s \end{cases} \quad (5.13)$$

gdzie:

$$X_{C_{r1}} = X_{C_{r2}} = -j \frac{1}{\omega C_{r1}}; X_{L_{r1}} = j\omega L_{r1}; X_{L_{r2}} = j\omega L_{r2}; X_{L_e} = j\omega L_e; \omega = 2\pi f_r$$

Impedancja zastępcza widziana od strony zacisków wyjściowych mostka tranzystorowego z dołączonym elementem L_e przedstawiona została jako (5.14).

$$Z_{ze} = \frac{\omega^2 L_m^2 R_e}{R_e^2 + \left(\omega L_m + \omega L_{r2} - \frac{1}{\omega C_2} \right)^2} + \dots \quad (5.14)$$

$$\dots + j \left[\omega L_{r1} + \omega L_m + \frac{\omega L_e}{1 - \omega^2 L_e C_1} - \frac{\omega^2 L_m^2 \left(\omega L_m + \omega L_{r2} - \frac{1}{\omega C_2} \right)}{R_e^2 + \left(\omega L_m + \omega L_{r2} - \frac{1}{\omega C_2} \right)^2} \right]$$

Następnie wyznaczono aktualną wartości przesunięcia fazowego dla różnych konfiguracji parametrów systemu.

$$\phi = \arctan \left[\frac{\omega R_e^2 (L_{r1} + L_e + L_m + \omega^2 L_e L_m C_1 - \omega^2 L_e C_1 L_{r1})}{\omega^2 L_m^2 R_e - \omega^4 L_m^2 L_e C_{r1} R_e} + \dots \right.$$

$$\dots + \frac{(\omega L_{r1} + \omega L_m - \omega^3 L_e C_{r1} L_{r1} - \omega^3 L_m L_e C_{r1}) \cdot \left(\omega L_m + \omega L_{r2} - \frac{1}{\omega C_{r2}} \right)^2}{\omega^2 L_m^2 R_e - \omega^4 L_m^2 L_e C_{r1} R_e} + \dots \quad (5.15)$$

$$\left. \dots + \frac{(\omega^4 L_e L_m^2 C_{r1} - \omega^2 L_m^2) \cdot \left(\omega L_m + \omega L_{r2} - \frac{1}{\omega C_{r2}} \right)}{\omega^2 L_m^2 R_e - \omega^4 L_m^2 L_e C_{r1} R_e} \right]$$

Na podstawie przedstawionych wzorów stwierdzono, że zarówno zmiana obciążenia systemu jak i współczynnika sprzężenia magnetycznego k wpływa na przesunięcie fazowe ϕ . Dodatkowo zmieniając wartość indukcyjności wypadkowej L_e możliwe będzie wpływanie na stopień przesunięcia fazowego (5.15).

Oprócz przedstawionych powyżej zależności wyznaczono wartości skuteczne prądu w każdej z gałęzi oraz sumaryczną wartość skuteczną za połowę okresu pracy. Z zasady działania kompensatora wynika, iż chwilowa wartość prądu i_{k2} przesunięta jest względem i_{k1} o wartość π . Ponadto zakładając, że mają tę samą wartość indukcyjności L_k , to prąd I_{kn_RMS} pojedynczej gałęzi można wyrazić wzorem (5.16).

$$I_{kn_RMS} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{2\pi-\alpha} [i_{k1}(\omega t)]^2 d(\omega t)} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\pi+\alpha}^{3\pi-\alpha} [i_{k2}(\omega t)]^2 d(\omega t)} =$$

$$= \frac{I_m}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{2(\pi-\alpha)}{\pi} \cos^2 \alpha + \frac{3}{2\pi} \sin 2\alpha} \quad (5.16)$$

Sumaryczna wartość skuteczna prądu I_{k_RMS} dla układu pracującego w trybie ciągłym opisana jest wzorem (5.17):

$$I_{k_RMS} = \sqrt{\frac{1}{\pi} (i_{p_k2}^2 + i_{p_k2_k1}^2 + i_{p_k1}^2)} \quad (5.17)$$

gdzie:

$$i_{p_k1} = \int_{\pi-\alpha}^{\pi} i_{k1}(\omega t) d(\omega t) \quad (5.18)$$

$$i_{p_k2} = \int_0^{\alpha} i_{k2}(\omega t) d(\omega t) \quad (5.19)$$

$$i_{p_k2_k1} = \int_{\alpha}^{\pi-\alpha} [i_{k1}(\omega t) + i_{k2}(\omega t)] d(\omega t) \quad (5.20)$$

Po podstawieniu do równania (5.17) równań (5.18), (5.19), (5.20) otrzymano:

$$I_{k_RMS} = \frac{I_m}{\sqrt{2}} \sqrt{4 - \frac{6\alpha}{\pi} + \frac{1}{\pi} \sin(2\alpha) + \frac{4}{\pi} \cos^2(\alpha)} \quad (5.21)$$

Przedstawione powyżej wzory mogą posłużyć do oszacowania wartości prądów przewodzonych w kompensatorze a przez to np.: umożliwić dobór elementów półprzewodnikowych czy średnicy przewodów, z których wykonano uzwojenia indukcyjności L_k .

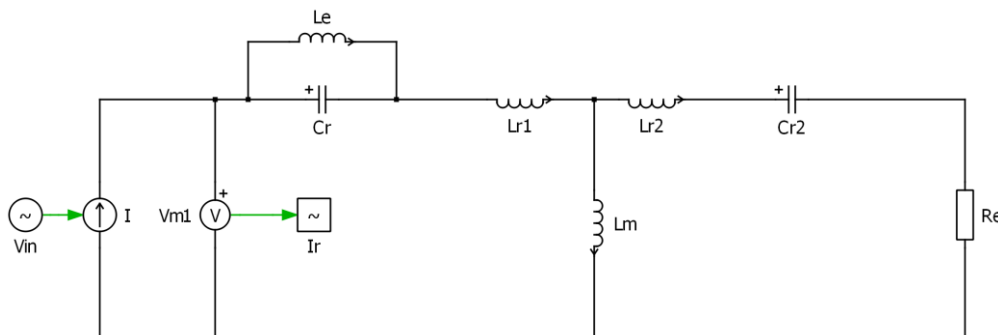
5.3.3. Analiza częstotliwościowa systemu z uruchomionym obwodem kompensacji

Dla zmodyfikowanej przez autora topologii systemu ICET podstawiono równanie (5.10), na podstawie którego można wyznaczyć chwilową wartość przesunięcia fazowego w zależności od chwilowych wartości parametrów systemu i aktualnie ustalonej wartości indukcyjności L_e . Zgodnie z postawioną tezą tranzystory mostka zasilającego powinny być przełączane w sposób bezprądowy (ZCS), przy jednoczesnym założeniu, że dopuszczona jest dowolna zmiana punktu pracy. Oznacza to, iż algorytm sterowania, powinien korygować wartości indukcyjności wypadkowej kompensatora. Na podstawie wzoru (5.15) możliwe jest wyznaczenie chwilowej wartości L_e , dla której nastąpi wymuszenie zerowego przesunięcia fazowego (4.8). Stąd chwilową wartość L_e wyznaczono na podstawie (5.22):

$$L_e = \frac{\omega L_m R_e^2 + (\omega L_m + \omega L_{r1}) \left(\omega L_m + \omega L_{r2} - \frac{1}{\omega C_{r2}} \right)^2}{-\omega R_e^2 + \omega^3 C_{r1} R_e^2 (L_{r1} + L_m) + \dots} \dots \quad (5.22)$$

$$\dots \frac{+\omega L_{r1} R_e^2 - \omega^2 L_m C_{r1} \left(\omega L_m + \omega L_{r2} - \frac{1}{\omega C_{r2}} \right)}{\omega^3 C_{r1} (L_{r1} + L_m) \left(\omega L_m + \omega L_{r2} - \frac{1}{\omega C_{r2}} \right)^2 - (\omega + \omega^4 L_m^2 C_{r1}) \left(\omega L_m + \omega L_{r2} - \frac{1}{\omega C_{r2}} \right)}$$

Na podstawie tego wzoru wyznaczono (dla pięciu przykładowych punktów pracy) wartość indukcyjności kompensującej L_e , które zamieszczono w tabeli 5.3. Następnie wyliczone wartości wprowadzono do modelu zaprezentowanego na rysunku 5.11. Uzyskane wyniki zamieszczono na rysunkach 5.12 i 5.13.



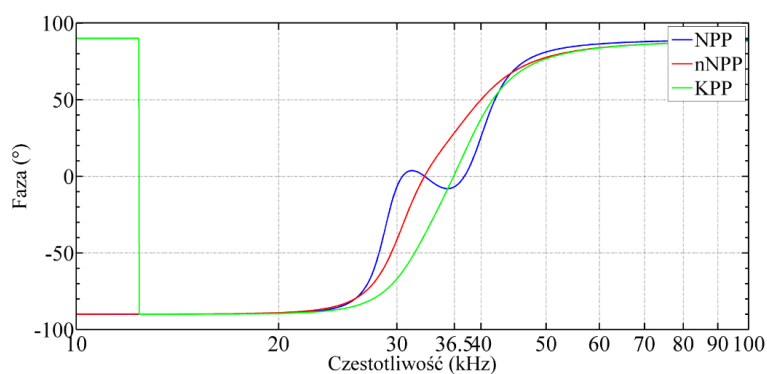
Rys. 5.11 Zmodyfikowany model użyty do przeprowadzenia badań w dziedzinie częstotliwości

Tabela 5.3 Wyznaczone wartości indukcyjności L_e dla różnych dostrojzeń od punktu pracy

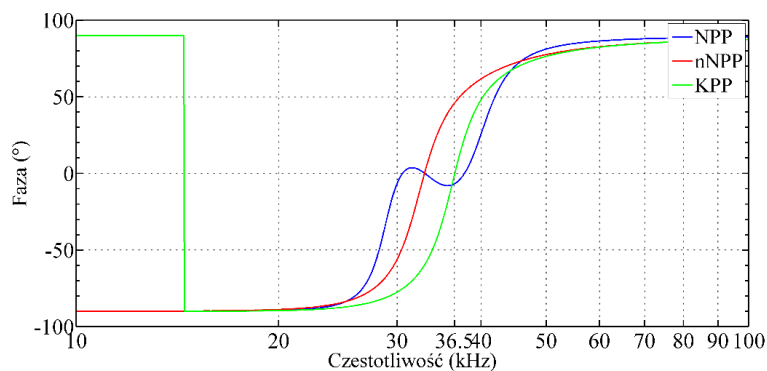
| Współczynnik sprzężenia k | Współczynnik obciążenia R_{bw} | Wyznaczona wartość L_e (mH) |
|-----------------------------|----------------------------------|-------------------------------|
| 0,14 | 1 | 1,1 |
| 0,24 | 1 | 2,2 |
| 0,34 | 0,5 | 1,5 |
| 0,34 | 0,33 | 1,1 |
| 0,14 | 0,33 | 0,95 |

Na każdym z rysunków zaprezentowano trzy charakterystyki, które oznaczono w następujący sposób:

- Kolorem niebieskim przedstawiono charakterystykę fazową dla układu pracującego z nominalnymi wartościami parametrów k i R_{bw} (na rysunkach oznaczono jako NPP).
- Kolorem czerwonym przedstawiono odpowiedź układu po zmianie punkt pracy i gdy dodatkowa indukcyjność L_e nie była dołączona (na rysunkach oznaczono jako nNPP).
- Kolorem zielonym przedstawiono odpowiedź po podłączeniu dodatkowej indukcyjności, o wartości wyznaczonej analitycznie (na rysunkach oznaczono jako KPP).

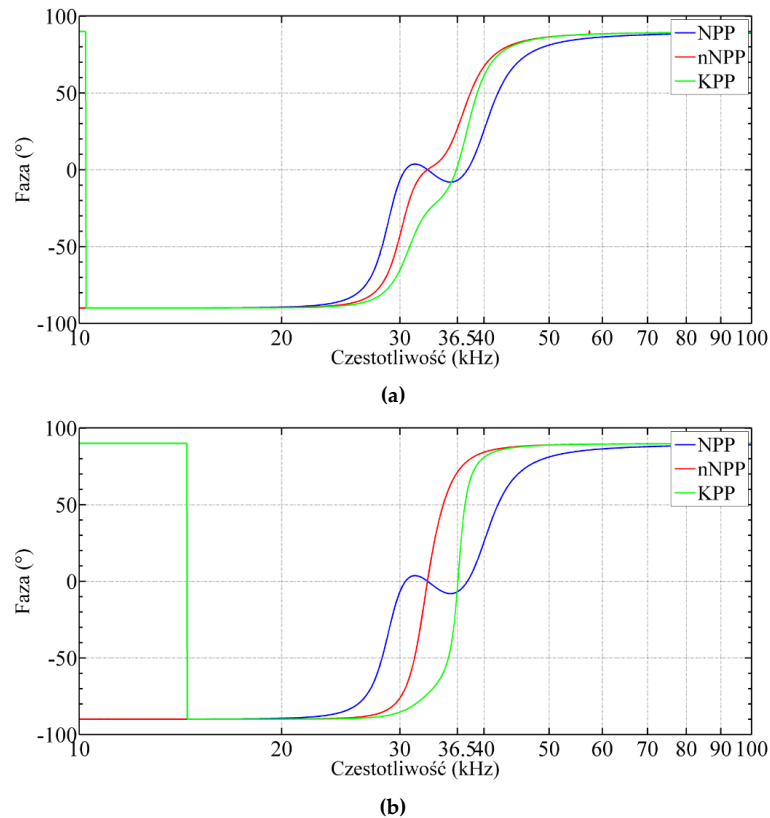


(a)



(b)

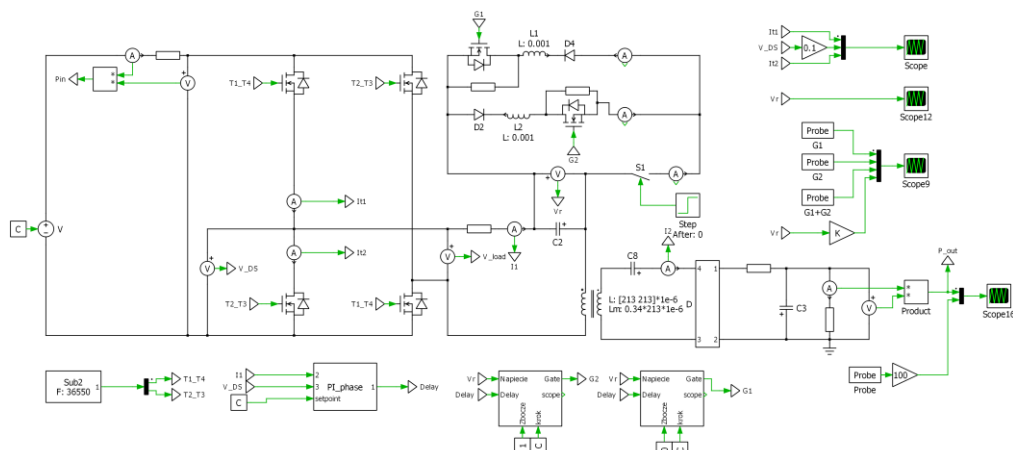
Rys. 5.12 Charakterystyki fazowe systemu ICET z aktywnym obwodem kompensacji dla R_{bw} równego 0,5 (a) i 0,33 (b)



Rys. 5.13 Charakterystyki fazowe systemu ICET z aktywnym obwodem kompensacji dla k równego 0,24 (a) i 0,14 (b)

Otrzymane wyniki potwierdzają poprawność wykonanych obliczeń. Odstrojenie od punktu nominalnego na skutek zmiany współczynnika sprzężenia magnetycznego k lub obciążenia może zostać skompensowane poprzez dodanie indukcyjności L_e . W każdym przedstawionym punkcie przesunięcie fazowe ma wartość zero dla częstotliwości bliskiej 36,5 kHz, czyli częstotliwości przełączeń kluczy mostka tranzystorowego.

5.4. Symulacje obwodowe z aktywnym obwodem kompensacji



Rys. 5.14 Model symulacyjny z dodatkowym obwodem kompensacyjnym

Na potrzeby dalszych rozważań wykonano modyfikację modelu symulacyjnego z rysunku 4.16 do postaci z rysunku 5.14. Przy pomocy tego modelu wyznaczono między innymi moc w odbiorniku dla zmieniających się paramentów k i R_{bw} oraz jednoczesnej stabilizacji punktu

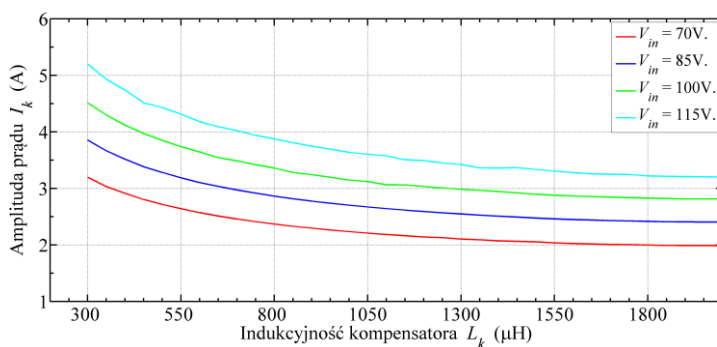
pracy przekształtnika zasilającego. W każdym punkcie pracy dobierano taką wartość L_e , aby wymusić rezonansowe przełączanie tranzystorów falownika zasilającego. Podobnie jak dla poprzednich badań częstotliwość pracy falownika f_f jak i obwodu rezonansowego ustawiono na wartość stałą równą 36,5 kHz. Jako wyniki przedstawiono zmianę amplitud: prądu I_r i prądu w jednej gałęzi kompensatora I_k oraz napięcia V_r w obwodzie rezonansowym.

W tej części pracy wszystkie charakterystyki wykonano w następujący sposób: kolorowe krzywe przedstawiają wyniki z uruchomionym kompensatorem, a czarnymi przerywanymi liniami przedstawiono wyniki uzyskane dla systemu bez obwodu kompensacji.

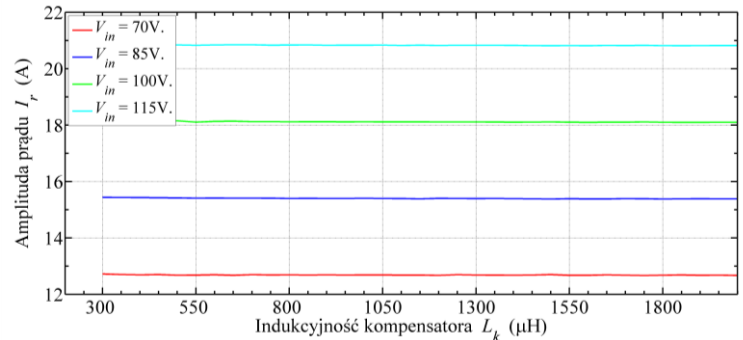
5.4.1. Zasilanie obwodu kompensacji

Obwód kompensacji zasilany jest bezpośrednio z kondensatora C_r oznacza to że energia potrzebna do jego działania pobierana jest z szyny DC tylko przy wstępnym ładowaniu pojemności, podczas uruchamiania systemu. Wynika z tego, iż w stanie ustalonym prąd potrzebny do jego działania nie obciążania szyny DC, a tym samym kluczy tranzystorowych mostka zasilającego. Z szyny napięcia stałego pobierana jest energia potrzebna na pokrycie strat związanych z przewodzeniem tranzystorów i strat rezystancyjnych w układzie kompensatora. Do przedstawienia poprawności powyższego twierdzenia wykonano badania symulacyjne, których celem było wyznaczenie wartości szczytowych prądu I_r i I_k w funkcji indukcyjności kompensatora L_k . Obliczenia symulacyjne wykonano dla nominalnego współczynnika sprzężenia magnetycznego k równego 0,34 i obciążenia R_{bw} równego 0,33. Podczas symulacji utrzymano nominalną częstotliwość pracy przekształtnika zasilającego, czyli 36,5 kHz. W każdym z niemonimalnych punktów pracy układ sterowania doprowadzał do miękkiego przełączania tranzystorów głównego obwodu mocy.

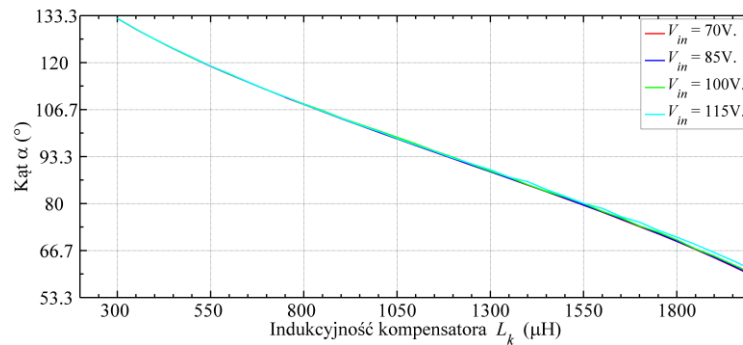
W całym przeanalizowanym zakresie amplituda prądu pobieranego z szyny DC (I_r) nie ulega zmianie, jednocześnie po zwiększeniu wartości L_k zmniejszeniu uległa wartość przewodzonego prądu w kompensatorze I_k (rysunek 5.15 (a)). Dla napięcia zasilania równego 115 V i dla L_k o maksymalnej wartości, amplituda przewodzonego prądu ulega zmniejszeniu o około 2 A, co stanowi około 40% wartości początkowej. Dla pozostałych krzywych wartość ta ulega zmniejszeniu również o około 38 – 40%. Uzyskane wyniki zamieszczono na rysunku 5.15 (b) w postaci charakterystyk przedstawiających wartości szczytowe prądu I_r pobieranego z szyny DC. W całym zakresie są to linie proste, z których wynika, że obwód kompensatora nie powoduje dodatkowego obciążenia źródła zasilającego.



(a)



(b)



(c)

Rys. 5.15 Zależność prądu kompensatora I_k oraz prądu w głównym obwodzie mocy I_r w funkcji indukcyjności kompensatora L_k oraz napięcia zasilającego V_{in}

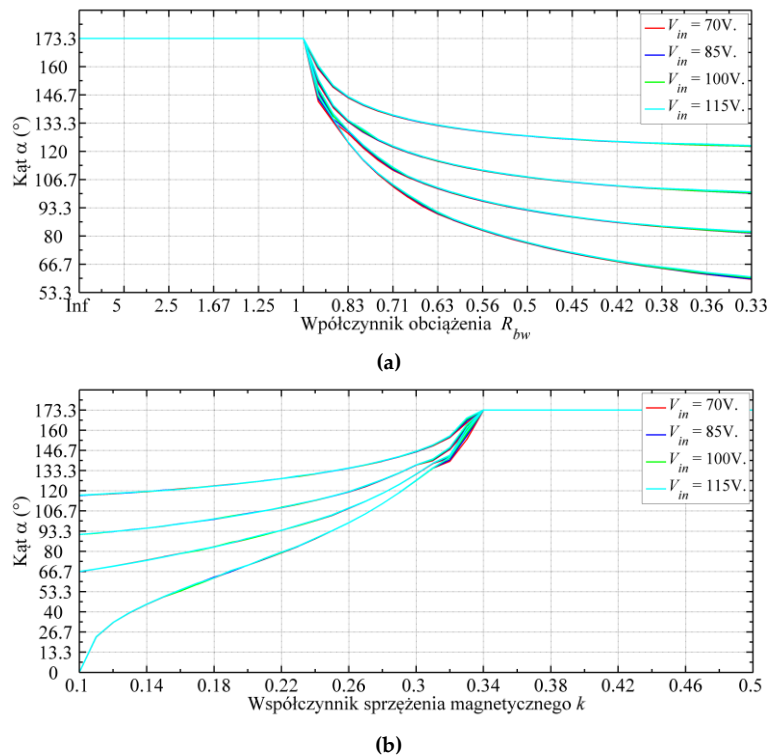
Należy zaznaczyć, iż aby możliwe było rezonansowe przełączanie tranzystorów mostka zasilającego przy dla różnych indukcyjności kompensatora układ sterowania powinien zmienić wartość kąta opóźnienia załączenia. Zwiększenie wartości indukcyjności L_k powoduje zmniejszenie α a tym samym dłuższy czas pracy każdej z gałęzi. Zależność opisującą ten trend przedstawiono na rysunku 5.15 (c). Zastosowanie najmniejszej wartości L_k (300 μ H) skutkuje tym, że regulator aktywuje kompensator na najkrótszy czas (około 133° elektrycznych). Wraz ze wzrostem L_k konieczne jest zmniejszenie wartości α , aby system pozostał w trybie rezonansowym. Ustawienie największej indukcyjności równej 2 mH wymusza ustawienie kąta opóźnienia załączenia na około 55° elektrycznych. Oznacza to, że w analizowanym systemie nie osiągnięto maksymalnego stopnia oddziaływania na obwód rezonansowy – pozostała możliwość ustawienia kąta w zakresie od 0° do 55°. Dopuszcza to dalszą zmianę parametrów obciążenia systemu, przy jednoczesnym zachowaniu miękkiego przełączania.

5.4.2. Elektryczne i czasowe parametry obwodu rezonansowego z kompensatorem

Na rysunku 5.17 zamieszczono charakterystyki przedstawiające zmianę amplitudy prądu I_r i napięcia V_r w funkcji współczynnika obciążenia R_{bw} (rysunek 5.17 (a)) oraz sprzężenia magnetycznego k , rysunek (b). Przedstawione wyniki uzyskano dla zmiany jednego wybranego parametru (drugi ustawiono na wartość nominalną). Badania symulacyjne wykonano dla topologii z rysunku 5.5 i z zachowaniem stałej częstotliwości przełączeń kluczy tranzystorowych.

Eksperymenty rozpoczęto od zmiany obciążenia. W przedziale $\infty > R_{bw} > 1$ powoduje to wzrost częstotliwości obwodu rezonansowego powyżej f_f . Ta sama sytuacja występuje, gdy

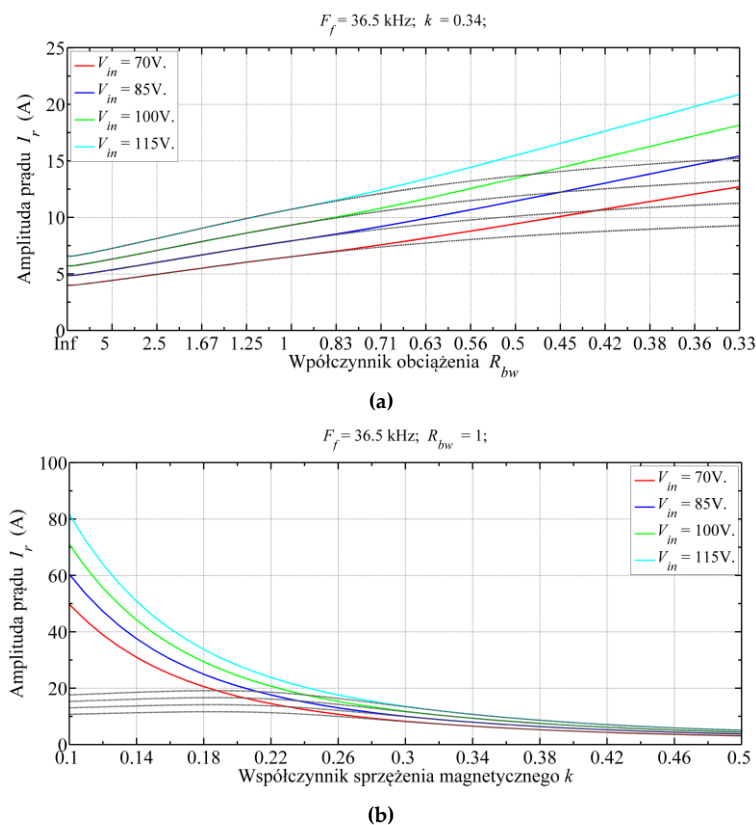
w zaproponowanym systemie zmianie ulegnie wartość sprzężenia k w przedziale $1 > k > 0,34$. Oznacza to, że układ kompensacji powinien być nieaktywny gdyż uruchomienie kompensatora spowodowałoby dalszy wzrost wartości f_r , a przez to silniejsze odstrojenie od przełączania rezonansowego – system ma charakter pojemnościowy. Blokowanie pracy kompensatora zrealizowano poprzez ustawianie maksymalnego kąta opóźnienia załączenia, czyli dla 180° elektrycznych. Wartość kąta opóźnienia załączenia α dla różnych wartości R_{bw} i k przedstawiono na charakterystykach zamieszczonych na rysunkach 5.16 (a) i (b).



Rys. 5.16 Zależność kąta załączenia α w funkcji współczynnika obciążenia R_{bw} (a) i współczynnika sprzężenia k (b) dla przykładowych indukcyjności kompensatora równych: 480 , 1080, 1500, 2000 μH (od góry)

W zaproponowanym przez autora systemie zarówno zmiana wartości współczynnika obciążenia R_{bw} , jak i sprzężenia k poniżej wartości nominalnej skutkować będzie zmniejszeniem częstotliwości f_r poniżej wartości f_j . W tych zakresach poprzez zmianę kąta opóźnienia załączenia doprowadzono przekształtnik zasilający do NPP. Ze wzoru (5.1) wynika, iż w na wartość kąta opóźnienia można wpływać poprzez zmianę indukcyjności L_k . Badania wykonano dla czterech wybranych indukcyjności L_k , wyniki przedstawiono rysunku 5.16, (od góry): 480, 1080, 1500, 2000 μH . Na ich podstawie stwierdzono, iż zastosowanie dwóch niezależnych gałęzi kompensatora umożliwiła poszerzenie zakresu oddziaływania kompensatora o przedział od 0 do $\frac{\pi}{2}$, w stosunku do zakresu prezentowanego w [147, 154, 168, 171]. Zmiana wartości indukcyjności L_k (w identycznych punktach pracy) wymusza zwiększenie kąta opóźnienia, ale w dalszym ciągu możliwe jest rezonansowe przełączanie półprzewodnikowych elementów mocy. Z rysunków 5.16 (a) i (b) można wywnioskować, że pomimo użycia trzykrotnie większej indukcyjności kompensatora powyższe twierdzenie jest prawdziwe w całym zakresie zmian. Dalsze zwiększanie L_k skutkować będzie zawężeniem tego zakresu. W przypadku, gdy

L_k było równe $2000 \mu\text{H}$ (czterokrotna wartość początkowa) i dla współczynnika k równego $0,1$ układ regulacji ustawił maksymalną wartość kąta opóźnienia załączenia α . Dalsze zwiększanie indukcyjności kompensującej L_k ograniczy obszar, w którym będzie możliwe utrzymanie zerowego przesunięcia fazowego. Dodatkowo należy zauważyć, że dla każdej indukcyjności wyznaczono po cztery krzywe dla czterech wybranych wartości napięcia zasilającego: $70, 85, 100, 115 \text{ V}$. Kształt każdej z uzyskanych charakterystyk jest identyczny.



Rys. 5.17 Charakterystyka zmiany prądu I_r w funkcji współczynnika obciążenia R_{bw} (a) i współczynnika sprzężenia k (b)

W trakcie pracy systemu z rezonansowym przełączaniem, podobnie jak w przypadku układu bez aktywnej kompensacji, w głównym torze mocy zmianie ulegają wartości amplitud prądu (I_r) i napięcia (V_r). Z rysunków 5.17 (a) i 5.18 (a) wynika, że dla R_{bw} równego $0,33$ wartość amplitudy prądu I_r ulegnie zwiększeniu o około 94% a napięcia V_r o 130% w stosunku do wartości wyznaczonej w punkcie nominalnym. W przypadku zmniejszenia wartości współczynnika sprzężenia magnetycznego k (na przykład do wartości $0,1$), napięcie w obwodzie rezonansowym V_r wzrasta o 825% (rysunki 5.17 (b)) a prąd I_r o 663% (rysunek 5.18 (b)). Zwiększenie wartości prądu i napięcia wyznaczono za pomocą wzoru (5.23).

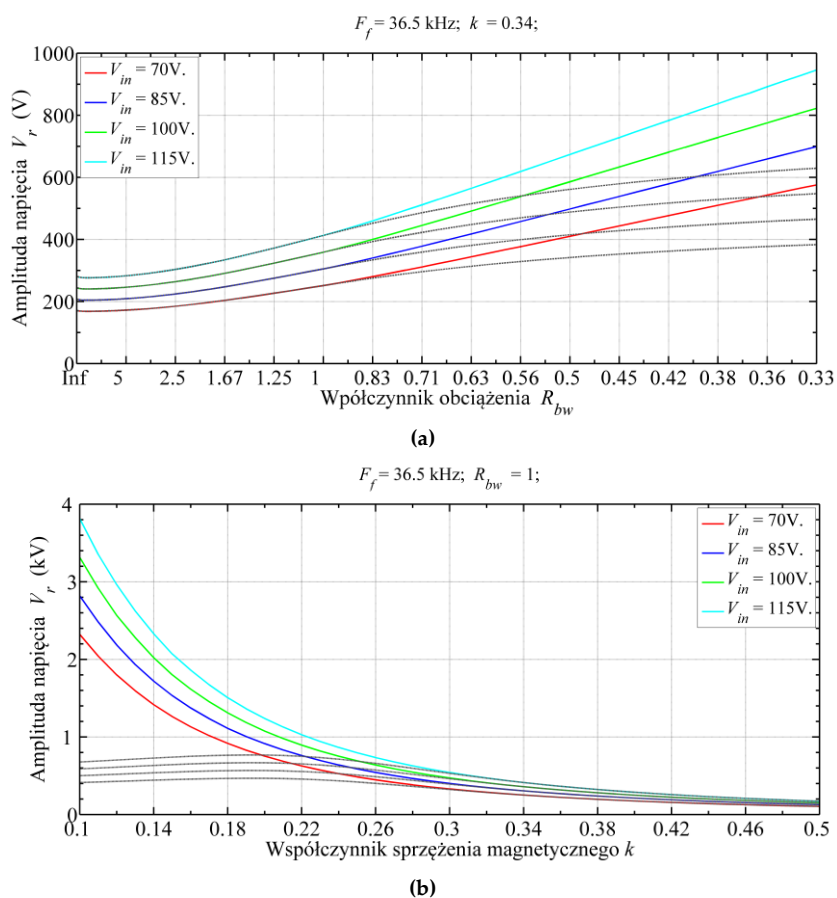
$$\Delta X = \frac{X_i - X_{nom}}{X_{nom}} \quad (5.23)$$

gdzie:

X_i – aktualna wartość amplitudy prądu lub napięcia,

X_{nom} – wartość amplitudy napięcia lub prądu w punkcie nominalnym.

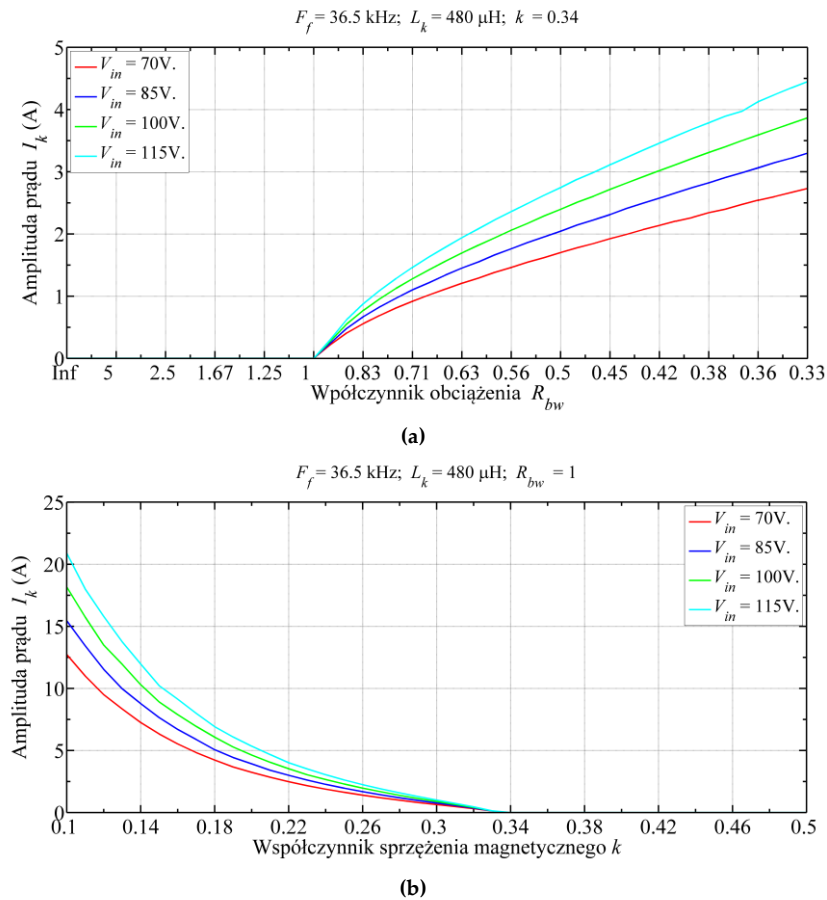
W związku z tak dużą zmianą wartości elektrycznych zastosowanie układu zasilającego utworzonego przez przekształtnik rezonansowy i kompensator w podanym zakresie punktów pracy nie będzie praktycznie możliwe, gdyż wymaga to parokrotnego przewymiarowania energoelektronicznego przekształtnika zasilającego. Jednym z rozwiązań, jakie można by zastosować jest umieszczenie w systemie dodatkowego energoelektronicznego modułu do regulacji napięcia zasilającego (np. przetwornicę DC/DC obniżającą napięcie). Poprzez pomocniczy stopień zasilający układ sterowania nie dopuściłby do przekroczenia krytycznych parametrów elementów półprzewodnikowych i elementów biernych. W przeciwnym razie konieczne byłoby zawężenie dopuszczalnego zakresu zmian punktów pracy systemu, w którym wymuszone zostanie miękkie przełączanie tranzystorów przekształtnika zasilającego.



Rys. 5.18 Charakterystyka zmiany napięcia V_r w funkcji współczynnika obciążenia R_{bw} (a) i współczynnika sprzężenia k (b)

Dotychczas przedstawiono wyniki symulacji ukazujące między innymi zmianę amplitudy napięcia V_r w obwodzie rezonansowym. Na ich podstawie możliwe jest wstępne oszacowanie zakresu zmian punktu pracy, w którym napięcie V_r nie przekroczy wartości krytycznych diod i tranzystorów dodatkowego obwodu kompensatora. Aby poprawnie dobrać elementy półprzewodnikowe kompensatora konieczne było oszacowanie wartości przewodzonego prądu. Podczas wykonywanych symulacji rejestrowano wartości szczytowe prądu I_k oraz sporządzono charakterystyki zamieszczone na rysunku 5.19, które uzyskano dla indukcyjności kompensującej L_k równej $480 \mu\text{H}$. W przypadku zmiany współczynnika sprzężenia magnetycznego uzyskane charakterystyki przypominają kształtem funkcje wykładniczą. Wraz ze zmniejsze-

niem sprzężenia konieczne jest wymuszenie większego prądu w obwodzie kompensatora, aby było możliwe rezonansowe przełączanie tranzystorów głównego obwodu mocy. W przypadku zmian obciążenia uzyskane wartości są kilkukrotnie mniejsze. Potwierdza to spostrzeżenie, że większy wpływ na system ma precyzja pozycjonowania układu transmisyjnego niż zmiana obciążenia. Dla pozostałych wartości indukcyjności nie wykreslano charakterystyk, natomiast uzyskane dane zamieszczono w tabelach poniżej. Na ich podstawie stwierdzono, że wartość prądu I_k zależy od napięcia zasilania, wartości indukcyjności L_k oraz pośrednio od punktu pracy. Pośrednia zależność wynika z faktu, iż dla różnych wartości parametrów konieczne jest ustawienie różnych wartości α , aby utrzymać rezonansowe przełączanie tranzystorów.



Rys. 5.19 Charakterystyka zmiany amplitudy prądu I_k w obwodzie kompensatora w zależności od napięcia zasilania V_{in} i parametrów systemu ICET: obciążenia (a), sprzężenia (b).

W tabelach 5.4 i 5.5, podsumowano uzyskane wyniki dla czterech przedstawionych powyżej wartości indukcyjności L_k , które wyznaczono w trzech wybranych punktach pracy systemu i przy zastosowaniu napięcia zasilającego 115V. Zamieszczone dane dotyczą zmiany wartości kąta α , stosunku I_k/I_r i współczynnika D_{on} . Ostatni parametr umożliwia określenie na jak długo, w stosunku do okresu wynikającego z częstotliwości rezonansowej f_r , obwód kompensatora wprowadzony jest w przewodzenie, wzór (5.24).

$$D_{on} = \frac{180^\circ - \alpha}{180^\circ} \cdot 100\% \quad (5.24)$$

Dla najmniejszych wartości k i R_{bw} oraz przy $L_k = 480 \mu\text{H}$ kompensator wprowadzany jest w przewodzenie na około 34% okresu. Dla tych samych warunków pracy systemu i po cztero-

krotnym zwiększeniu wartości indukcyjności kompensującej czas aktywności kompensatora wzrasta w przybliżeniu dwukrotnie.

Tabela 5.4 Porównanie wartości α , stosunku I_k/I_r oraz D_{on} dla różnych punktów pracy w funkcji R_{bw}

| R_{bw} | $L_k = 480 \mu\text{H}$ | | $L_k = 1000 \mu\text{H}$ | | I_k/I_r (%) | |
|----------|--------------------------|--------------|--------------------------|--------------|--------------------------|--------------------------|
| | α (°) | D_{on} (%) | α (°) | D_{on} (%) | $L_k = 480 \mu\text{H}$ | $L_k = 1000 \mu\text{H}$ |
| 0,33 | 127 | 29,4 | 99,8 | 44,5 | 21 | 17 |
| 0,5 | 132 | 26,6 | 107 | 40,5 | 18 | 14 |
| 0,71 | 142 | 21,1 | 121 | 32,7 | 11 | 9,5 |
| R_{bw} | $L_k = 1500 \mu\text{H}$ | | $L_k = 2000 \mu\text{H}$ | | I_k/I_r (%) | |
| | α (°) | D_{on} (%) | α (°) | D_{on} (%) | $L_k = 1500 \mu\text{H}$ | $L_k = 2000 \mu\text{H}$ |
| 0,33 | 82,2 | 54 | 60,5 | 66 | 15,7 | 15,5 |
| 0,5 | 92,8 | 48,6 | 76,9 | 57 | 12,8 | 12,17 |
| 0,71 | 112,4 | 37,5 | 104 | 42 | 8 | 7 |

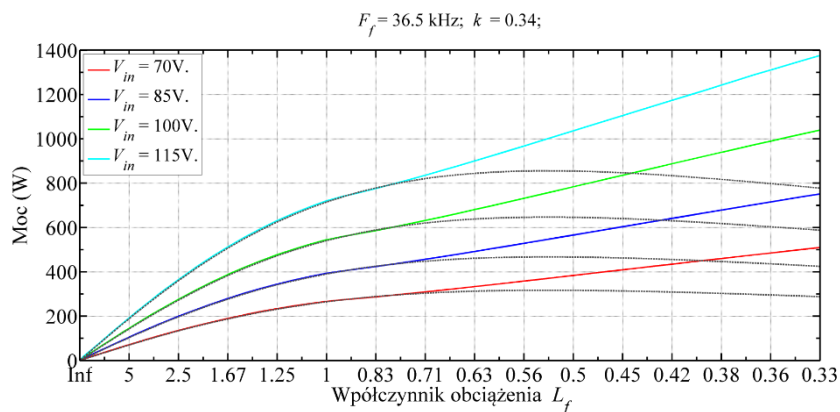
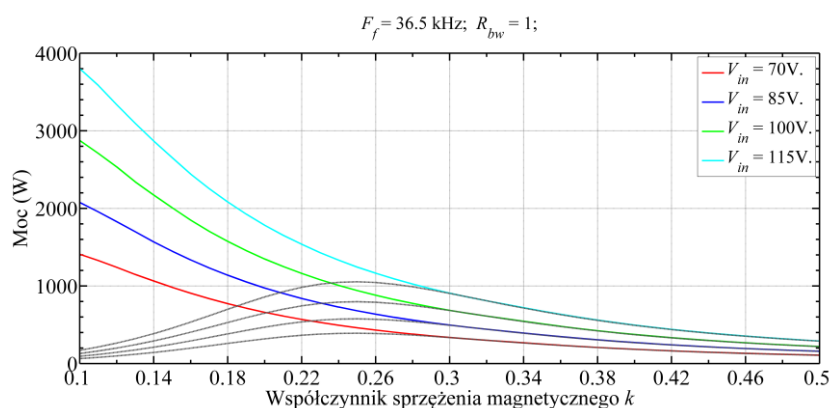
Tabela 5.5 Porównanie wartości α , stosunku I_k/I_r oraz D_{on} dla różnych punktów pracy w funkcji k

| k | $L_k = 480 \mu\text{H}$ | | $L_k = 1000 \mu\text{H}$ | | I_k/I_r (%) | |
|------|--------------------------|--------------|--------------------------|--------------|--------------------------|--------------------------|
| | α (°) | D_{on} (%) | α (°) | D_{on} (%) | $L_k = 480 \mu\text{H}$ | $L_k = 1000 \mu\text{H}$ |
| 0,14 | 119 | 33,8 | 94 | 47,7 | 23 | 19 |
| 0,2 | 125 | 30,5 | 103 | 42,7 | 18 | 15 |
| 0,26 | 133 | 26,1 | 118 | 34,4 | 12 | 10 |
| k | $L_k = 1500 \mu\text{H}$ | | $L_k = 2000 \mu\text{H}$ | | I_k/I_r (%) | |
| | α (°) | D_{on} (%) | α (°) | D_{on} (%) | $L_k = 1500 \mu\text{H}$ | $L_k = 2000 \mu\text{H}$ |
| 0,14 | 73,4 | 59 | 45 | 75 | 17,7 | 17,5 |
| 0,2 | 88,5 | 50,8 | 70,7 | 60 | 13,7 | 13,2 |
| 0,26 | 108,5 | 39,7 | 99 | 45 | 8 | 8 |

Zmiana indukcyjności (oprócz wydłużenia czasu przewodzenia tranzystorów) pozwoliła na zmniejszenie stosunku amplitudy prądu kompensatora do amplitudy prądu w obwodzie głównym - I_k/I_r , (dla indukcyjności 480 μH stosunek ten równy jest 23%). Zwiększając wartość indukcyjności do 2000 μH ograniczono stosunek prądu kompensatora do prądu głównego do około 17,5% (przypadek dla zmieniającego się współczynnika sprzężenia). Z zaprezentowanych danych wynika, że zależność ta jest nieliniowa; pomiędzy trzykrotną a czterokrotną zmianą wartości elementów indukcyjnych kompensatora pomimo wydłużenia czasu pracy nie uległ zmniejszeniu stosunek amplitud I_k/I_r .

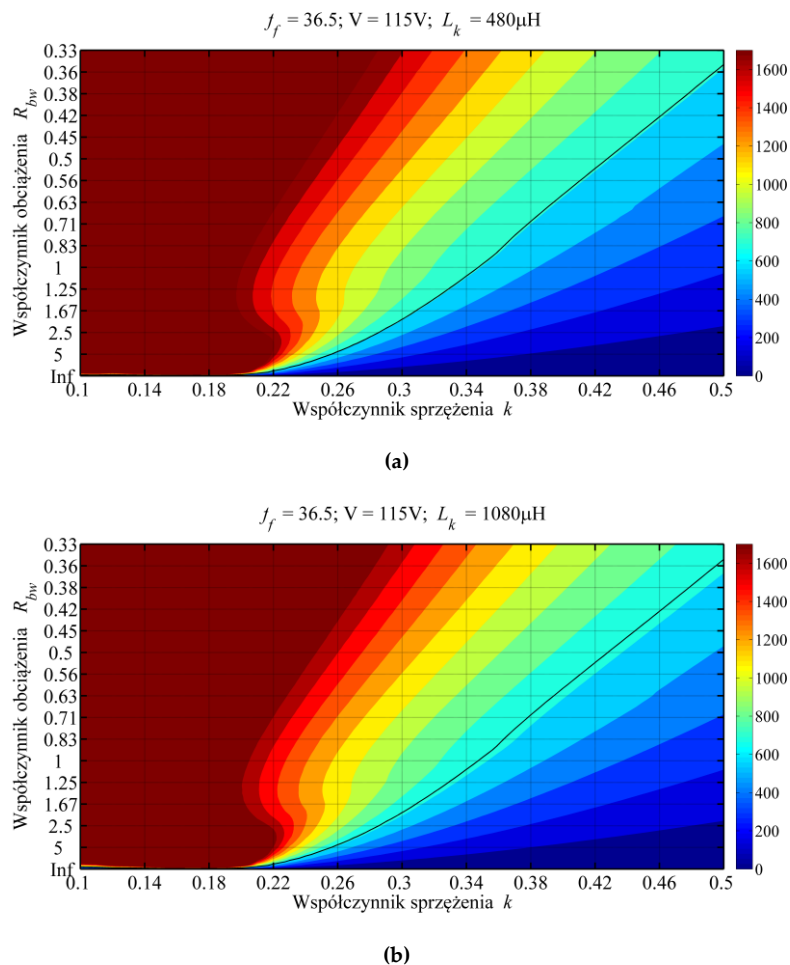
5.4.3. Transfer mocy w systemie z aktywnym obwodem stabilizacji

Wymuszenie przez obwód stabilizacyjny stałej częstotliwości rezonansowej f_r dla zmieniających się parametrów R_{bw} i k powoduje wzrost amplitudy przewodzonego prądu oraz amplitudy napięcia. W rezultacie zmianie ulegnie ilość dostarczonej do obciążenia mocy. Na rysunkach 5.20 i 5.21 przedstawiono charakterystyki ukazujące trend zmian mocy w odbiorniku dla systemu bez i z uruchomionym obwodem kompensacyjnym. Uzyskane charakterystyki podzielić można na trzy przedziały. W pierwszym kompensator jest wyłączony, podobnie jak przy wyznaczonych powyżej charakterystykach napięcia i prądu, w obu przypadkach przekazywana jest ta sama moc. W przedziale drugim aktywowano kompensator, jednakże jego oddziaływanie nie wpłynęło na ilość przekazywanej mocy. W zależności od wybranego parametru długość przedziałów jest różna, dla R_{bw} zakres ten określony jest w przedziale od 1 do 0,77 (rysunek 5.20), natomiast dla k od 0,29 do 0,34 (rysunek 5.21).

Rys. 5.20 Trend zmian mocy przekazanej do odbiornika, w funkcji współczynnika obciążenia R_{bw} Rys. 5.21 Trend zmian mocy przekazanej do odbiornika, w funkcji sprzężenia magnetycznego k

Od punktów 0,77 (R_{bw}) i 0,29 (k) wymuszenie stałej częstotliwości przełączeń obwodu rezonansowego f_r (równiej częstotliwości falownika f_f) spowoduje przekazanie większej mocy, niż w punkcie nominalnym. Analizując wyniki z rysunku 5.21 dla układu zasilonego z napięcia 115 V stwierdzono, że teoretycznie możliwe jest przekazanie 3,9 kW. Wartość ta wyznaczona została dla sprzężenia o wartości 0,1. W takim przypadku konieczne jest jednak zwiększenie amplitudy prądu I_r , do 80 A.

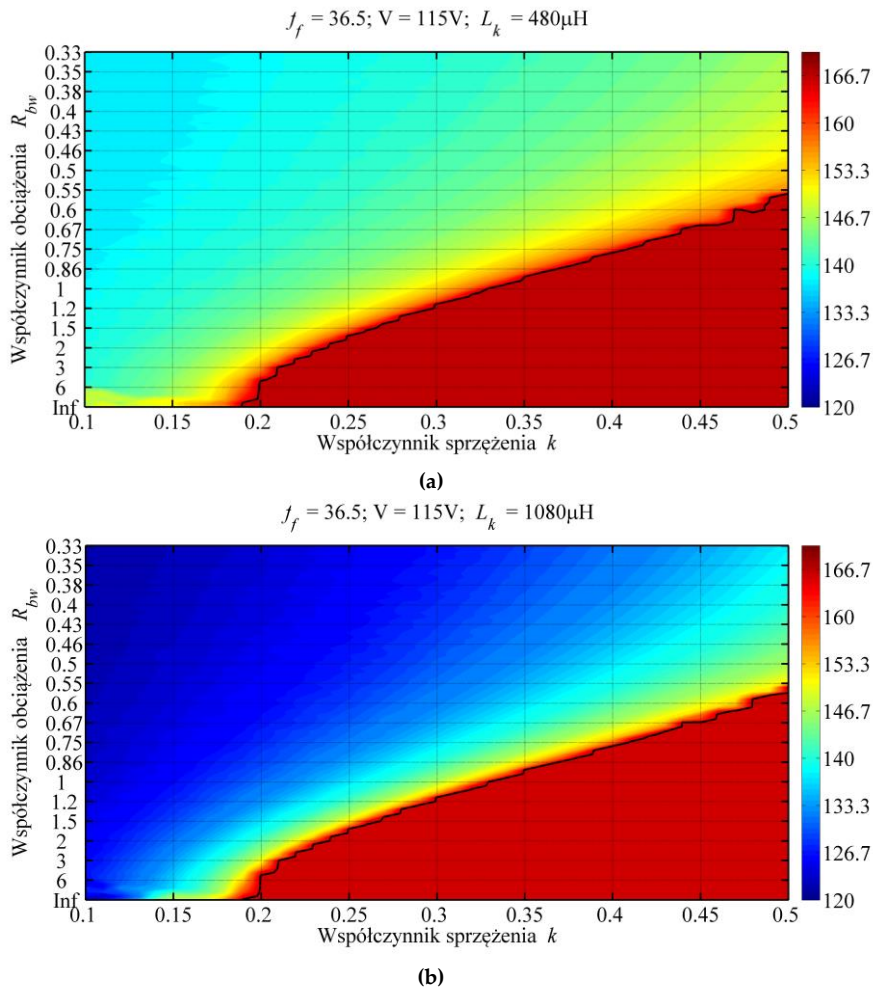
Charakterystyki z rysunków 5.20 i 5.21 przedstawiają trend zmian mocy w odbiorniku dla stosunkowo wąskiego zakresu parametrów systemu. Jednoczesna zmiana współczynnika sprzężenia magnetycznego i obciążenia w systemach o zaproponowanej przez autora topologii jest zjawiskiem nie do uniknięcia. Szczególnie istotne jest, aby pomimo niedopasowania odbiornika, dostarczyć do niego minimalną moc. Na rysunku 5.22 (a) i (b) zamieszczono wyznaczoną moc w funkcji k , R_{bw} i dwóch wartości indukcyjności L_k . Na podstawie tych dwóch rysunków stwierdzono, że pomimo zmiany wartości indukcyjności kompensujących dostarczono do obciążenia identyczną moc. Podobnie jak na rysunku 4.19 linią czarną zaznaczono kombinacje parametrów, dla których do obciążenia przekazano około 700W. W obszarze znajdującym się na lewo od tej linii poprzez stabilizację częstotliwości obwodu rezonansowego przetransmitowano minimalną lub większą moc. Porównując wynik uzyskany dla systemu ICET z wyłączonym obwodem kompensacji (rysunek 4.19) widoczne jest zwiększenie liczby punktów pracy, w których przekazano nominalną lub większą moc do obciążenia.



Rys. 5.22 Mapa mocy w odbiorniku w funkcji współczynnika sprzężenia k oraz współczynnika obciążenia R_{bw} dla $L_k = 480 \mu H$ (a) i $L_k = 1080 \mu H$ (b)

Na rysunku 5.23 (a) i (b) przedstawiono wyznaczone wartości kąta opóźnienia załączenia, jakie zostały ustawione przez system sterowania, aby klucze w mostku przełączane były przy zerowej wartości prądu. Kolorem ciemno czerwonym zaznaczono obszar, w obrębie którego układ regulacji wyłączył kompensator poprzez ustawienie kąta α równego 180° elektrycznych. Zauważyć można, że większość obszaru, w którym układ kompensacji został ustawiony w stanie wyłączonym przypada dla współczynników których wartość wzrasta powyżej nominalnej.

Na podstawie przedstawionych map (rysunku 5.23) stwierdzono, że możliwe jest ustawienie takich kombinacji parametrów, w których pomimo zmiany parametrów pracy nieuzasadniane jest uruchomienie kompensatora. Dzieje się tak, ponieważ spełnione jest równanie $f_r = f_f$ co skutkuje tym że tranzystory przełączane są w sposób rezonansowy. Taki punkt występuje na przykład po zmniejszeniu wartości k (0,28) i jednoczesnym wzroście $R_{bw} = 1,45$. Więcej takich punktów oznaczono czarną linią.



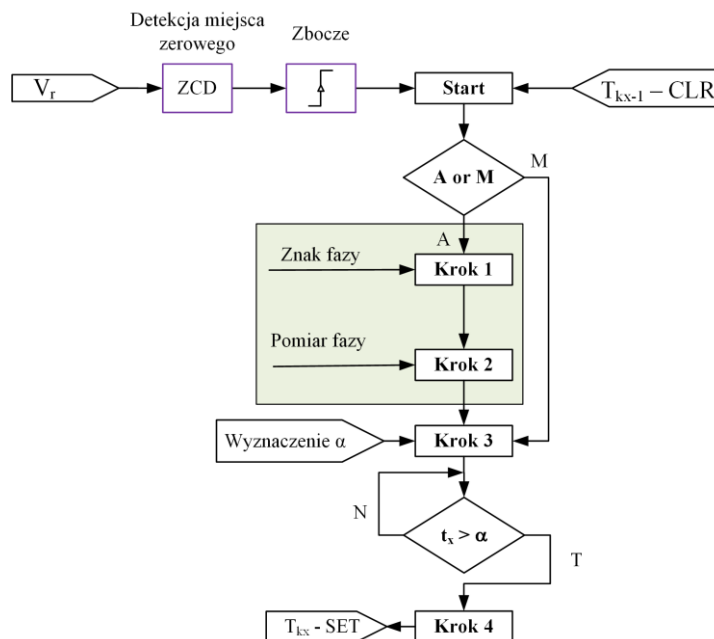
Rys. 5.23 Mapa wyznaczonego kąta α w funkcji współczynnika sprzężenia k oraz współczynnika obciążenia R_{bv} dla $L_k = 480 \mu H$ (a) i $L_k = 1080 \mu H$ (b)

5.5. Proponowany algorytm sterowania

Środowisko symulacyjne PLECS umożliwia budowę i testowanie obwodów energoelektronicznych jak również algorytmów sterowania półprzewodnikowymi elementami mocy. Do poprawnej pracy zbudowanego modelu z układem kompensacji opracowano algorytm, którego poprawność została zweryfikowana wraz z modelem obwodowym. Najważniejszym zadaniem opracowanego algorytmu jest synchronizacja pracy kluczy tranzystorowych z napięciem rezonansowym V_r oraz automatyczny dobór kąta opóźnienia załączenia α . Na rysunku 5.24 przedstawiono opracowany algorytm w postaci schematu blokowego.

W opracowanym rozwiązaniu przewidziano możliwość ręcznego (M) lub automatycznego (A) ustawienia kąta załączenia α . Niezależnie od wybranego rodzaju pracy start algorytmu rozpoczyna się po wykryciu zbocza narastającego w punkcie przejścia napięcia V_r przez wartość zero (ZCD). Wybór pracy automatycznej (A) oznacza rozpoczęcie działania algorytmu od pierwszego kroku, w którym określany jest znak fazy do detekcji, którego zastosowano przerzutnik typu D.

W kroku drugim układ sterowania wyznacza wartość chwilową przesunięcia fazowego pomiędzy napięciem wyjściowym przekształtnika zasilającego, a prądem w głównym obwodzie mocy.



Rys. 5.24 Algorytm sterowania zaimplementowany w modelu symulacyjnym

Na podstawie tych dwóch sygnałów regulator proporcjonalno całkujący (PI) wyznacza wartość czasu opóźnienia załączenia α . Strukturę układu regulacji przedstawiono na rysunku 5.25. Sposób detekcji znaku fazy oraz wyznaczenie przesunięcia fazowego przedstawiono w kolejnym podrozdziale. Po wyznaczeniu nowej wartości kąta algorytm oczekuje aż spełniona będzie nierówność $t_x > \alpha$ (gdzie t_x to czas, jaki upłynął od wyznaczenia miejsca zerowego). Po spełnieniu tego warunku tranzystor kompensatora wprowadzony jest w przewodzenie ($T_{kx} \text{ SET}$, x oznacza numer gałęzi). Wyłączenie sygnału sterującego następuje najpóźniej po detekcji następnego punktu przejścia przez zero – ($T_{kx-1} \text{ CLR}$). W przypadku wyboru ręcznego sterowania (M) algorytm pomija pierwsze dwa kroki i przechodzi, do procedury generacji sygnału sterowania tranzystorami z wartością kąta opóźnienia zdefiniowaną wcześniej przez użytkownika.

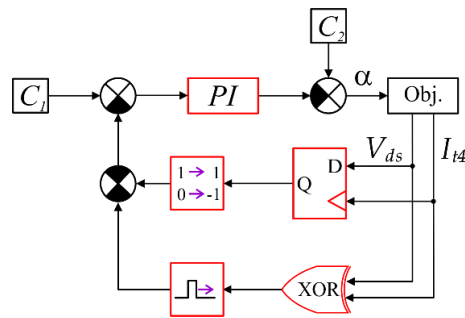
5.5.1. Wyznaczanie wartości α z użyciem regulatora PI

W kroku trzecim algorytm wylicza wartość kąta opóźnienia załączenia α . Tę funkcjonalność zrealizowano z zastosowaniem regulatora PI [173]. Matematyczna zależności opisująca działanie tego regulatora PI przedstawiona została poniżej (5.25), natomiast graficzny zapis pętli regulacji przedstawiono na rysunku 5.25.

$$V(t) = K_p \cdot \left(E(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t E(t) dt \right) \quad (5.25)$$

gdzie:

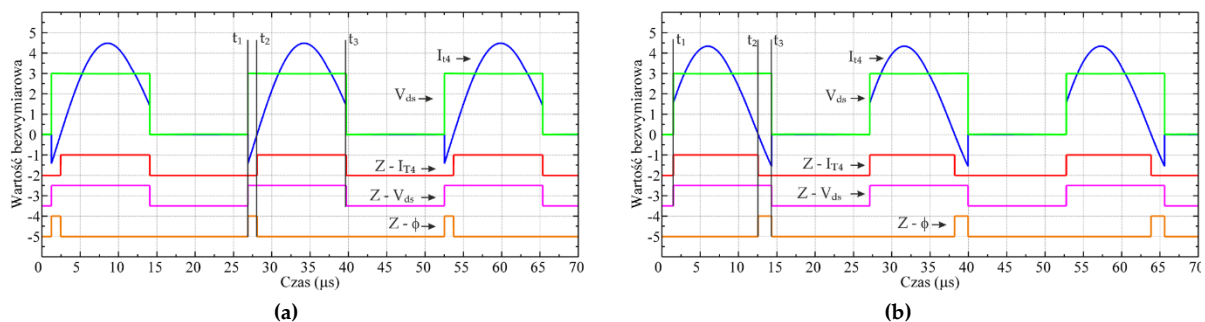
- K_p – wzmacnienie członu proporcjonalnego,
- T_i – stała czasowa członu całkującego,
- $E(t)$ – chwilowa wartość błędu.



Rys. 5.25 Struktura regulatora zastosowanego do stabilizacji częstotliwości rezonansowej

Zastosowany regulator jest dobrze znanym i szeroko stosowanym rozwiązaniem w układach automatycznego sterowania. Stosowany jest do automatyzacji różnych procesów np.: do stabilizacji temperatury. Implementacja regulatora wymaga doboru parametrów K_p i T_i , którego dokonano w sposób doświadczalny.

Do wyznaczenia wartości błędu konieczny jest pomiar napięcia V_{ds} (na tranzystorze T_2) i prądu dren źródła tranzystora T_4 , a następnie przetworzenie ich na odpowiadające im sygnały cyfrowe. Na wyznaczonych znacznikach napięcia i prądu wykonana jest operacja różnicy symetrycznej (operacja XOR), w wyniku której wyznaczono impuls odpowiadający przesunięciu fazowemu pomiędzy sygnałami wejściowymi. Czas trwania tego impulsu zależny jest od tego jak mocno przesunięte są względem siebie sygnały wejściowe. Kształty sygnałów oraz wyniki przeprowadzonych operacji zaprezentowano na rysunkach 5.26 (a) i (b).

Rys. 5.26 Sygnały analogowe oraz wygenerowane na ich podstawie cyfrowe znaczniki I_{T2} , V_{ds} oraz fazy ϕ

Widnieją na nich zmierzone sygnały prądu i napięcia oraz wygenerowane znaczniki. Kolor pomarańczowy przedstawiono znacznik fazy (oznaczony jako „Z – ϕ ”), który na rysunku 5.26 (a) umieszczono pomiędzy punktami $t_2 - t_3$, a na rysunku (b) pomiędzy $t_1 - t_2$. Przebiegi czasowe zarejestrowano dla dwóch częstotliwości rezonansowych, które spełniają nierówności:

- część (a) $f_r > f_i$,
- część (b) $f_r < f_i$.

W obu przypadkach umyślnie zarejestrowano stany pracy, w których czas trwania wygenerowanego impulsu jest podobny. Ukazano w ten sposób, że używając jedynie znacznika „Z – ϕ ” możliwe jest zdefiniowanie tylko bezwzględnej wartości fazy, co oznacza, że praca regulatora będzie prawidłowa tylko dla połowy zakresu, który odpowiada części (a). W związku z tym konieczne było dodanie informacji o znaku fazy. Wprowadzenie znaku pozwoliło na

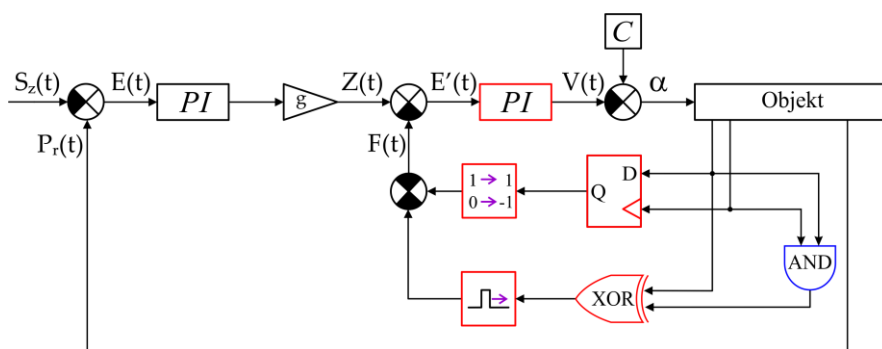
wykrycie stanu, w którym zbyt mocne oddziaływanie kompensatora powoduje zwiększenie f_r powyżej f_i , przypadek 5.26 (b). Do wyznaczenia znaku użyto sygnałów V_{ds} i I_{ds} , które doprowadzono do wejść przerzutnika typu D. W rezultacie tych operacji oba wyznaczone sygnały (wartość fazy ϕ oraz jej znak) są mnożone, a uzyskany iloczyn jest sygnałem sprzężenia zwrotnego. Różnica pomiędzy wartością zadaną a sygnałem wartości rzeczywistej jest nową wartością błędu $E(t)$.

Na rysunku 5.25 pomiędzy wyjściem regulatora PI a obiektem umiejscowiono dodatkowy krok, podczas którego zrealizowana jest operacja odejmowania. Blok C_2 reprezentuje wartość stałą równą połowie okresu częstotliwości przełączania kluczy tranzystorowych falownika. Różnica między nim a wartością na wyjściu regulatora PI jest poszukiwaną wartością kąta opóźnienia α . Wyznaczony kąt α przekazywany jest do peryferii sterujących (w przypadku konstrukcji sprzętowej), albo jest sygnałem sterowania kluczy tranzystorowych (w przypadku modelu symulacyjnego).

5.6. Stabilizacja mocy w odbiorniku

W wyniku analizy charakterystyk umieszczonych na rysunkach 5.20, 5.21 i 5.22 zauważono, iż praca z uruchomionym kompensatorem umożliwia dostarczenie większej ilości mocy niż w przypadku systemu bez kompensacji. W związku z tym postanowiono przeprowadzić analizę symulacyjną, której celem było ukazanie możliwości zastosowania dodatkowego obwodu, jako stabilizatora mocy wyjściowej.

Układ regulacji w modelu symulacyjnym rozbudowano do postaci kaskadowej, którą przedstawiono na rysunku 5.27. Utworzono dwie pętle, w skład każdej z nich wchodzi regulator PI . Wewnętrzny kontroluje przesunięcie fazowe pomiędzy prądem I_r i napięciem U_{AB} przekształtnika rezonansowego, natomiast zewnętrzny stabilizuje moc.



Rys. 5.27 Kaskadowy układ regulacji zaimplementowany w modelu symulacyjnym

Podobnie jak w przypadku regulatora kąta α nastawy regulatorów dobrano eksperymentalnie. Wartość błędu dla pierwszej pętli kaskady wyliczana jest w sposób opisany wzorem:

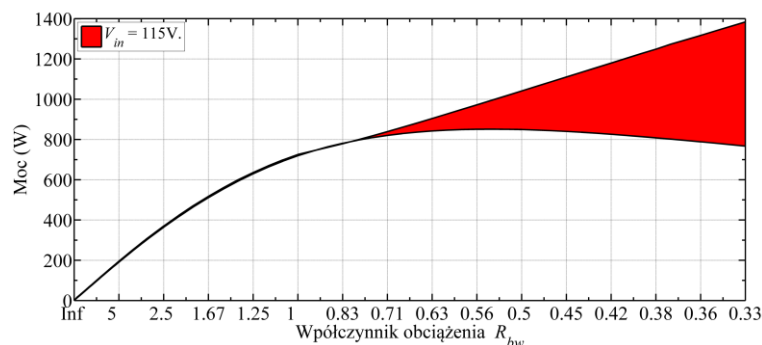
$$E(t) = P_r(t) - S_z(t) \quad (5.26)$$

gdzie:

$P_r(t)$ – aktualna wartość mocy

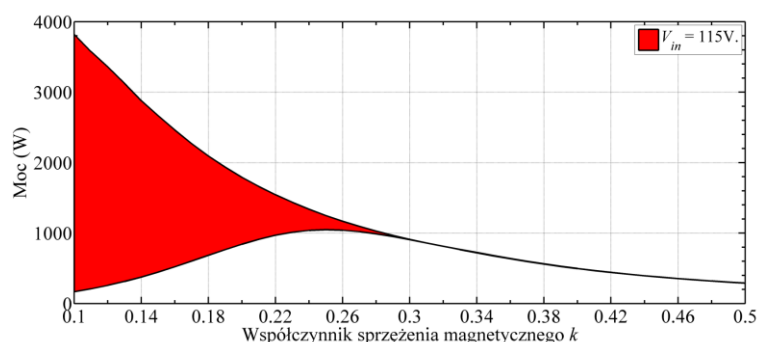
$S_z(t)$ – zadana wartość mocy

Odwrotny sposób liczenia błędu spowodowany jest działaniem pętli wewnętrznej. Największa moc może być przetransmitowana, gdy przesunięcie fazowe jest równe zero. W związku z tym im mniejsza wartość na wyjściu pierwszego regulatora tym większa jest żądana moc w obciążeniu. Pomędzy pętlami umieszczono wzmacnienie „ g'' ”, poprzez które wyjście pierwszego regulatora przeliczane było do wartości bezwymiarowej (0 – 1) akceptowanej na wejściu regulatora kąta.



Rys. 5.28 Zakres mocy, w którym możliwa jest stabilizacja mocy wyjściowej w funkcji R_{bw}

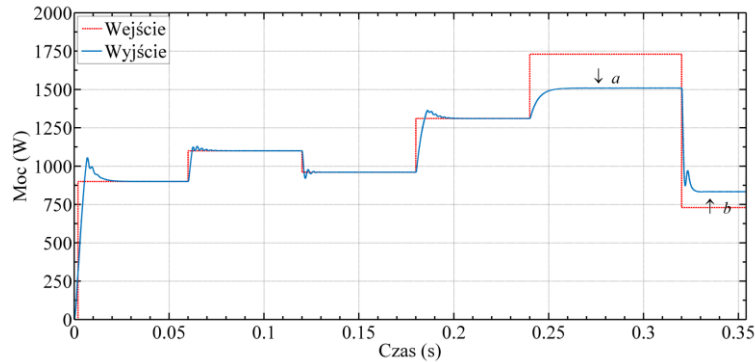
Z uzyskanych podczas symulacji danych stwierdzono, iż możliwa jest regulacja mocy w obszarach, oznaczonych kolorem czerwonym (rysunki 5.28 i 5.29). Wyznaczone są one pomiędzy krzywymi uzyskanymi dla pracy systemu z wyłączonym (dolna granica) oraz uruchomionym obwodem kompensacji (górną granicą). Należy zauważyć, że w przypadku, gdy moc zadana jest mniejsza od maksymalnej wartości, tranzystory mostka nie są przełączane w trybie ZCS. Jest to skutek sposobu regulacji, który odbywa się poprzez zmianę wartości przesunięcia fazowego pomiędzy I_r i U_{AB} .



Rys. 5.29 Zakres mocy, w którym możliwa jest stabilizacja mocy wyjściowej w funkcji k

Wyniki obrazujące działanie regulatora przedstawiono na rysunku 5.30. Symulacje przeprowadzono dla systemu zasilanego z napięcia DC 115V. Punkt pracy ustalono na $R_{bw} = 0,33$ i $k = 0,34$. Kolorem czerwonym przedstawiono wartość zadaną doprowadzoną na wejście układu regulacji $S(t)$, natomiast kolorem niebieskim przedstawiono odpowiedź systemu na wyznaczoną przez regulator wartość kąta α . W przedziale czasu pomiędzy 0 a 0,24 sekundy układ ustawia oraz nadąża za zadaną wartością mocy. W punkcie oznaczonym jako (a) poprzez sygnał $S(t)$ zadano większą moc niż wynika to z charakterystyki 5.28. Układ regulacji ustawił taką wartość kąta α , aby wartość przesunięcia fazowego równa była zero skutkuje to

przekazaniem maksymalnej ilości mocy do obciążenia, dla wybranego punktu pracy. Jednakże w tym przypadku moc przekazywana do obciążenia jest mniejsza niż zadana. W punkcie (b) żądano ustawienia wartości mocy poniżej minimalnej wartości, w rezultacie regulator ustawił maksymalną wartość α , kompensator został wyłączony. Moc w odbiorniku jest najniższa jednakże jej wartość jest większa od zadanej.



Rys. 5.30 Porównanie zadanej i przekazanej do obciążenia mocy

5.7. Podsumowanie

W powyższym rozdziale zaproponowano topologię układu umożliwiającego stabilizację punktu pracy przekształtnika zasilającego. Oznacza to, że z użyciem kompensatora możliwe jest wymuszenie takiego trybu pracy, w którym częstotliwość rezonansowa oraz częstotliwości pracy falownika zasilającego pozostaną na tym samym poziomie. W zaproponowanym rozwiązaniu możliwe jest stabilizowanie punktu pracy, gdy na skutek zmiany parametrów systemu spełniona będzie nierówność $f_r < f_f$. Wyprowadzanie systemu z nominalnego punktu pracy w kierunku niższych częstotliwości umożliwi uruchomienie dodatkowego obwodu kompensatora, przez co możliwe będzie przełączanie tranzystorów przekształtnika w trybie ZCS.

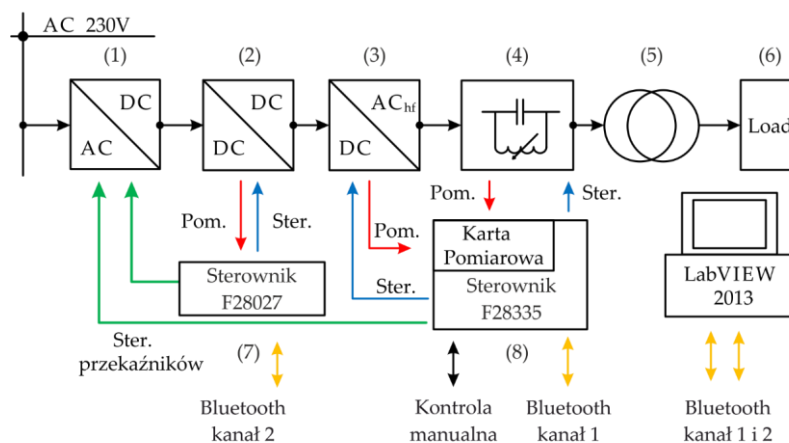
Podczas pracy układu z uruchomionym kompensatorem stwierdzono, że doprowadzenie do rezonansowego przełączania skutkować będzie wymuszeniem przekazu mocy o kilkukrotnie większej wartości niż w przypadku pracy w nominalnym punkcie. W przypadku, gdy konieczne jest zapewnienie przełączania miękkiego tranzystorów w szerokim zakresie zmian punktu pracy i dostarczenie nominalnej mocy konieczne było by zapewnienie dodatkowego przekształtnika regulującego moc wyjściową na przykład poprzez zmianę wartości napięcia zasilającego.

Stwierdzono również, że po modyfikacji algorytmu sterowania zaproponowany układ mógłby być zastosowany jako stabilizator mocy wyjściowej bez konieczności ingerencji w szynę napięcia DC. Skutkuje to jednak koniecznością pracy z twardym przełączaniem półprzewodników.

6. STANOWISKO LABORATORYJNE

| | |
|---|-----|
| 6.1. Sterownik systemu | 94 |
| 6.1.1. Przetworzenie sygnałów: V_r, I_r, V_{ds} | 94 |
| 6.2. Moduły mocy | 96 |
| 6.2.1. Moduł stopnia wejściowego | 96 |
| 6.2.2. Moduł przekształtnika rezonansowego | 99 |
| 6.2.3. Moduł kompensatora | 100 |
| 6.2.4. Transformator powietrzny oraz moduł obciążenia | 102 |
| 6.3. Aplikacja kontrolno-sterująca NI LabVIEW | 103 |
| 6.4. Podsumowanie | 104 |

Stanowisko laboratoryjne zostało zaprojektowane i wykonane w całości przez autora przedstawionej rozprawy. Prototyp składa się z ośmiu części, gdzie sześć z nich to moduły obwodu mocy, a dwa to moduły sterowania. Schemat blokowy wykonanego modelu laboratoryjnego wraz z zaznaczonymi połączeniami pomiędzy poszczególnymi modułami przedstawiono na rysunku 6.1. Stanowisko zbudowane jest z: prostownika sieciowego z funkcją łagodnego startu (1), przetwornicy DC/DC obniżającej napięcie (2), modułu przełączającego (3) w postaci pełnego mostka tranzystorowego. Następnym elementem jest obwód rezonansowy z dodatkowym modułem kompensatora (4). Transformator powietrzny i obciążenie to kolejno (5) i (6).

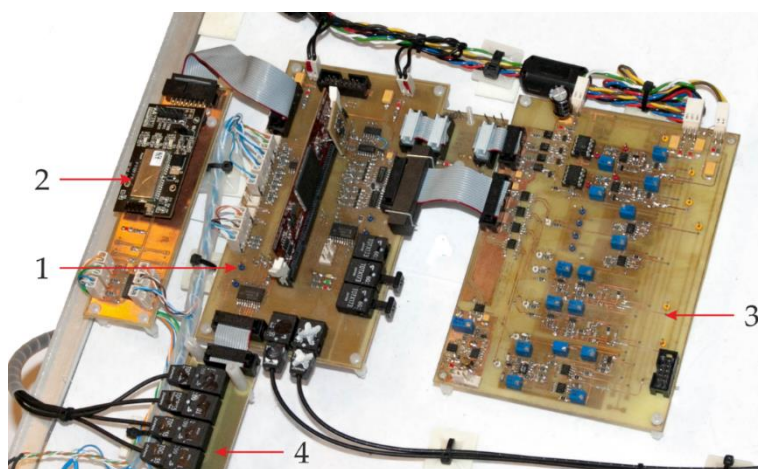


Rys. 6.1 Schemat blokowy modelu prototypowego

Do kontroli systemu zastosowano dwie karty sterowania, które wykonano w oparciu o procesory sygnałowe DSP (Texas Instruments): F28027 i F28335. Pierwszy mikrokontroler (7) kontroluje i steruje stopniem wejściowym systemu (2). Drugi (8) steruje modułem przełączającym przekształtnika rezonansowego (3) i kompensatorem (4). Do wymiany danych pomiędzy mikrokontrolerami a dedykowaną aplikacją w obu urządzeniach użyto szeregowego protokołu komunikacyjnego. Warstwa fizyczna tego protokołu wykorzystuje transmisję bezprzewodową. W dalszej części tego rozdziału omówiono poszczególne moduły wchodzące w skład stanowiska laboratoryjnego.

6.1. Sterownik systemu

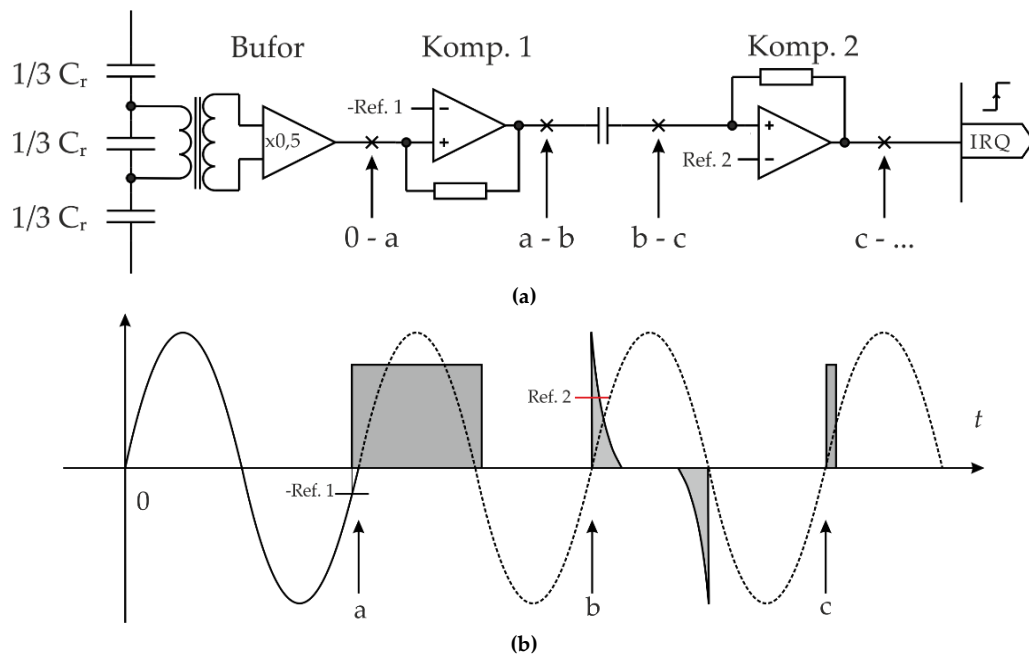
Na rysunku 6.2 przedstawiono wykonany moduł sterownika systemu CET. W nim wypracowywane są sygnały do sterowania tranzystorami falownika i kompensatora. Algorytmy sterowania zaimplementowano w jednostce obliczeniowej, którą jest 32 bitowy procesor sygnałowy F28335 (1) [174]. Przewidziano trzy tryby pracy kompensatora: manualną, zdalną oraz tryb pracy automatycznej. W trybie pracy manualnej użytkownik może ręcznie kontrolować kąt opóźnienia załączenia tranzystorów kompensatora poprzez wieloobrotowy impulsator i przyciski na panelu operatora. W trybie pracy zdalnej sterowanie systemem odbywa się poprzez dedykowaną aplikację, rozszerzającą funkcjonalność systemu. Z poziomu komputera możliwe jest monitorowanie i ustawianie częstotliwości pracy mostka tranzystorowego oraz kąta załączenia tranzystorów kompensatora. Wymiana danych oraz transmisja sygnałów sterujących pomiędzy komputerem a mikrokontrolerami odbywa się poprzez komunikację bezprzewodową, Bluetooth (2). Do realizacji tej funkcji wykorzystano układ scalony, BTM – 222 [175]. Pomiar wartości analogowych odczytanych z obwodu mocy wykonano poprzez kartę pomiarową (3). Wykonane obwody analogowe przetwarzają sygnały napięcia i prądu rezonansowego oraz napięcia V_{ds} tranzystora T_2 na sygnały cyfrowe. Sterowanie półprzewodnikowymi elementami mocy odbywa się poprzez sterowniki ACPL – W343 [176] z zachowaniem separacji galwanicznej, którą uzyskano poprzez zastosowanie nadajników i odbiorników światłowodowych (4) TORx – 173 [177] i TOTx – 173 [178].



Rys. 6.2 Moduł sterowania systemem ICET

6.1.1. Przetworzenie sygnałów: V_r , I_r , V_{ds}

Karta nr 3 modułu sterownika zaprojektowana i wykonana została do przetworzenia analogowych sygnałów z obwodu mocy na wymagane przez algorytm sterowania znaczniki w postaci cyfrowej. Najważniejszą funkcjonalnością realizowaną na tej karcie jest generacja impulsu służącego do synchronizacji tranzystorów mocy obwodu kompensatora z resztą systemu. Synchronizację zrealizowano poprzez tor analogowy, który przedstawiono na rysunku 6.3 (a), wynik operacji za każdym z elementów przedstawiono na rysunku 6.3 (b).



Rys. 6.3 Układ pomiarowy oraz sposób wyznaczenia impulsu synchronizacyjnego.

W przedstawionym rozwiązaniu napięcie V_r mierzone jest pośrednio z użyciem transformatora pomiarowego, a następnie dodatkowo sygnał wejściowy dzielony jest na pół (z użyciem wzmacniacza operacyjnego). Napięcie za buforem pomiarowym ma kształt jak pomiędzy znacznikami (0-a), (rysunek (b)). Następnie sygnał przetwarzany jest na postać cyfrową poprzez komparator AD790 oznaczony jako „Komp. 1” (akceptuje on bipolarne napięcie na wejściach). Mierzony sygnał doprowadzono na wejście nieodwracające komparatora, natomiast na wejście odwracające doprowadzono sygnał referencyjny o ujemnej wartości. W wyniku pracy komparatora na wyjściu wygenerowany zostanie sygnał wysoki dla wartości powyżej (-Ref. 1), który odpowiada dodatniej połowie sinusoidy. Takie rozwiązanie pozwoliło na ustawienie sygnału synchronizacyjnego dokładnie w punkcie wykrycia miejsca zerowego, gdyż wygenerowany sygnał jest dłuższy niż połowa okresu częstotliwości rezonansowej. Zaprezentowany sposób pomiaru napięcia umożliwił uwzględnienie wszystkich opóźnień wynikających z przetwarzania sygnału. Do wyjścia komparatora (Komp. 1) szeregowo dołączono kondensator, który usuwa z wygenerowanego sygnału składową stałą. Przetworzone napięcie doprowadzono na wejście nieodwracające drugiego komparatora, a na drugie (odwracające) sygnał odniesienia (Ref. 2). W zależności od poziomu sygnału Ref. 2, zmianie ulegała szerokość impulsu synchronizacyjnego. Oscylogram przedstawiający wygenerowany sygnał oraz jego pozycję względem V_r przedstawiono w dalszej części tego rozdziału. Wadą tego rozwiązania jest sposób ustawiania wartości napięcia odniesienia, którą zrealizowano poprzez zastosowanie potencjometrycznego dzielnika napięcia. Rozwiązanie to jest wrażliwe np.: na zmianę temperatury. Zdecydowano się jednak na zastosowanie tego układu ze względu na prototypowy charakter stanowiska, oraz ze względu na to, że umożliwiał on szybkie i dostatecznie precyzyjne korygowanie pozycji i czasu trwania impulsu synchronizacyjnego.

Dodatkowo na karcie pomiarowej umieszczono dwa obwody do pomiaru amplitudy prądu i napięcia w obwodzie rezonansowym. Do realizacji tych funkcji zastosowano układ detekcji obwiedni z użyciem wzmacniaczy operacyjnych. Zmierzony sygnał jest wzmacniany oraz fil-

trowany w torze pomiarowym. Wyznaczone sygnały konwertowano do postaci cyfrowej za pomocą 12 bitowych przetworników ADC (Analog to Digital Converter), MCP 3201. Transmisja zmierzonych wartości odbywa się poprzez protokół komunikacji szeregowej SPI, który zrealizowano z zachowaniem separacji galwanicznej. Pomiar tych wartości umożliwił monitorowanie w czasie rzeczywistym wartości amplitud I_r i V_r .

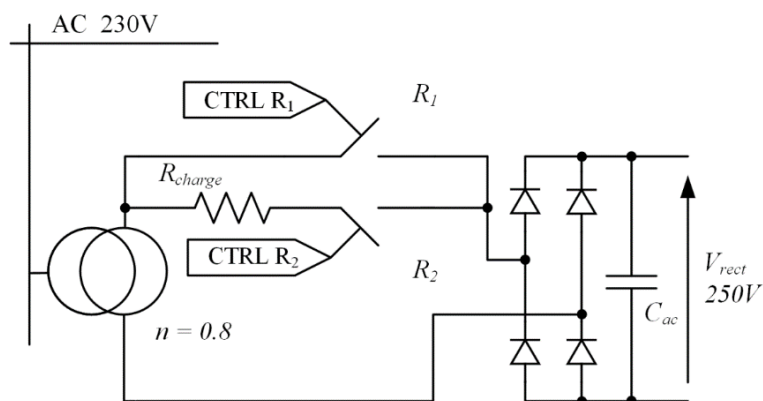
6.2. Moduły mocy

6.2.1. Moduł stopnia wejściowego

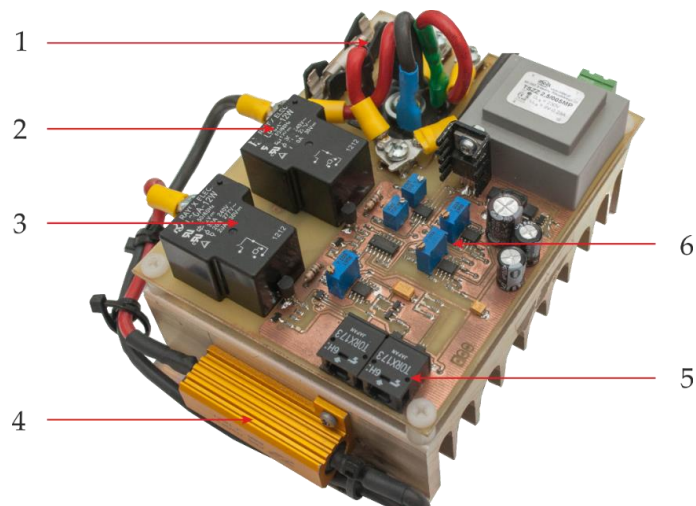
Aby umożliwić zmianę wartości napięcia zasilającego wykonano i zaprojektowano dedykowany, wejściowy stopień zasilający. Jest to niezbędna funkcjonalność, gdyż jak wynika z wykonanych symulacji podczas eksperymentów z użyciem prototypu konieczne będzie ograniczenie napięcia zasilającego. Do konstrukcji modułu wejściowego zastosowano przekształtnik DC/DC w oparciu o topologię jednotranzystorowej przetwornicy obniżającej napięcie, którą zasilano z sieci energetycznej poprzez jednofazowy dwupółkowy prostownik napięcia, którą zasilano z sieci energetycznej poprzez jednofazowy dwupółkowy prostownik napięcia. Wyprostowane napięcie V_{rect} ma wartość niższą od napięcia sieciowego gdyż pomiędzy elektroenergetyczną sieć zasilającą a system wstawiono transformator separacyjny o przekładni mniejszej od jedności.

a. Moduł prostownika

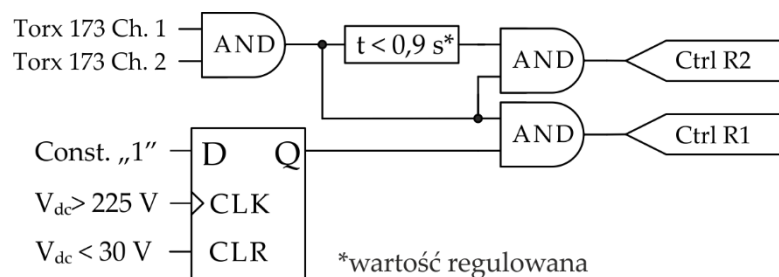
Na rysunku 6.4, przedstawiono schemat prostownika, który wraz z dodatkowymi przekaźnikami jest częścią modułu wejściowego. Kondensator filtrujący C_{ac} ładowany jest poprzez prostownik dwupółkowy (1) do napięcia 250 V (V_{rect}). Moduł prostownika sieciowego wyposażono w dodatkowe obwody, poprzez które zrealizowano funkcję łagodnego startu. Funkcja soft-startu zrealizowana jest poprzez do wstępne ładowanie kondensatora C_{ac} z użyciem dodatkowego rezystora R_{charge} (4). W tym celu przekaźnik R_2 (2) jest zwierany na około 0,9 s i po upływie tego czasu następuje jego automatyczne rozłączenie. Dalsze zasilanie systemu możliwe jest tylko wtedy, gdy napięcie na kondensatorze C_{ac} przekroczy wartość progową i nastąpi załączenie przekaźnika R_1 (3). Zaimplementowany układ logiczny przedstawiono na rysunku 6.6 (6) a wykonany prototyp na zdjęciu 6.5.



Rys. 6.4 Schemat ideowy mostka prostowniczego z dodatkowymi przekaźnikami



Rys. 6.5 Wykonany moduł mostka prostowniczego



Rys. 6.6 Schemat ideowy układu logicznego, poprzez który sterowano przekaźnikami R₁ i R₂

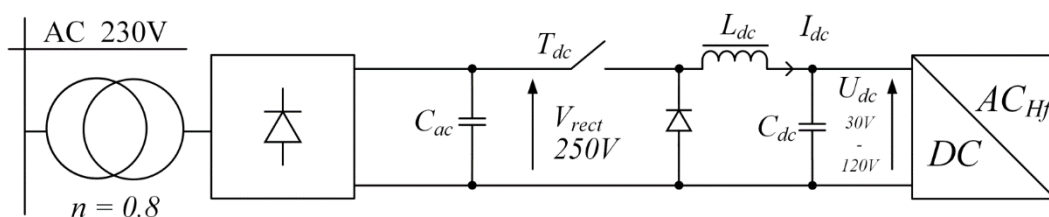
Start modułu realizowany jest zdalnie z aplikacji sterującej uruchomionej na komputerze. Załączenie przekaźnika R₂ możliwe jest tylko wtedy, gdy na wyjściu odbiorników światłowodowych (5), ustawiony zostanie stan wysoki. W ten sposób automatycznie zapewniono wyłączenie zasilania systemu w przypadku awarii jednego ze mikrokontrolerów lub zaniku sygnału sterującego.

b. Moduł przetwornicy obniżającej napięcie

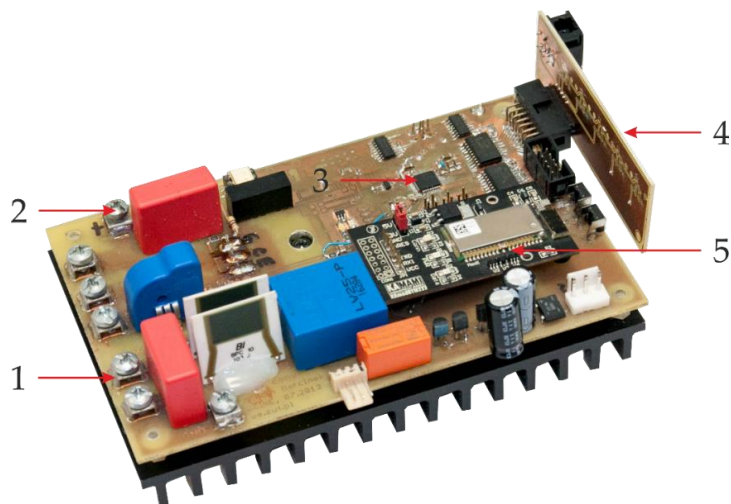
Drugim elementem stopnia wejściowego jest moduł przekształtnika DC/DC w konfiguracji obniżającej napięcie. Schemat ideowy zaprezentowano na rysunku 6.7, a wykonany moduł na zdjęciu 6.8. Opis zasady działania oraz przykładowe przebiegi tego typu przetwornic można znaleźć na przykład w [152]. Parametry wykonanego modułu są następujące:

- częstotliwość przełączeń klucza tranzystorowego – 100 kHz,
- maksymalny prąd wyjściowy 12 A,
- maksymalne napięcie wyjściowe 250 V.

Do konstrukcji przekształtnika użyto następujących elementów półprzewodnikowych: tranzystora mocy IRFP32N50K [179] i diody zwrotnej IDH10S120 [180]. Do poprawnego działania przetwornicy wymagane jest dołączenie indukcyjności L_{dc} , którą wykonano w postaci dwóch szeregowo połączonych dławików o indukcyjności 130 μ H każdy. Do ich budowy zastosowano rdzenie RTMSS - 47x23x18, natomiast uzwojenia nawinięto przewodem typu Lico, który wykonany jest z 120 miedzianych żył o przekroju 0,1 mm². Rezystancja przeliczona na kilometr równa jest 18,5 Ω .



Rys. 6.7 Schemat ideowy wejściowej przetwornicy zasilającej



Rys. 6.8 Wykonany moduł przetwornicy obniżającej napięcie zasilające

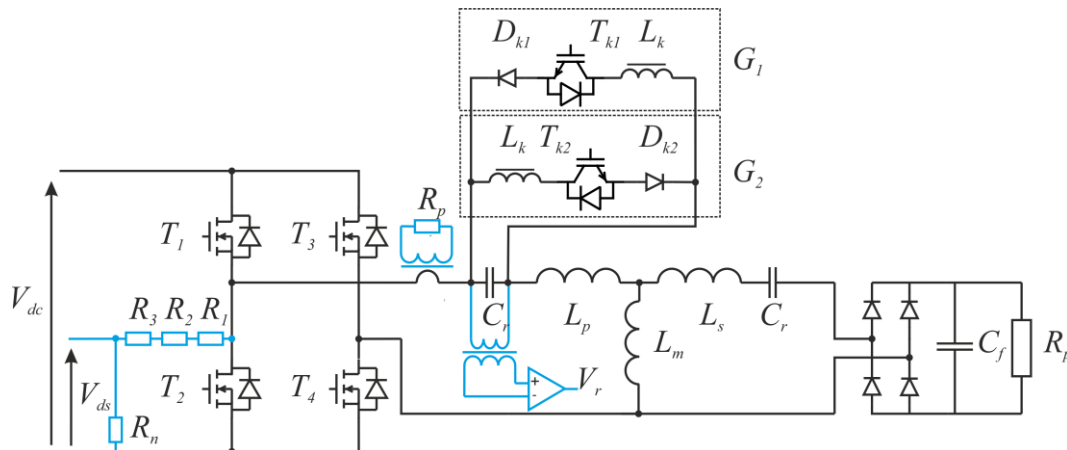
Wykonana przetwornica umożliwia obniżenie i stabilizację napięcia na wybranym przez użytkownika poziomie. Ustawienie poziomu napięcia możliwe jest to na dwa sposoby: poprzez przyciski będące elementem peryferii przekształtnika lub zdalnie poprzez aplikację uruchomioną na komputerze. Oprócz sterowania poziomem napięcia w aplikacji zaimplementowano następujące funkcje:

- podgląd w czasie rzeczywistym parametrów szyny DC,
- zmianę wartości poziomów zabezpieczeń (nadprądowego i nadnapięciowego),
- odczytu rejestrów informujących o wykrytych błędach,
- wybór trybu pracy: ze stabilizacją napięcia lub ze stałą wartością wypełnienia.

Do zapewnienia powyższych funkcji konieczne było zaprojektowanie torów analogowych, poprzez które monitorowano napięcie i prąd wyjściowy przetwornicy. Pomiar mierzonych wartości wykonano z zapewnieniem separacji galwanicznej, używając przetworników LEM: LST – 15P (do pomiaru prądu) i LV – 25P (do pomiaru napięcia). Zmierzoną wartość napięcia zastosowano jako wartość rzeczywistą w sprzężeniu zwrotnym regulatora PI. Ponadto w układzie sterowania przetwornicy zaimplementowano funkcję zabezpieczenia nadprądowego, która została zrealizowana przez sprzętowy komparator będący jednym z peryferii mikrokontrolera. W przypadku przekroczenia progowej wartości prądu komparator blokuje sygnał sterowania tranzystora. Zadziałanie komparatora jest całkowicie niezależne od warstwy programowej.

6.2.2. Moduł przekształtnika rezonansowego

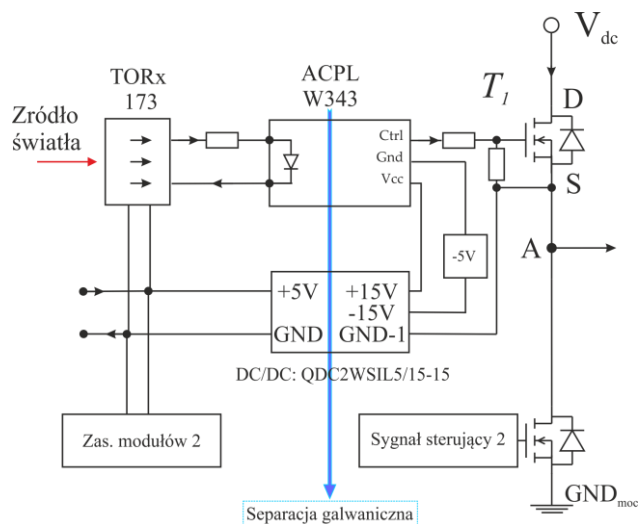
Obciążeniem wejściowego modułu zasilającego (przetwornicy DC/DC) jest właściwa część systemu bezstykowego przekazywania energii. Topologię, na podstawie, której wykonano model laboratoryjny przedstawiono na schemacie ideowym, rysunek 6.9. Jest to układ, który analizowano podczas badań symulacyjnych przedstawionych w rozdziałach 4. Zaprezentowany system składa się z przekształtnika rezonansowego, transformatora, obciążenia i kompensatora. Przekształtnik rezonansowy utworzony jest z mostka tranzystorowego i szeregowego obwodu rezonansowego.



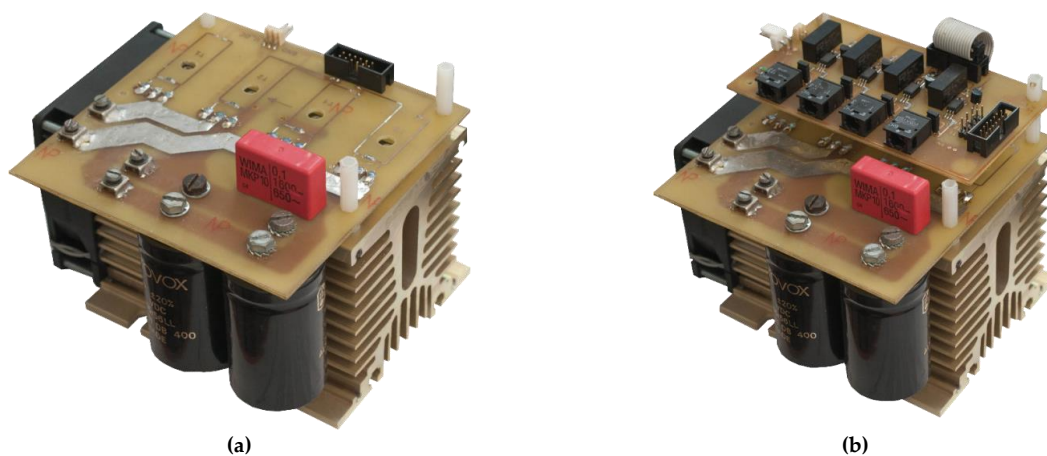
Rys. 6.9 Schemat ideowy obwodu mocy przekształtnika rezonansowego, kompensatora oraz układu obciążenia z zaznaczonymi punktami pomiarowymi

a. Mostek tranzystorowy

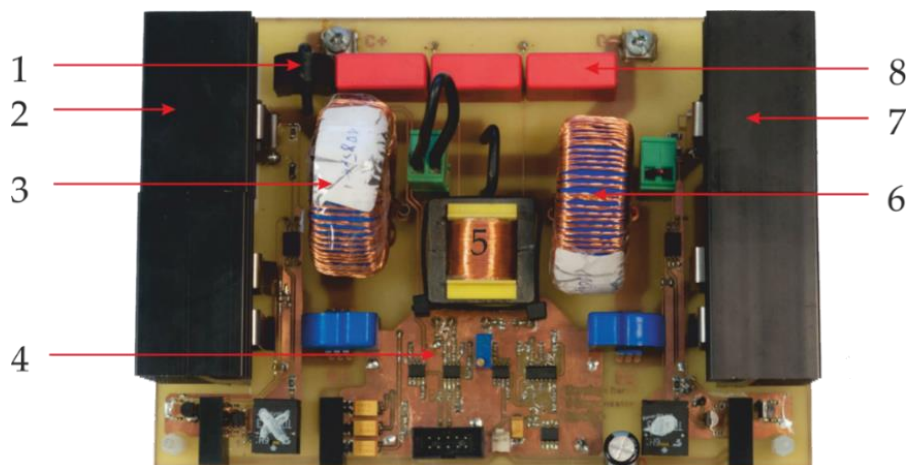
Do budowy modułu przełączającego (falownika) zastosowano tranzystory typu MOSFET IRFP4242PBF [181]. Z karty katalogowej podanej przez producenta elementu półprzewodnikowego wynika, że maksymalne napięcie blokowania tranzystorów wynosi 300 V, a maksymalny ciągły prąd wynosi 46 A. Podane dane odnoszą się do temperatury 25° C. Dopuszczalna wartość ciągłego prądu tranzystora jest większa o około 25% od maksymalnej spodziewanej wartości, dla której wykonywano obliczenia symulacyjne. Bezpośrednio w obwodzie falownika umiejscowiony jest rezystorowy dzielnik napięcia, poprzez który mierzone jest napięcie V_{ds} na tranzystorze T_2 . Wykonany moduł mostka przełączającego zaprezentowano na zdjęciu 6.11 (a), a na 6.11 (b) zaprezentowano mostek tranzystorowy wraz z dodatkowymi obwodami sterowników ACPL – W343. Sygnały sterujące doprowadzono do wejść sterowników poprzez odbiornik światłowodowy TORx173. Sterowniki oraz odbiorniki światłowodowe zasilane są przez 2 W scalone przetwornice QDC2WSIL5/15 – 15, również z zachowaniem separacji galwanicznej (do 1 kV). Schemat ideowy dla jednego sterownika zaprezentowano na rysunku 6.10.



Rys. 6.10 Schemat układu sterowania tranzystorów mocy jednej gałęzi, w mostku 4T



Rys. 6.11 Moduł inwertera zasilającego system ICET (a) oraz moduł inwertera z dołączonym obwodem sterowników (b)

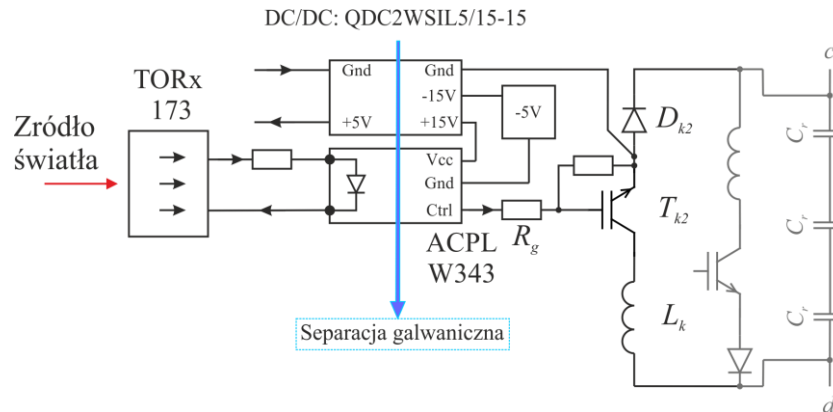


Rys. 6.12 Moduł kompensatora obwodu rezonansowego

6.2.3. Moduł kompensatora

Obwód kompensatora wykonano i dołączono do głównego obwodu mocy zgodnie ze schematem 6.13. Jego fizyczną realizację przedstawiono na zdjęciu 6.12. Jest on zbudowany z dwóch równolegle połączonych gałęzi, każda utworzona jest poprzez szeregowe połączenie tranzystora mocy IGBT IRG4PF50W i diody SiC C4D05120 oraz dławika L_k , np. (2) i (3).

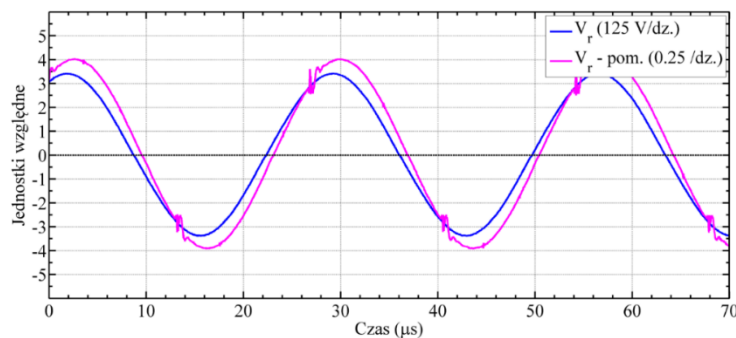
Moduł kompensatora został zaprojektowany w taki sposób, aby możliwa była łatwa wymiana elementów pasywnych (dławików), co umożliwiło przeprowadzenie badań dla różnych wartości indukcyjności kompensatora. Zastosowano dwie wartości: 480 i 1080 μH . Dodatkowy obwód dołączono równolegle do kondensatora rezonansowego C_r (8), który wykonany został z trzech szeregowo połączonych polipropylenowych kondensatorów WIMA MKP 10.



Rys. 6.13 Schemat ideowy kompensatora wraz z układem drivera tranzystora IGBT dołączonego do jednej gałęzi kompensatora

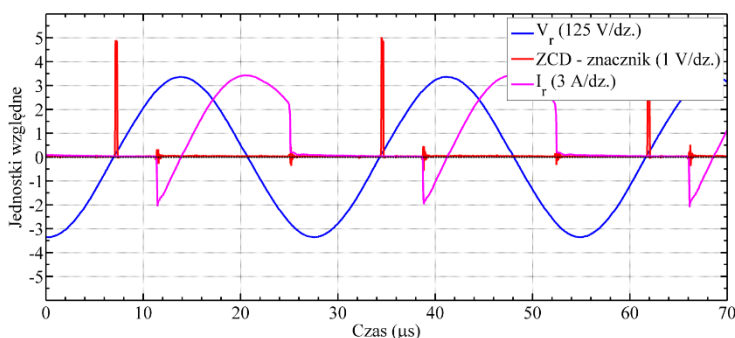
Sygnal sterowania doprowadzono na wejście sterownika - podobnie jak w przypadku mostka tranzystorowego poprzez nadajniki i odbiorniki światłowodowe. Doysterowania bramki użyto sterownika ACPL W343, który zasilono ze scalonej przetwornicy 5 V/ ± 15 V. Schemat ideowy jednego obwodu sterownika przedstawiono na rysunku 6.13.

W module kompensatora umieszczono dwa czujniki pomiarowe (1) i (5) (rysunek 6.12) znajdujące się w obwodzie mocy wraz z pomocniczymi obwodami analogowymi (4). W głównym torze prądowym umieszczony został przekładnik prądowy (1) Talema AS - 105, poprzez który mierzony jest prąd główny I_r przepływający po stronie pierwotnej systemu. Na podstawie tego sygnału wyznaczany jest znacznik prądu, użyty do detekcji przesunięcia fazowego pomiędzy prądem I_r i napięciem wyjściowym U_{AB} . Napięcie obwodu rezonansowego mierzone jest poprzez transformator pomiarowy (5), który dołączono do środkowego kondensatora, C_r . Na podstawie zmierzonego napięcia generowano impulsy synchronizujące obwód kompensatora z obwodem rezonansowym. Z uwagi na to, że pomiar wykonywany jest przez element o charakterze indukcyjnym, oraz dodatkowe opóźnienia wynikające z toru analogowego, sygnał wyjściowy jest opóźniony względem mierzonego napięcia (rysunek 6.14) o około 1 μs .

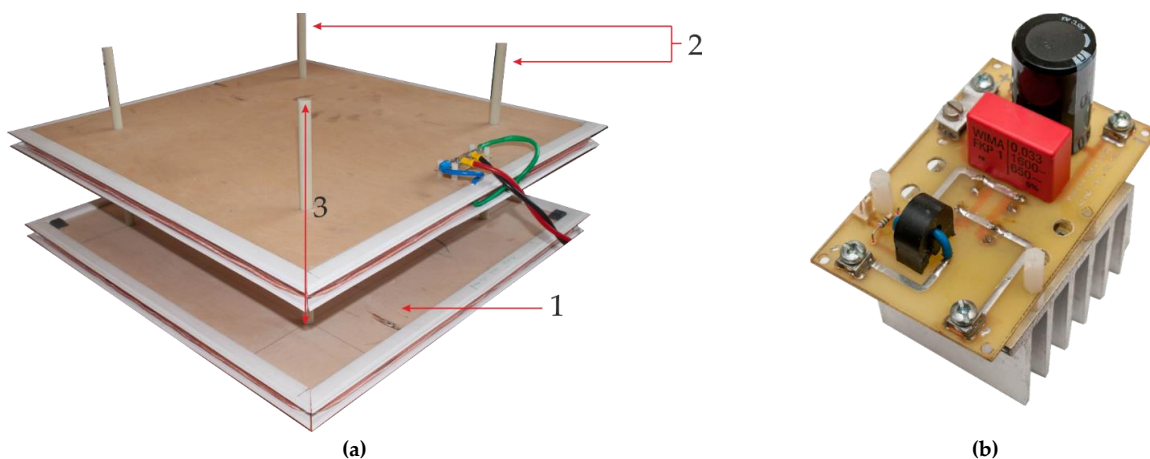


Rys. 6.14 Zarejestrowane napięcie na kondensatorze rezonansowym C_r (kolor niebieski) oraz na wejściu bufora wejściowego (kolor różowy)

Fakt ten uwzględniono podczas projektowania toru pomiarowego. W rezultacie wykonano tor analogowy, poprzez który generowano impulsy synchronizacyjne dokładnie w punkcie zerowym, pomimo opóźnień wprowadzonych przez transformator jak i tor pomiarowy. Rezultat zamieszczono na rysunku (rysunek 6.15) kolorem czerwonym przedstawiono wygenerowany impuls, kolorem niebieskim napięcie V_r a kolorem różowym prąd jednej pary tranzystorów.



Rys. 6.15 Impuls synchronizacyjny (ZCD – znacznik) wygenerowany w miejscu przejścia napięcia V_r przez wartość zero.



Rys. 6.16 Zdjęcia: wykonanego transformatora powietrznego (a); moduł wysoko częstotliwościowego prostownika napięcia z dołączonym kondensatorem filtrującym (b)

6.2.4. Transformator powietrzny oraz moduł obciążenia

Do transmisji energii pomiędzy nadajnikiem i odbiornikiem wykonano transformator powietrzny. Utworzono go z dwóch cewek, które zbudowano w oparciu o dane uzyskane podczas symulacji polowych. Do wykonania uzwojeń transformatora użyto przewodu typu lico. Zastosowany przewód składa się z 630 drutów o średnicy 0,1 mm. Z danych katalogowych wynika, że rezystancja użytego przewodu równa jest $3,5 \Omega / \text{km}$. Sztywność uzwojeń uzyskano poprzez nasączenie zewnętrznej jedwabnej izolacji lakierem – Plastic 70. Uzwojenia nawinięte zostały na karkasie wykonanym z użyciem drewnianego elementu konstrukcyjnego (1), w którym zamontowano cztery przewodnice (2). Ich zastosowanie umożliwiała zmianę sprzężenia magnetycznego k tylko poprzez zmianę odległości h w osi Z (3). Wyeliminowano w ten sposób możliwość przypadkowego przesunięcia cewki odbiorczej względem osi X lub Y. Dystans pomiędzy uzwojeniami zmieniano w zakresie od 60 do 120 mm z krokiem 6 mm, powta-

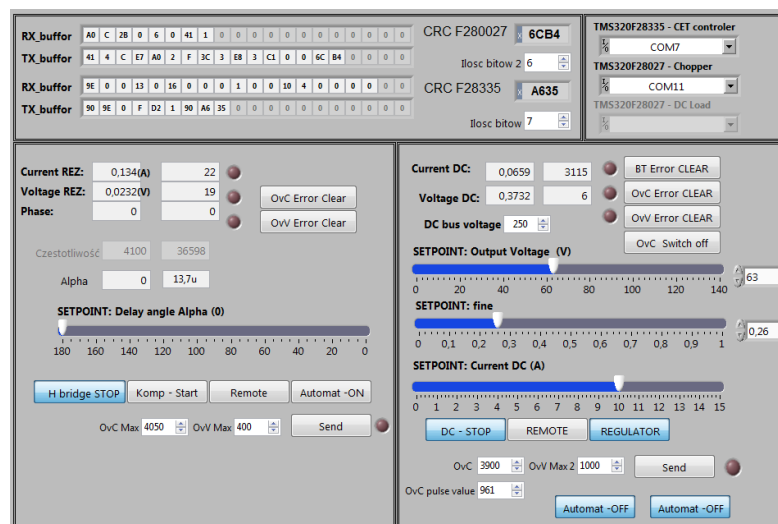
rzalność ustawień odległości pomiędzy cewkami uzyskano dzięki zastosowaniu drewnianych bloków dystansowych. Konstrukcję transformatora przedstawiono na zdjęciu 6.9 (a).

Na rysunku 6.9 (b) zamieszczono moduł obciążenia, do jego konstrukcji użyto wysokoczęstotliwościowych diod półprzewodnikowych DSEP12 – 12A o maksymalnym prądzie przewodzenia I_f równym 12 A i napięciu blokowania V_{RRM} równym 1200 V. Do wyjścia prostownika dołączono kondensator filtrujący C_f , który utworzono z równoległego połączenia kondensatorów elektrolitycznego i foliowego. Jako obciążenie systemu zastosowano rezystor suwakowy o rezystancji 60Ω i ciągłym prądzie przewodzenia 5,7 A.

6.3. Aplikacja kontrolno-sterująca NI LabVIEW

Na wstępie tego rozdziału zaznaczono, że interakcja pomiędzy użytkownikiem a stanowiskiem możliwa jest na dwa sposoby. W przypadku pracy bez podłączonego komputera PC, użytkownik informowany jest o aktualnym stanie pracy systemu przy pomocy trzech diod sygnalizacyjnych: niebieskiej, czerwonej i zielonej. Modyfikacja zmiennych systemowych dokonywana jest poprzez użycie trzech przycisków i jednego impulsatora wielobrotowego.

Przedstawiony sposób interakcji był niewystarczający, w związku z tym postanowiono napisać aplikację komputerową umożliwiającą rozszerzenie obsługi systemu od strony użytkownika. Stworzone narzędzie zaimplementowano w środowisku developerskim LabView (National Instruments). Do napisania aplikacji użyto graficznego języka G, w którym implementacja funkcji programu oraz obsługa wirtualnego panelu sterowania przedstawiona jest w postaci diagramu.



Rys. 6.17 Okno aplikacji kontrolno sterującej

Z poziomu aplikacji, użytkownik może odczytywać wartość aktualnie ustawionej częstotliwości pracy falownika f_f , wartości prądów i napięć w obwodzie rezonansowym jak i szynie DC. Ponadto przewidziano możliwość dostosowywania między innymi: czasu opóźnienia załączenia kompensatora, wartości poziomów ograniczeń czy ustawienie wartości zadanej w regulatorze napięcia szyny DC. Graficzny interfejs użytkownika wykonanej aplikacji kontrolno-sterującej przedstawiono na rysunku 6.17 (b).

Komunikacja pomiędzy kartą sterownika a wirtualnym panelem operatora odbywa się poprzez magistralę szeregową RS – 232. Ze względu na bezpieczeństwo użytkownika oraz użytego komputera zastosowano komunikację bezprzewodową Bluetooth.

6.4. Podsumowanie

Powyższy rozdział rozpoczęto od przedstawienia struktury wykonanego prototypu. Na rysunku 6.1 zaprezentowano elektryczne połączenia pomiędzy modułami oraz przepływ sygnałów pomiarowych i sterowania.

Do wykonania warstwy sprzętowej, energoelektronicznych modułów mocy jak i elektronicznych układów sterowania, zastosowano narzędzie wspierające projektowanie obwodów drukowanych Eagle 5.11. Model laboratoryjny został wykonany przez autora, począwszy od przygotowania i wykonania laminatu z naniesionymi obwodami drukowanymi do finalnego montażu wszystkich elementów na płytkach PCB.

W rozdziale przedstawiono opis podstawowych funkcjonalności każdego z modułów oraz ich ogólne schematy ideowe. Zamieszczono również informacje na temat sposobu pomiaru wybranych parametrów elektrycznych systemu oraz przedstawiono miejsca, w których umieszczono czujniki pomiarowe.

Sterowanie systemem rozdzielono pomiędzy dwa procesory DSP. Pierwszy z nich zastosowano do kontroli pracy modułu mostka zasilającego oraz obwodu kompensatora. Za pośrednictwem niego wykonywana jest również interakcja z użytkownikiem. Drugi procesor użyto do konstrukcji obwodu sterowania przetwornicy obniżającej napięcie (DC/DC). W obu układach zaimplementowano obsługę komunikacji szeregową RS – 232. Za pomocą tego protokołu zrealizowano dwa dwukierunkowe kanały komunikacyjne, poprzez które wymieniane były dane z aplikacją uruchomioną na komputerze PC. W aplikacji komputerowej zrealizowano wizualizację mierzonych wartości oraz możliwość interakcji z systemem np.: zmianę wartości napięcia szyny DC, włączanie lub wyłączenie modułów.

7. BADANIA EKSPERYMENTALNE

| | |
|---|-----|
| 7.1. Stanowisko Pomiarowe | 106 |
| 7.2. Podstawowe stany pracy systemu | 107 |
| 7.3. Uruchomienie systemu | 109 |
| 7.4. Weryfikacja wyników symulacyjnych i eksperymentalnych | 110 |
| 7.4.1. Zmiana współczynnika sprzężenia magnetycznego k | 110 |
| 7.4.2. Zmiana wartości obciążenia R_{bw} | 112 |
| 7.5. Transmisja mocy w systemie ICET | 113 |
| 7.5.1. Przepływ mocy | 115 |
| 7.6. Sprawność systemu ICET | 117 |
| 7.6.1. Sprawność systemu w funkcji punktu pracy | 117 |
| 7.6.2. Sprawność systemu w funkcji mocy wyjściowej i współczynnika sprzężenia k | 117 |

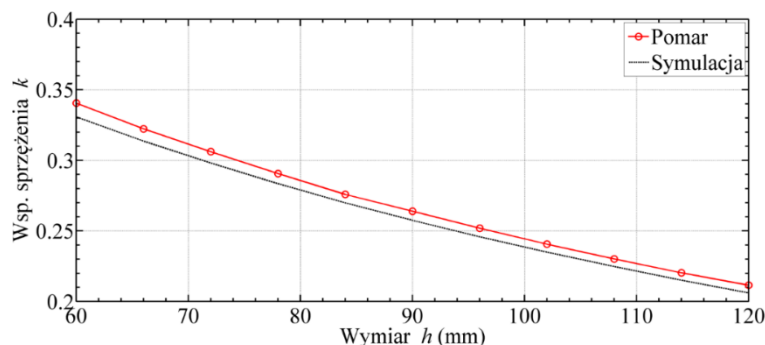
Jednym z parametrów, od których zależy stan pracy systemu jest współczynnik sprzężenia magnetycznego k . W rozdziale trzecim po wykonaniu symulacji komputerowych, wyznaczano wartość tego współczynnika dla wybranych pozycji pomiędzy cewkami. Wykonany model symulacyjny poddano weryfikacji na drodze eksperymentu. Wyliczono jedenaście wartości współczynnika k dla różnych dystansów pomiędzy cewkami – W . Do przeprowadzenia obliczeń wymagane było wykonanie pomiarów indukcyjności dla dwóch konfiguracji uzwojeń, które oznaczono jako L_{sc} oraz L_{oc} . L_{sc} pomierzono po wcześniejszym zwarcu wyprowadzeń strony wtórnej transformatora, natomiast L_{oc} dla rozwartej strony wtórnej. Pomiary wykonano od strony pierwotnej transformatora mostkiem pomiarowym RLC Fluke PM6304. Obliczenia przeprowadzono posługując się wzorem:

$$k = \sqrt{\frac{L_{oc} - L_{sc}}{L_{oc}}} \quad (7.1)$$

Tabela 7.1 Dystans „h” oraz wyznaczony współczynnik „k”

| Lp. | Odległość W (mm) | Współczynnik k |
|-----|--------------------|------------------|
| 1. | 60 | 0,338 |
| 2. | 66 | 0,321 |
| 3. | 72 | 0,305 |
| 4. | 78 | 0,290 |
| 5. | 84 | 0,276 |
| 6. | 90 | 0,264 |
| 7. | 96 | 0,252 |
| 8. | 102 | 0,240 |
| 9. | 108 | 0,230 |
| 10. | 114 | 0,220 |
| 11. | 120 | 0,211 |

Uzyskane wyniki w porównaniu z wynikami symulacji różnią się o około 1%, lecz kształt oraz trend zmian jest identyczny.

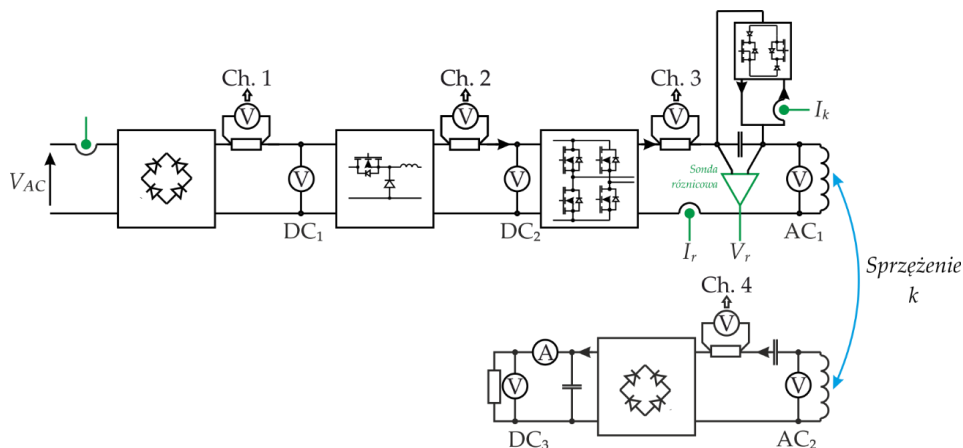


Rys. 7.1 Porównanie wyników uzyskanych na drodze symulacji i pomiarów laboratoryjnych. Wyznaczenie wartości sprzężenia magnetycznego k

7.1. Stanowisko Pomiarowe

Weryfikację poprawności działania stanowiska laboratoryjnego przeprowadzono z użyciem następującej aparatury pomiarowej:

- multimetrów cyfrowych Fluke 289 i Fluke 87,
- oscyloskopu cyfrowego Tektronix DPO4054 wraz z sondami pomiarowymi P5205 i TP0030,
- analizatora mocy Norma 5000.



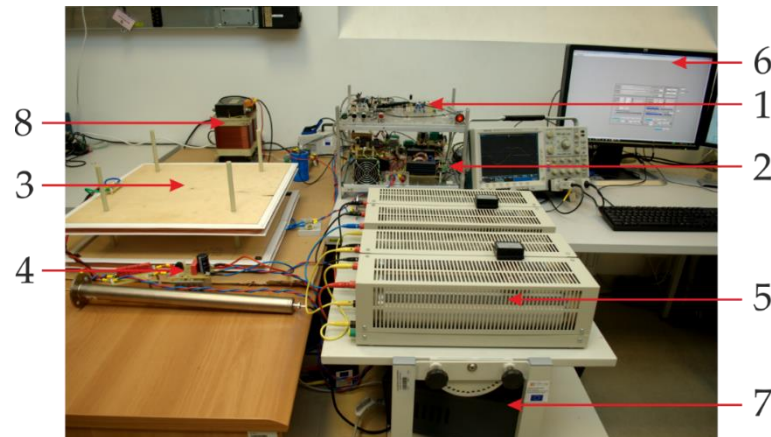
Rys. 7.2 Stanowisko pomiarowe, na którym wykonano badania eksperymentalne

Na stanowisku pomiarowym z użyciem oscyloskopu zarejestrowano: kształt przewodzonych prądów i napięć w poszczególnych częściach systemu, rozruch systemu, prąd przewodzony przez gałęzie kompensatora jak również kąty opóźnienia załączenia α . Sprawność całego systemu i poszczególnych modułów, wyznaczono z użyciem analizatora mocy Norma 5000. Analizator umożliwia pomiar napięcia do 1000 V i prądu do 10 A. Dlatego niezbędne było zastosowanie do pomiaru prądów I_1 oraz I_2 niskoimpedancyjnych rezystorów pomiarowych LEM o wartości rezystancji $0,1 \Omega$ oraz przekładników prądowych umożliwiających pomiar do 30 A w punktach DC_1 i DC_2 .

Na zdjęciu 7.3 przedstawiono zestawione stanowisko laboratoryjne oraz oznaczono następujące elementy prototypu:

1. układ sterowania i kartę pomiarową,
2. przekształtnik rezonansowy wraz z układem kompensacyjnym,

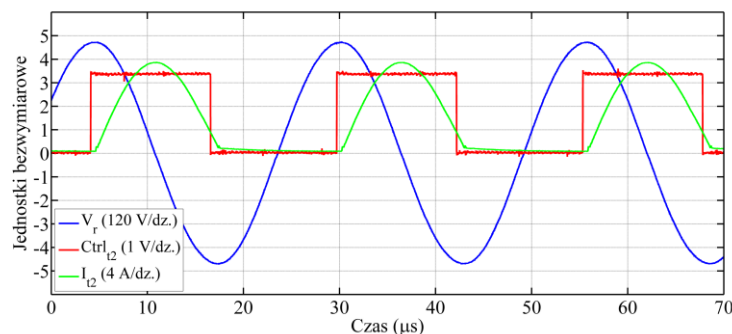
3. układ cewek do nadawania i odbierania energii,
4. układ obciążenia,
5. rezystory obciążające,
6. komputer PC z uruchomioną aplikacją kontrolno-pomiarową,
7. analizator mocy,
8. transformator separacyjny z układem prostownika zasilającego.



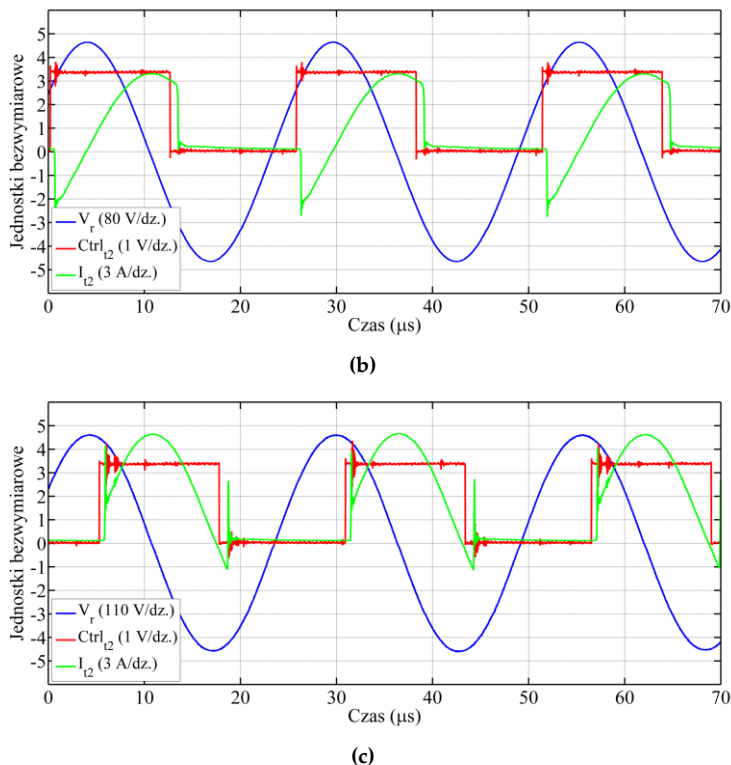
Rys. 7.3 Zestawione stanowisko pomiarowe.

7.2. Podstawowe stany pracy systemu

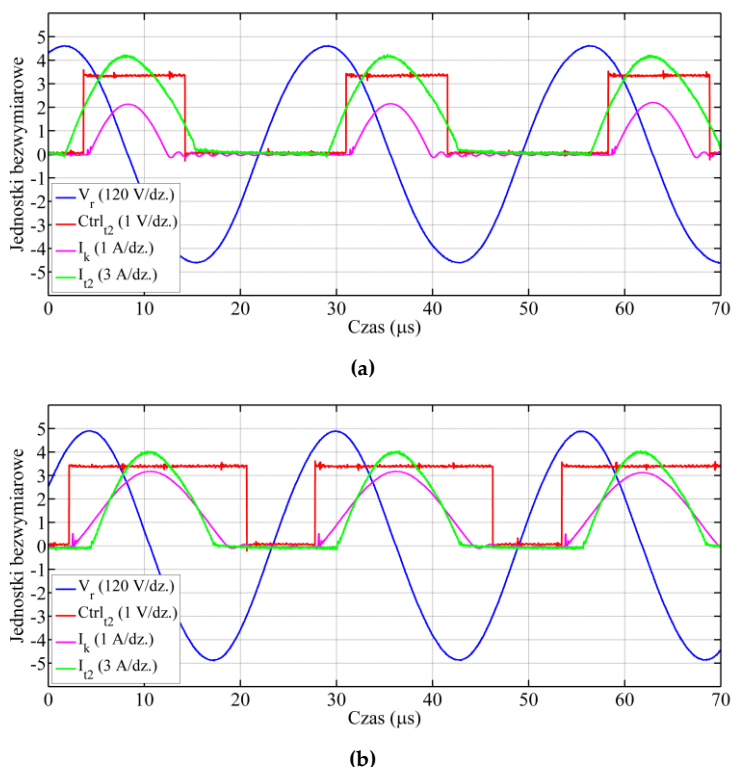
Na stanowisku testowym zweryfikowano możliwość wprowadzenia przekształtnika rezonansowego w jeden z trzech stanów. Na rysunku 7.4 przedstawiono przebiegi prądu I_r w jednej gałęzi przekształtnika zasilającego, sygnał sterowania oraz napięcie w obwodzie rezonansowym V_r . System pracujący w nominalnym punkcie pracy przedstawiono na rysunku 7.4 (a), kształt przewodzonego prądu odpowiada dodatniej połówce sinusoidy. Na rysunku 7.4 (b) przedstawiono oscylogramy, które zarejestrowano po wyprowadzaniu systemu z NPP na skutek zmiany współczynnika obciążenia (wartość poniżej 1). W przypadku rysunku 7.4 (c) współczynnik R_{bw} zwiększono powyżej jedności. Oscylogramy potwierdzają poprawność przeprowadzonych w rozdziale czwartym badań symulacyjnych, które umożliwiły określenie, jaki będzie skutek w systemie po zmianie punktu pracy. W przypadku rysunku 7.4 (c) podczas każdego załączenia tranzystorów zaobserwować można dodatkowe impulsowe przewodzenie prądu. Jest to skutek wprowadzenia w przewodzenie tranzystorów, podczas gdy diody w przeciwległej przewodzą prąd. W trakcie przeprowadzonych symulacji nie zaobserwowano tego zjawiska, gdyż zastosowano uproszczone modele tranzystorów mocy i diod.



(a)



Rys. 7.4 Stany pracy przekształtnika rezonansowego: (a) nominalny; (b) poniżej; (c) powyżej częstotliwości f_r



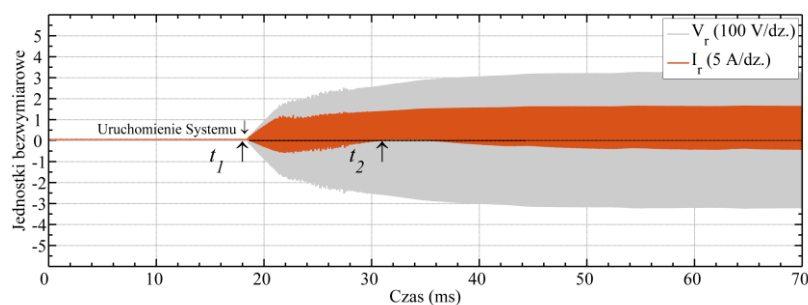
Rys. 7.5 Oscylogramy przedstawiające pracę stanowiska laboratoryjnego z użyciem kompensatora w trybach: DCM $L_k = 480 \mu\text{H}$ (a) CCM $L_k = 1.08 \text{ mH}$ (b)

W trakcie badań zarejestrowano oscylogramy przedstawiające kształt i amplitudę prądu w obwodzie kompensatora. Na rysunku 7.5 przedstawiono prąd jednej z gałęzi i sygnał sterujący kompensatorem. Część (a) to tryb DCM, a część (b) przedstawiono pracę w zakresie

przewodzenia ciągłego CCM. Należy zauważyć, że czas trwania sygnału sterowania jest dłuższy niż wynika to z przewodzenia prądu przez pojedynczą gałąź kompensatora. Przyjęto takie rozwiązanie, aby zapewnić wyłączenie tranzystorów T_{k1} lub T_{k2} w stanie bezprądowym. Chcąc wykazać, że kompensator przeszedł z trybu DCM do CCM na oscylogramach zamieszczono sygnał referencyjny, napięcie V_r (niebieska linia). Na podstawie tych oscylogramów stwierdzono, że model symulacyjny wykonano poprawnie oraz że opracowany algorytm sterowania umożliwia poprawne sterowanie obwodem kompensatora. Potwierdzono również możliwość pracy kompensatora w dwóch trybach, gdy prąd w kompensatorze jest ciągły CCM oraz gdy prąd w kompensatorze jest przerywany DCM.

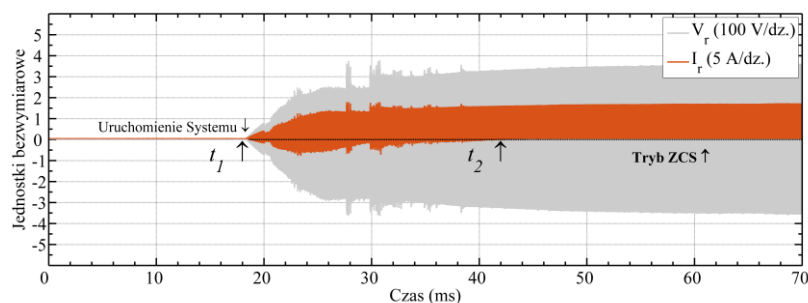
7.3. Uruchomienie systemu

Start systemu wykonywano z zachowaniem ustalonej sekwencji uruchomienia poszczególnych modułów. W pierwszej kolejności wstępnie ładowano kondensator wejściowy C_{ac} , z użyciem funkcji miękkiego startu. Po zakończeniu ładowania, uruchamiany był moduł przełączający DC/AC_1 . Na rysunkach 7.6 i 7.7 przedstawiono obwiednie prądu tranzystora T_2 oraz napięcie na kondensatorze rezonansowym V_r , które zostały zarejestrowane po uruchomieniu falownika.



Rys. 7.6 Zarejestrowany rozruch systemu ICET bez układu kompensacji

Pomiędzy znacznikami t_1 i t_2 zaznaczono stan nieustalony, w którym częstotliwość obwodu rezonansowego f_r zmienia swoją wartość. Spowodowane jest to wstępnym ładowaniem kondensatora wyjściowego C_{rect} . W tym przypadku obciążenie może być traktowane jako zwarcie. Od chwili t_2 system pracuje w stanie ustalonym.



Rys. 7.7 Zarejestrowany rozruch systemu CET z obwodem kompensującym

Na rysunku 7.7, również w punkcie t_2 oznaczono koniec rozruchu systemu i jest to również początek pracy w stanie ustalonym. W porównaniu do rysunku 7.6 rozruch przebiega mniej stabilnie, widoczne są stany przejściowe. Od chwili t_2 tranzystory przełączane są w trybie miękkim. Dojście do stanu ustalonego trwa krócej niż w pierwszym przypadku.

7.4. Weryfikacja wyników symulacyjnych i eksperymentalnych

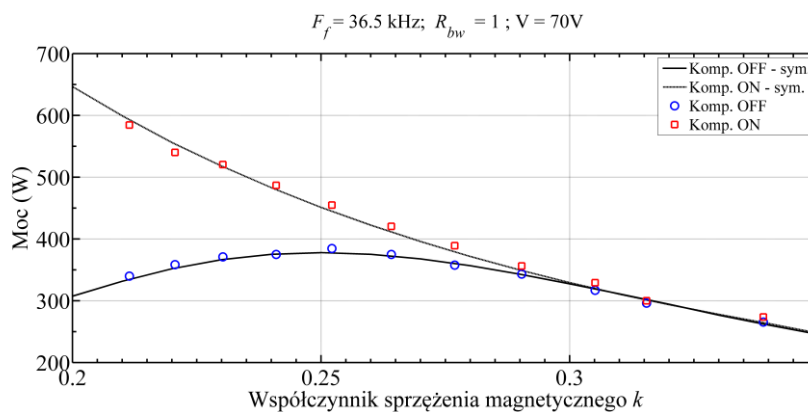
Po potwierdzeniu, że system ICET może pracować w jednym z trzech stanów oraz poprawności synchronizacji układu kompensatora z głównym obwodem mocy, w następnym kroku wykonano badania ukazujące moc przekazaną do obciążenia. Zaprezentowane poniżej wyniki zarejestrowano dla układu, w którym system pracował w nienominalnym punkcie, a następnie poprzez obwód kompensatora doprowadzono go do przełączania rezonansowego. W każdym z punktów moc wyjściowa nie była stabilizowana. Eksperymenty wykonano dla parametrów systemu z tabeli 7.2. W przedstawionym podrozdziale wyniki pomiarów dla systemu pracującego bez stabilizacji przedstawiono niebieskimi punktami, a ze stabilizacją częstotliwości czerwonymi.

Tabela 7.2 Parametry, przy których wykonano badania laboratoryjne

| Częstotliwość falownika f_j (kHz) | Indukcyjność kompensatora L_k (μH) | Napięcie V_m (V) |
|--|--|-----------------------|
| 36,5 | 480 | 70 |
| | 1080 | |

7.4.1. Zmiana współczynnika sprzężenia magnetycznego k

Na rysunku 7.1 przedstawiono charakterystykę zmiany współczynnika sprzężenia magnetycznego k w zależności od wybranych odległości - W . Dla wyznaczonych punktów wykonano badania laboratoryjne oraz wyznaczono wartość mocy, jaką przekazano do obciążenia. Eksperymenty przeprowadzono przy stałym współczynniku obciążenia R_{bw} równym 1. Otrzymane wyniki są zbieżne z symulacją, niezależnie od tego czy system ICET pracował z uruchomionym czy wyłączonym obwodem kompensującym.



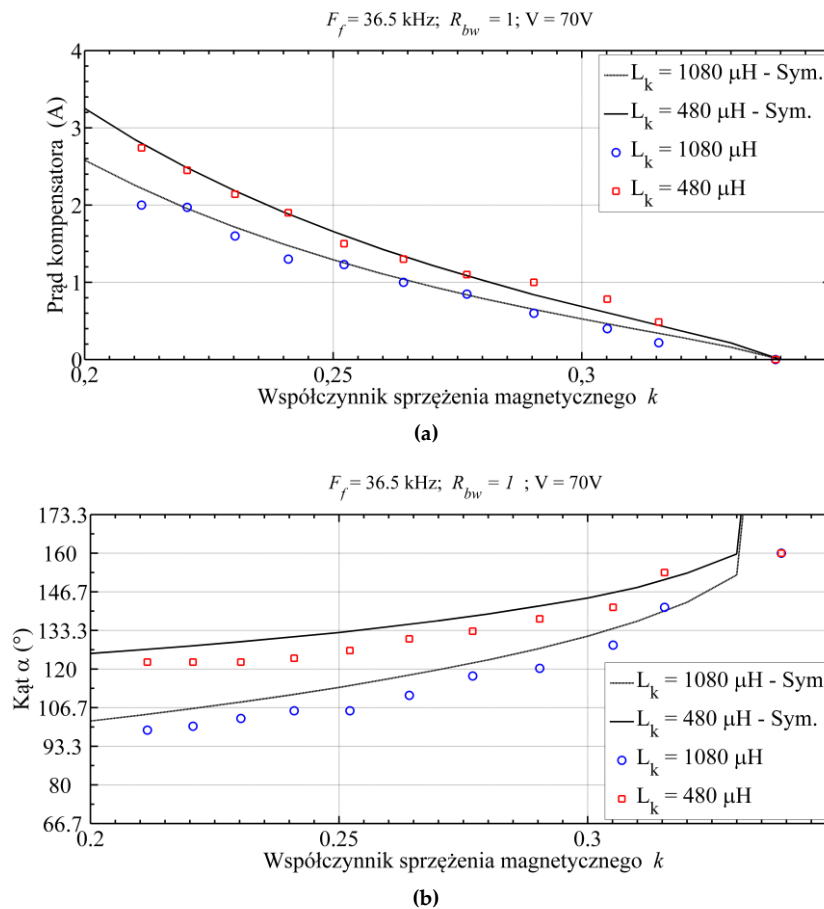
Rys. 7.8 Ilość przekazanej mocy do układu obciążenia w zależności od współczynnika sprzężenia magnetycznego

W systemie bez uruchomionego układu stabilizacji do obciążenia przekazano maksymalnie około 400 W (dla $k \sim 0,24$). Podczas pracy z uruchomionym kompensatorem zauważyć można, że do odbiornika przekazania jest o około 100 W większa moc niż w układzie bez stabilizacji. Ponadto w przeciwieństwie do trybu pracy systemu bez kompensacji nie jest to punkt, w którym przekazano maksymalną moc. Wraz ze zmniejszeniem wartości k wzrasta ilość mocy przekazanej do obciążenia, dla ostatniego punktu pomiarowego uzyskano prawie 50% więk-

szą wartość mocy w odbiorniku, około 650 W. Analizując wyniki przeprowadzonych symulacji stwierdzono, że istnieje taka kombinacja paramentów, w której układ przekazuje identyczną moc do obciążenia niezależnie od stanu pracy kompensatora. Badania eksperymentalne potwierdzają te zjawisko, opisywany przedział znajduje się pomiędzy punktami 0,29 - 0,34.

a. Parametry elektryczne układu kompensacji

Uruchomienie kompensatora powoduje przepływ prądu przez każdą z indukcyjności L_k . Poniżej przedstawiono charakterystyki opisujące zmianę amplitudy w pojedynczej gałęzi, które wyznaczono dla dwóch wartości indukcyjności L_k oraz współczynnika sprzężenia magnetycznego zmienianego w zakresie 0,2 - 0,34.



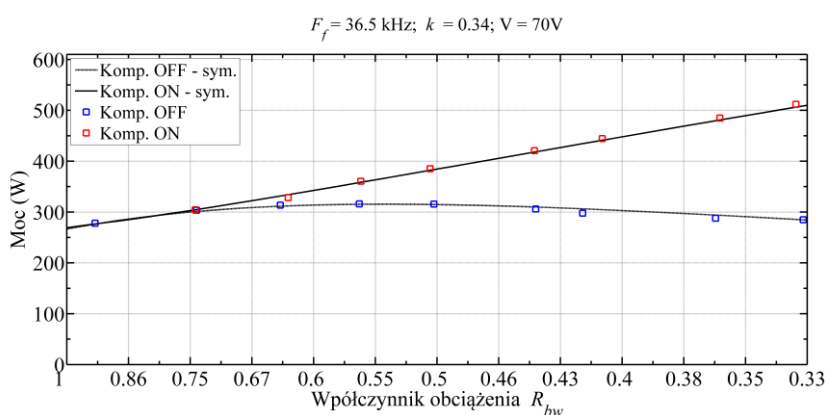
Rys. 7.9 Zmiana amplitudy prądu w obwodzie kompensatora (a); Czas opóźnienia załączenia tranzystorów kompensatora (b)

Zarejestrowane podczas pomiarów wartości amplitud prądu pokrywają się z wynikami uzyskanymi na drodze symulacji (rysunek 7.9 (a)). W zależności od zastosowanej indukcyjności kompensatora amplituda prądu ulega zmniejszeniu. Jednakże jak wynika z charakterystyki opisującej zmianę α od aktualnej wartości sprzężenia (rysunek 7.9 (b)) zmianie ulega wartość kąta. Pomierzone kąty opóźnienia załączenia mają większą wartość w stosunku do charakterystyk uzyskanych podczas symulacji, jednakże kształt wyznaczonych krzywych jest podobny do tych uzyskanych podczas symulacji. Zauważalne przesunięcie pomiędzy uzyskanymi wynikami ma w przybliżeniu stałą wartość. Należy zauważyć, iż zwiększenie wartości kąta wy-

sterowania nie spowodowało zwiększenia wartości amplitudy prądu przewodzonego w obwodzie kompensatora (rysunek 7.9 (a)). Można więc założyć, że kąt wysterowania jest większy, gdyż występują opóźnienia w propagacji sygnału sterowania.

7.4.2. Zmiana wartości obciążenia R_{bw}

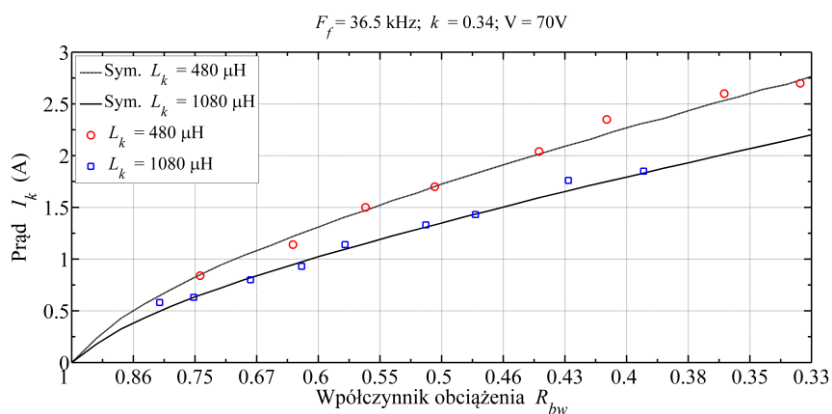
Na rysunku 7.10 przedstawiono charakterystykę mocy przekazanej do obciążenia w funkcji współczynnika obciążenia R_{bw} . Jak wynika z symulacji oraz badań eksperymentalnych układ stabilizacji umożliwia powrót do przełączania miękkiego w przypadku, gdy wartość f_r jest mniejsza od f_j . Na podstawie tych symulacji stwierdzono, że w zaproponowanym systemie ICET ta zależność występuje dla wartości R_{bw} mniejszych niż w punkcie nominalnym. Podobnie jak w przypadku zmiany k istnieje zakres, w którym do odbiornika dostarczono identyczną ilość mocy, niezależnie od stanu pracy kompensatora (od 1 do 0,75).



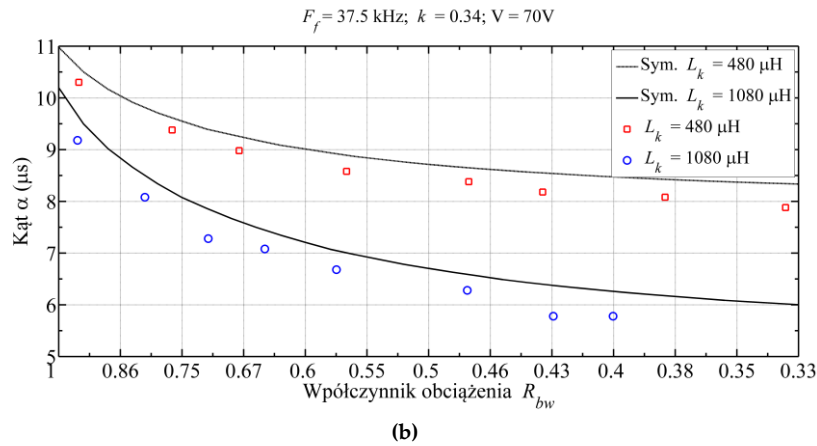
Rys. 7.10 Zależność mocy przesłanej do układu obciążenia od rezystancji obciążenia, wartość napięcia szyny DC – 70V, indukcyjności kompensatora – 1080 μH

Z przedstawionych rysunków wynika, że charakterystyki zarejestrowane podczas eksperymentów z użyciem modelu symulacyjnego oraz na stanowisku laboratoryjnym są zbieżne. Praca systemu z uruchomionym obwodem kompensatora umożliwia stabilizację częstotliwości f_r na stałym poziomie oraz utrzymanie minimalnego (bliskiego zera) przesunięcia fazowego pomiędzy prądem I_r a napięciem U_{ab} .

a. Parametry elektryczne układu kompensacji



(a)



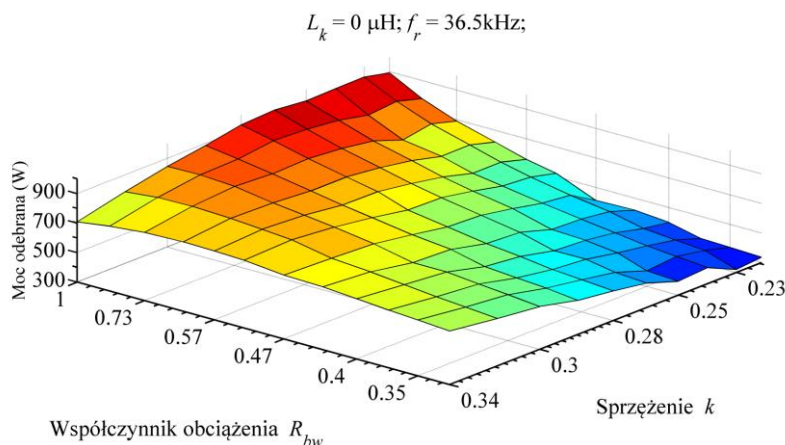
Rys. 7.11 Wartość czasu α dla różnych wartości indukcyjności kompensatora (L_k) w funkcji rezystancji obciążenia: (a) 36,48 kHz; (b) 39,05 kHz

W układzie kompensacji wykonano pomiary, na podstawie których wyznaczono trend zmian amplitudy prądu oraz kąta opóźnienia załączenia w funkcji współczynnika obciążenia R_{bw} . Uzyskane wyniki, podobnie jak w przypadku poprzednich symulacji, są zgodne z symulacją.

Dla maksymalnego odstrojenia różnica pomiędzy amplitudą prądu I_k dla indukcyjności 480 μH a 1080 μH równa jest około 0,5 A. Ustawienie najmniejszego współczynnika obciążenia R_{bw} wymusiło ustawienie kąta opóźnienia załączenia α na 93° (dla systemu z większą indukcyjnością L_k). Oznacza to, że układ nie przeszedł do trybu pracy CCM. Możliwość wejścia w ten tryb pracy wystąpiłaby, gdyby zastosowano większy dławik L_k lub punkt pracy uległby większej zmianie np.: poprzez zmianę wartości k .

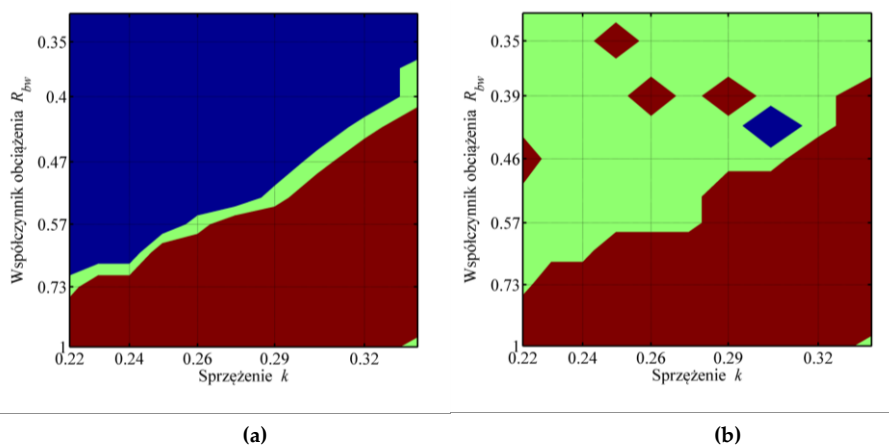
7.5. Transmisja mocy w systemie ICET

Na rysunku 7.12 zamieszczono mapę mocy, którą dostarczono do obciążenia bez aktywnego układu kompensacji. W trakcie badań moc wyjściowa nie była stabilizowana np.: poprzez zmianę napięcia wyjściowego przetwornicy DC/DC czy zmianę współczynnika wypełnienia tranzystorowego mostka zasilającego. Częstotliwość pracy mostka ustalono na 36,5 kHz i przyjęto stałą wartość szyny napięcia zasilania około 115 V. Pomiar mocy rozpoczęto po ustawieniu NPP a następnie w pełnym zakresie zmieniano współczynnik obciążenia, po czym zwiększano odległość. Dla każdej konfiguracji wykonano pomiary: bez uruchomionego kompensatora, z uruchomionym kompensatorem pracującym w trybie stabilizacji częstotliwości rezonansowej i w trybie stabilizacji mocy wyjściowej. W NPP przekazywana jest nominalna moc, czyli 700 W. Z wykreślonych charakterystyk wynika, że przekaz mocy do obciążenia dla zmieniających się kombinacji parametrów jest nieliniowy, ponadto istnieją takie kombinacje parametrów, dla których pomimo zmniejszenia sprzężenia k do odbiornika przetransmitowano moc o wartości większej niż w warunkach znamionowych. Oznacza to, że chcąc utrzymać stałą wartość mocy w odbiorniku konieczna byłaby regulacja na przykład napięciem szyny zasilającej lub współczynnikiem wypełnienia tranzystorów mostka zasilającego. Jednoczesna zmiana parametrów obciążenia i współczynnika doprowadzić może do zmniejszenia ilości mocy w obciążeniu. W skrajnym badanym punkcie przekazano 330 W.



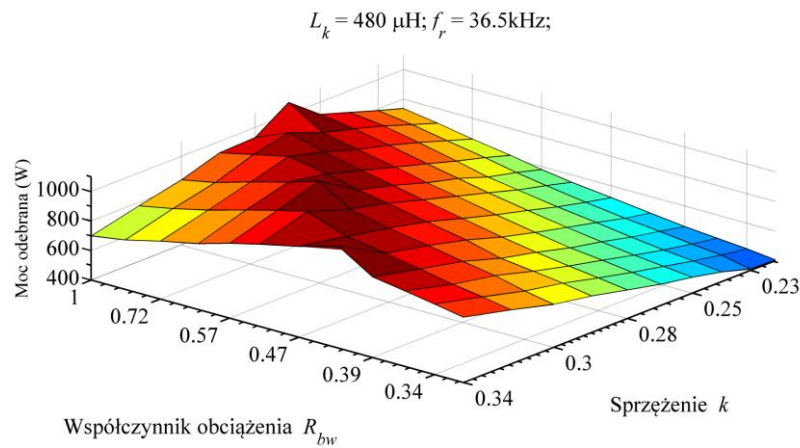
Rys. 7.12 Dostarczona do obciążenia moc bez stabilizacji częstotliwości

Na podstawie rysunku 7.12 wykonano mapę konfiguracji (sprężenia magnetycznego k i obciążenia R_{bw}), dla których możliwe jest dostarczenie nominalnej mocy, rysunek 7.13 (a). Zielonym kolorem oznaczono obszar, w którym do obciążenia dostarczono moc znamionową, to jest około 700 W (z zachowaniem tolerancji $\pm 2\%$). Kolorem niebieskim oznaczono wszystkie kombinacje obszaru parametrów, dla których na skutek odejścia od punktu znamionowego dostarczono mniejszą moc. Kolorem czerwonym oznaczono obszar, w którym do obciążenia dostarczono powyżej 700 W. Z przedstawionego rysunku wynika, że w systemie bez aktywnej kompensacji nominalna moc nie była dostarczona dla 56% kombinacji.



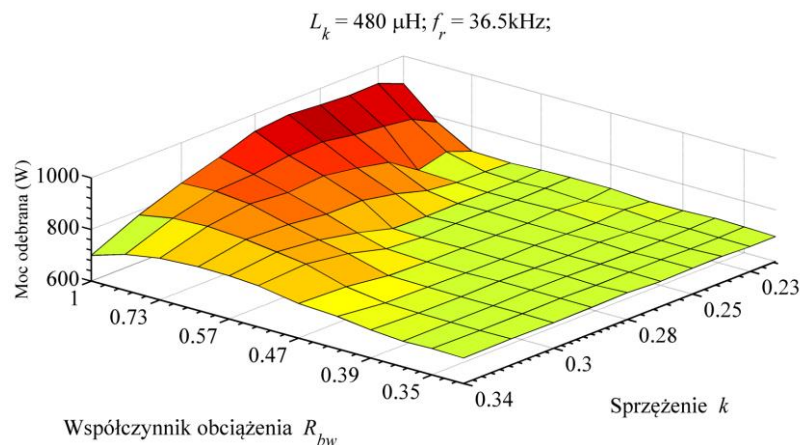
Rys. 7.13 Porównanie kombinacji parametrów w których dostarczono do obciążenia nominalną moc.

Podczas wykonywania eksperymentów wymuszano rezonansowe przełączanie tranzystorów dla wszystkich kombinacji parametrów. Na podstawie pomiarów wykreślono charakterystykę jak w przypadku rysunku 7.12. Otrzymaną powierzchnię można podzielić na dwa obszary. W pierwszym, wraz ze zmianą punktu pracy, moc dostarczona od obciążenia rośnie (w przybliżeniu liniowo) do wartości około 1050 W. W drugim obszarze maleje, gdyż aktywne było ograniczenie prądowe w wejściowym module AC/DC. Praca w trybie ograniczenia prądu, zarejestrowana została dla wszystkich pozostałych punktów, co dowodzi, iż przy pomocy kompensatora w całym zakresie dostarczono by moc o wartości większej niż punkcie NPP.



Rys. 7.14 Dostarczona do obciążenia moc ze stabilizacją częstotliwości rezonansowej

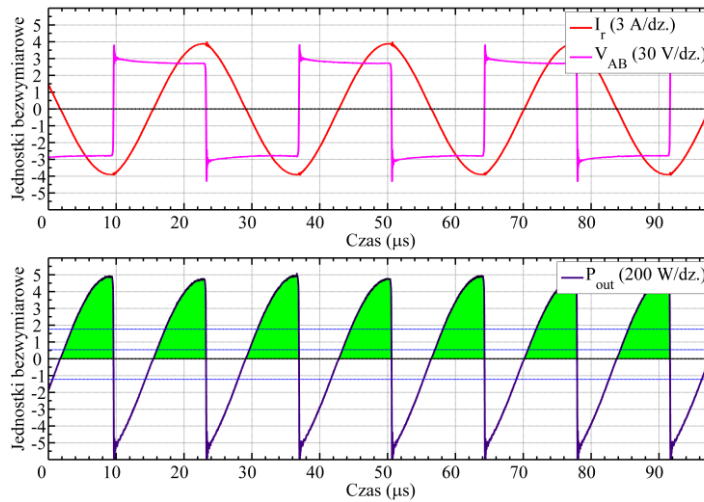
W warunkach innych niż laboratoryjne odbiorniki energii elektrycznej definiują zapotrzebowanie na moc. Dla opisanego powyżej przypadku praca z kompensatorem umożliwi dostarczenie stałej wartości mocy, jednakże, aby to było możliwe, kompensator powinien wprowadzić tranzystory z przełączania rezonansowego. Oznacza to, że mostek zasilający pracować będzie z przesunięciem fazowym ϕ różnym od zera. Jego wartość będzie minimalizowana do poziomu, przy którym do obciążenia zostanie dostarczona nominalna moc. Tryb pracy ze stabilizacją mocy wyjściowej zaprezentowano na rysunku 7.15. Dla tego przypadku, podobnie jak w układzie bez kompensacji, sporządzono mapę konfiguracji, w których możliwe jest dostarczenie minimum 700 W (rysunek 7.13 (b)). W całym niebieskim obszarze możliwe jest dostarczenie wymaganej mocy. Niebieskie i czerwone punkty wynikają z niedokładności ustawienia wartości pobieranej mocy wyjściowej.



Rys. 7.15 Charakterystyka przekazanej do obciążenia mocy w trybie stabilizacji mocy wyjściowej

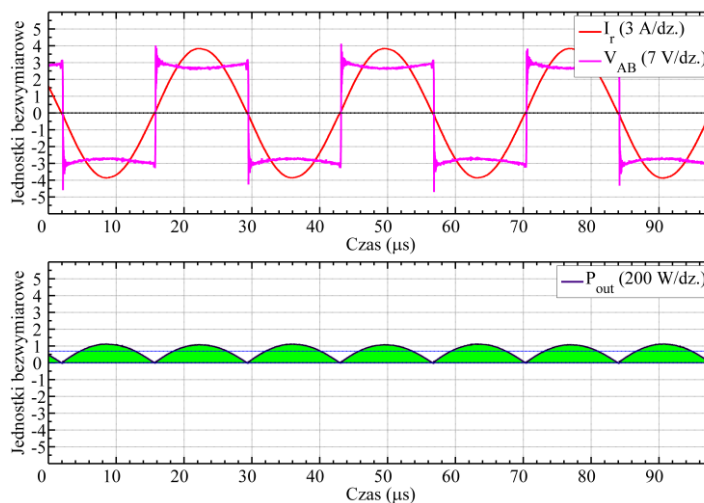
7.5.1. Przepływ mocy

W trakcie badań stwierdzono, że na skutek przesunięcia fazowego ϕ z szyny DC pobierana jest tak zwana moc cyrkulująca. To zjawisko przedstawiono na oscylogramach na rysunkach 7.16 i 7.17. Zamieszczono na nich kształty przewodzonego prądu I_r napięcia V_{ab} oraz pobranej mocy P_{out} podczas przekazu około 100 W.



Rys. 7.16 Cyrkulacja mocy pomiędzy przekształtnikiem zasilającym (mostkiem 4T) i szeregowym obwodem rezonansowym, dla niezerowego przesunięcia fazowego.

Praca systemu w tym punkcie (bez aktywnego układu kompensacji) skutkuje tym, iż przesunięcie fazowe ϕ jest różne od zera, a to powoduje częściowy zwrot mocy do DC. Odbywa się to przez diody w mostku tranzystorowym. Kolorem zielonym oznaczono obszar, w którym pobrano moc czynną. Z zarejestrowanych danych wynika, że faktyczny czas, w którym energia przekazywana jest do obciążenia jest krótszy niż czas trwania okresu, oraz że maksymalna chwilowa wartość dla dodatniego i ujemnego zakresu wynosi około 1000 W.



Rys. 7.17 Cyrkulacja mocy pomiędzy przekształtnikiem zasilającym (mostkiem 4T) i szeregowym obwodem rezonansowym.

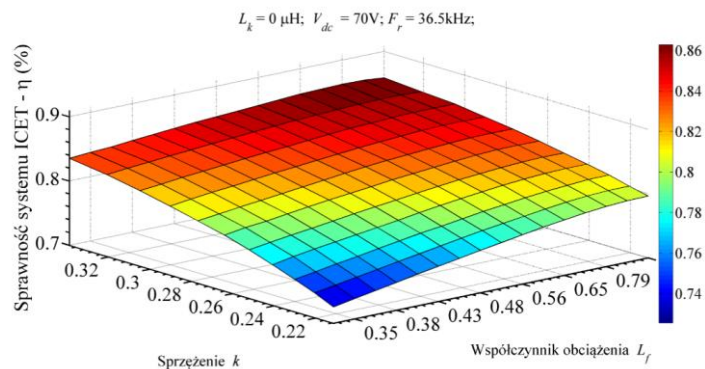
Dla podanego punktu pracy uruchomiono kompensator doprowadzając do przesunięcia fazowego bliskiego zera. Z przedstawionego przebiegu mocy (rysunek 7.17) wynika, że z przekształtnika zasilającego pobierana jest moc o charakterze czynnym (na oscylogramach widnieje tylko moc o dodatnim znaku), czyli w całym okresie energia przekazywana jest do obciążenia. Ograniczono również amplitudę pobranej mocy do około 200 W, co wiązało się z koniecznością zmniejszenia wartości napięcia zasilającego do około jednej trzeciej wartości ustawionej podczas przekazu tej samej mocy z pierwszego opisywanego przypadku.

7.6. Sprawność systemu ICET

Na podstawie pomiarów mocy wyznaczono sumaryczną sprawność systemu ICET jak i poszczególnych modułów. W trakcie obliczeń nie uwzględniono start spowodowanych działaniem obwodów sterowania oraz obwodów do pomiarów analogowych. Uzyskane wyniki przedstawiono w formie płaszczyzn oraz charakterystyk, które podobnie jak w przypadku rejestracji mocy, wyznaczono dla systemu pracującego z wyłączonym i uruchomionym kompensatorem.

7.6.1. Sprawność systemu w funkcji punktu pracy

Na rysunku 7.18 przedstawiono płaszczyznę opisującą sprawność wyznaczoną pomiędzy punktami pomiarowymi DC₁ – DC₃ (oznaczenia z rysunku 7.2). Przedstawiona powierzchnia wyznaczona została dla systemu, w którym kompensator był nieaktywny. Do przeliczenia aktualnej wartości η posłużono się wyrażeniem $\eta = (DC_3/DC_1) \cdot 100\%$. W całym analizowanym zakresie, kształt powierzchni jest jednolity. Najwyższą sprawność osiągnięto w nominalnym punkcie pracy ($k = 0,34$ i $R_{bw} = 1$) około 86%. Przy maksymalnym odstrojeniu, η ulega zmniejszeniu do 72% (dla $k = 0,2$ i $R_{bw} = 0,33$). W przypadku, gdy zmianie ulegnie tylko R_{bw} i dla stałej nominalnej wartości k , sprawność równa jest 83%, a w przeciwnym wypadku równa jest 80%. Na podstawie tych wyników stwierdzono, że więcej strat generowanych jest na skutek zmiany współczynnika sprzężenia magnetycznego niż na skutek zmian współczynnika obciążenia.



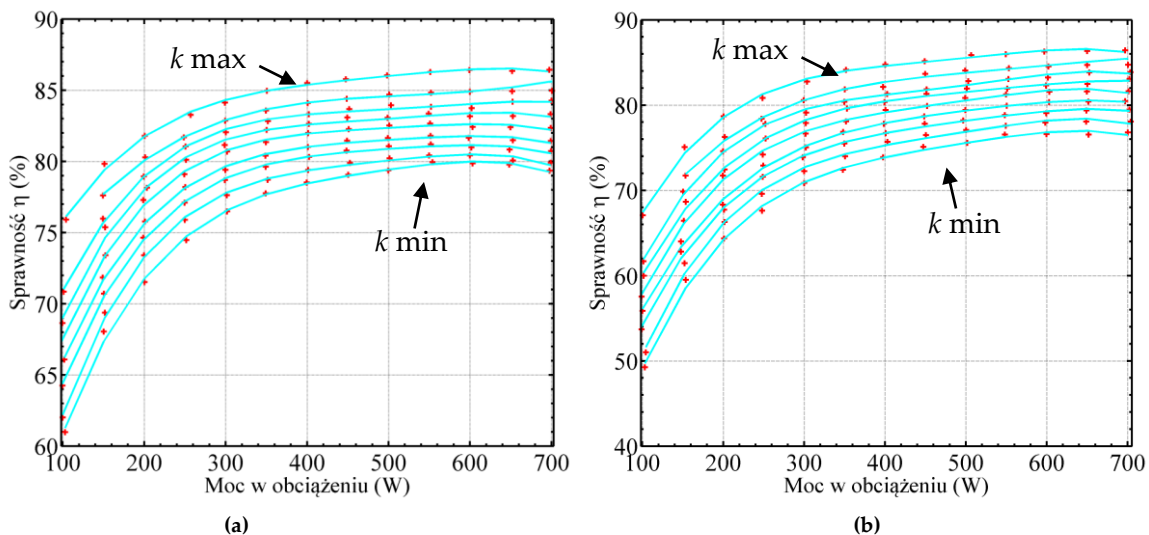
Rys. 7.18 Sprawność systemu ICET w funkcji sprzężenia k i współczynnika R_{bw}

7.6.2. Sprawność systemu w funkcji mocy wyjściowej i współczynnika sprzężenia k

Porównanie sprawności systemu pracującego z wyłączonym i włączonym układem kompensacji bez kontroli wartości mocy wyjściowej jest niemiernodajna. Istnieje bowiem sytuacja gdzie dla tego samego punktu pracy w obu trybach wartość mocy różni się kilkukrotnie. W związku z tym przeprowadzono dodatkowe eksperymenty, w których obciążenie ustawiane było w taki sposób, aby przy zadanym napięciu wyjściowym do obciążenia przekazać zdefiniowaną wcześniej moc (od 100 do 700 W). Założono, że napięcie wyjściowe utrzymywane będzie na stałym poziomie 100 V (dopuszczono zmianę w zakresie $\pm 5\%$), który wyznaczono podczas pracy w NPP.

Na rysunku 7.19 (a) przedstawiono charakterystyki wyznaczone pomiędzy punktami pomiarowymi DC₁ i DC₃, wyznaczone wyniki zamieszczono w postaci punktów, a liniami wykonaną aproksymację. Uzyskane krzywe sprawności przyjmują typowy kształt, to znaczy

wraz ze zmniejszeniem mocy w odbiorniku maleje sprawność układu zasilającego. Podobnie jak w przypadku wcześniej przedstawianych charakterystyk najwyższa sprawność systemu została wyznaczona dla NPP, w którym przekazano nominalną moc. Zmniejszenie poboru mocy wyjściowej do 100 W przy utrzymaniu znamionowego k skutkuje spadkiem sprawności o 10 punktów procentowych do poziomu 76%. Może to być spowodowane między innymi poprzez wymuszenie twardej komutacji w półprzewodnikach mocy. We wszystkich zarejestrowanych punktach, układ wprowadzony został w tryb pracy o charakterze indukcyjnym, a jak zostało do tej pory wykazane tylko w nim możliwa jest praca z obwodem kompensacyjnym. Na rysunku 7.19 (b) zamieszczono wyniki sprawności po uruchomieniu kompensatora. Wynika z nich, że sumaryczna sprawność dla mocy wyjściowej 100 W jest o 9 punktów mniejsza niż w przypadku poprzedniej konfiguracji (około 67%). Identyczny trend otrzymano dla wszystkich wybranych wartości sprzężenia k . I tak w przypadku gdy ustawiono sprzężenie na wartość 0,22 maksymalna sprawność wynosi około 80% w układzie bez kompensacji a w przypadku pracy z kompensatorem około 76%.



Rys. 7.19 Sprawność ICET dla wybranych mocy wyjściowych w systemie bez aktywowanego obwodu kompensacji (a); z aktywnym obwodem kompensacji (b)

W przypadku wykonanego systemu ICET, (podobnie jak w przypadku innych przekształtników zasilających, szczególnie wielomodułowych), istotne będzie określenie, który moduł ma najniższą sprawność. Na podstawie zarejestrowanych wyników wyznaczono procentowy udział w ilości generowanych strat przez każdy z modułów. W tym celu posłużono się wyrażeniem (7.2). Na podstawie uzyskanych wyników sporządzono wykresy w obu trybach pracy (wyłączony i włączony kompensator) dla dwóch skrajnych wartości sprzężenia magnetycznego, które ustalono na 0,339 i 0,221. Na wykresach przyjęto następujące oznaczenia poszczególnych modułów:

- DC / DC (moduł 1) – przetwornica obniżająca napięcie,
- DC / AC (moduł 2) – przekształtnik rezonansowy i kompensator,
- AC / AC (moduł 3) – transformator bez rdzenia ferromagnetycznego,
- AC / DC (moduł 4) – obciążenie.

$$\Delta P_{str} = \frac{P_{DC_m} - P_{DC_{m+1}}}{P_{DC_3} - P_{DC_1}} \cdot 100\% \quad (7.2)$$

gdzie:

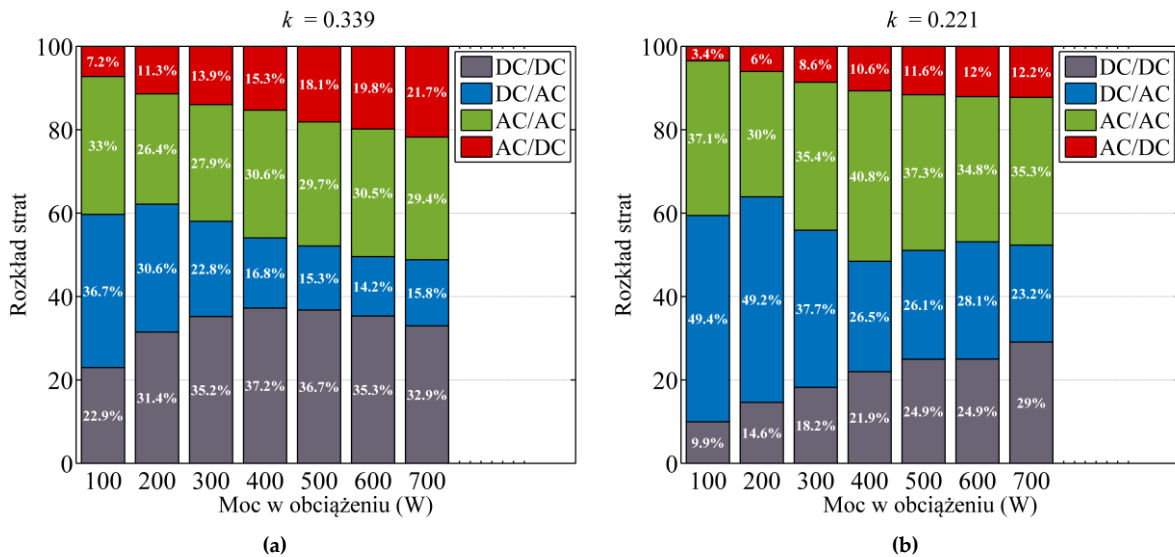
ΔP_{str} – procentowy udział w ilości generowanych strat,

P_{DC_m} – moc wejściowa do modułu m ,

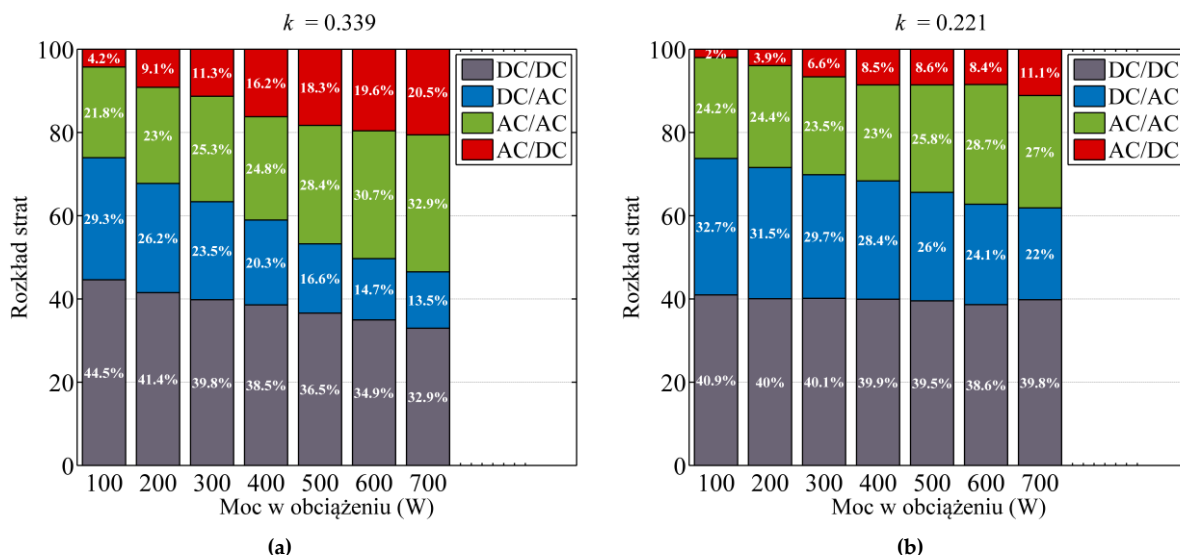
$P_{DC_{m+1}}$ – moc wyjściowa do modułu m ,

$P_{DC_3} P_{DC_1}$ – moc mierzona na wyjściu i wejściu systemu,

m – numer modułu.



Rys. 7.20 Procentowy rozkład strat generowanych w systemie ICET bez aktywnej kompensacji dla dwóch wybranych wartości współczynnika sprzężenia magnetycznego



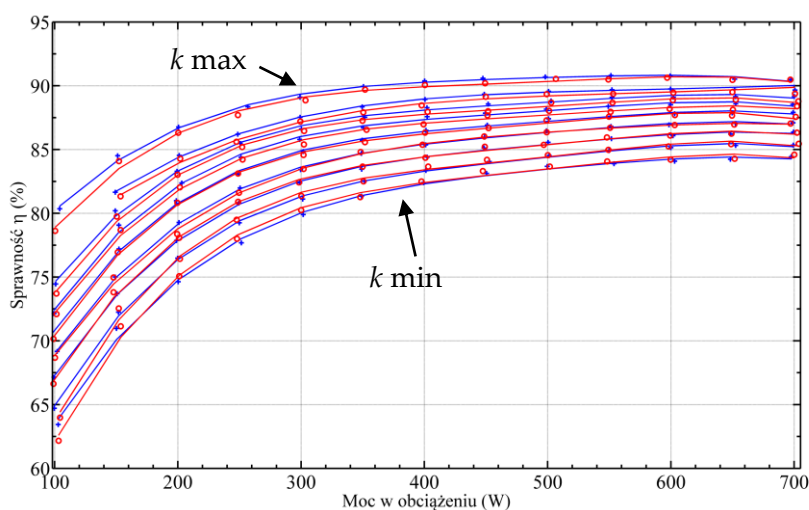
Rys. 7.21 Procentowy rozkład strat generowanych w systemie ICET z aktywną kompensacją dla dwóch wybranych wartości współczynnika sprzężenia magnetycznego

Na podstawie uzyskanych danych stwierdzono, że gdy dopuszczono sytuację, w której system pracował ze stałą częstotliwością kluczowania tranzystorów f_r , przy jednoczesnym zmniejszonym zapotrzebowaniu na moc i z wyłączonym obwodem kompensacji wzrasta ilość

strat generowanych w mostku tranzystorowym (rysunek 7.20). W przypadku znamionowej wartości k przy przekazie około 100 W jest to wzrost o około 21 punktów procentowych, z kolei dla maksymalnej przebadanej odległości pomiędzy cewkami (minimalne k) udział strat w mostku tranzystorowym wzrasta do 28 punktów procentowych. Straty generowane w transformatorze również ulegają zwiększeniu, w pierwszym przypadku zawierają się ono w granicy około 30% natomiast dla drugiego przypadku około 36%.

Uruchomienie obwodu kompensatora spowodowało zmianę rozkładu strat w modułach systemu. Procentowa ilość strat w mostku zasilającym, transformatorze oraz prostowniku po stronie wtórnej uległa zmniejszeniu, natomiast do około 40% wzrosły straty w przetwornicy DC/DC.

a. Sprawność systemu ICET z wyłączeniem wejściowej przetwornicy zasilającej



Rys. 7.22 Porównanie sprawności systemu ICET z wyłączonym obwodem kompensacji (kolor niebieski) i uruchomionym obwodem kompensacji (kolor czerwony)

Podczas realizacji badań na stanowisku wykonano dedykowany układ zasilający. Jak wynika z przedstawionych powyżej wyników, po uruchomieniu obwodu kompensacji sprawność pomocniczej przetwornicy ulega zmniejszeniu, powodując wzrost sumarycznych strat systemu (wyznaczonych pomiędzy punktami DC₁/DC₃, rysunek 7.2). Chcąc wykazać pozytywny wpływ zaproponowanego kompensatora na przekształtnik zasilający, przeanalizowano sprawność systemu z pominięciem przetwornicy pomocniczej, czyli pomiędzy punktami DC₂/DC₃.

Do wyznaczenia sumarycznej sprawności i rozkładu strat w modułach posłużono się tymi samymi danymi, jak w części 7.6.2. Na podstawie przedstawionych charakterystyk stwierdzono, że sprawność systemu nie ulega zmianie i pozostaje na tym samym poziomie. Oznacza to, że zaproponowany układ umożliwia ograniczenie strat generowanych w mostku zasilającym, jednakże dodanie i wprowadzenie w przewodzenie dodatkowych elementów półprzewodnikowych w postaci dwóch tranzystorów oraz dwóch diod ogranicza uzyskaną poprawę.

8. PODSUMOWANIE I WNIOSKI

| | |
|--|-----|
| 8.1. Wnioski | 122 |
| 8.2. Osiągnięcia własne autora | 122 |
| 8.3. Kierunek dalszych prac badawczych | 123 |

Przedstawiona rozprawa doktorska poświęcona jest opracowaniu szeregowego rezonansowego systemu do bezstykowego przekazywania energii, w którym możliwe jest wymuszenie przełączenia kluczy tranzystorowych przekształtnika zasilającego przy zerowej wartości prądu. Taką funkcjonalność osiągnięto poprzez opracowanie dedykowanej topologii przekształtnika zasilającego, z kompensatorem równolegle dołączonym do pojemności C_r .

Na wstępie pracy dokonano przeglądu znanych rozwiązań, poprzez które możliwe jest bezstykowe dostarczenie energii elektrycznej. Wynika z niego, że najdynamiczniej rozwijana jest grupa, w której do zasilenia odbiorników stosowane są przynajmniej dwie indukcyjnie sprzężone cewki. Na tej podstawie zaprojektowano i wykonano prototyp systemu zasilającego w oparciu o transformator powietrzny (bez rdzenia ferromagnetycznego) i energoelektroniczny przekształtnik zasilający z typowym szeregowo-szeregowym obwodem rezonansowym.

Prowadząc badania wykonano modele symulacyjne w dziedzinie częstotliwości i czasu, które umożliwiły teoretyczne przeanalizowanie pracy ICET. Wynika z nich, że wyprowadzenie systemu z nominalnego punktu pracy skutkować będzie zmianą częstotliwości rezonansowej, co w rezultacie prowadzi do wystąpienia dodatkowych strat (dynamicznych lub inaczej łączeniowych) oraz zmianą dostarczonej do obciążenia mocy.

W pracy przyjęto założenie, że przekształtnik zasilający pracować będzie ze stałą częstotliwością. Powyższe założenie wyklucza zastosowanie algorytmów sterowania, poprzez które częstotliwość przełączeń kluczy tranzystorowych nadążałaby za zmianą punktu rezonansu np.: poprzez pętlę PLL. Chcąc spełnić przedstawione założenie, autor zaproponował rozbudowę toru mocy o dodatkowy obwód, który umożliwi stabilizację częstotliwości rezonansowej. W pracy omówiono budowę, zasadę działania oraz algorytm sterowania zmodyfikowaną konstrukcją przekształtnika zasilającego. Przedstawiono również model matematyczny, umożliwiający wyznaczenie aktualnej wartości przesunięcia fazowego, jak również dobór wartości indukcyjności wypadkowej, przy której to przesunięcie fazowe będzie miało wartość zero. Zaprezentowane rozwiązanie różni się od znanych i potencjalnie możliwych do zastosowania układów, gdyż umożliwia przejście z pracy impulsowej do pracy ciągłej.

Zaproponowana modyfikacja została zweryfikowana w modelach symulacyjnych jak i na stanowisku badawczym. Z uzyskanych wyników wywnioskowano, że opracowana topologia dla poszerzonego zakresu zmian parametrów umożliwia wymuszenie rezonansowego przełączenia tranzystorów mostka zasilającego. Uruchomienie obwodu kompensatora możliwe jest, gdy przekształtnik zasilający wprowadzony zostanie w punkt pracy o charakterze indukcyjnym. W porównaniu do innych konstrukcji przedstawiony moduł umożliwia dwukrotnie zwiększenie zakresu zmiany wartości parametrów systemu. Na podstawie badań laboratoryj-

nych stwierdzono również, że poprzez aktywowanie układu kompensacji oraz wymuszenie rezonansowego przełączania wyeliminowano bądź ograniczono pobór mocy pulsującej (lub inaczej mocy biernej) pobieranej z szyny zasilającej. Po wykonaniu szerszej analizy stwierdzono, że zaproponowana metoda kompensacji umożliwia zmniejszenie strat generowanych w mostku tranzystorowym. Pomijając przetwornicę zasilającą wykazano, że sumaryczna sprawność systemu pozostaje na tym samym poziomie.

Podczas symulacji i badań laboratoryjnych wykazano, że zmieniając sposób sterowania zaproponowaną modyfikacją typowej topologii systemu do bezstykowego przekazywania energii system ten może pracować w trybie stabilizacji mocy wyjściowej. Możliwe jest dostarczenie nominalnej wartości mocy w punktach inne niż nominalne, jednakże w takim przypadku nie jest możliwa praca w trybie rezonansowym, a układ pracować będzie z niższą sprawnością.

8.1. Wnioski

Na drodze symulacji oraz eksperymentów wykazano, że zaproponowana topologia dodatkowego układu przeznaczonego do kompensacji skutków zmian współczynnika k i obciążenia R_{bw} umożliwia wymuszenie rezonansowego przełączania kluczy tranzystorowych przekształtnika zasilającego. Tym samym, wykazano prawdziwość postawionej na wstępie tezy.

W wyniku przeprowadzonych prac oraz uzyskanych wyników sformułowano następujące wnioski:

- Topologia przekształtnika rezonansowego z modułem kompensacji umożliwia aktywną stabilizację punktu pracy rezonansowego przekształtnika zasilającego, dla nienominalnych punktów pracy systemu do bezstykowego przekazywania energii.
- Zakres zmian parametrów systemu, w którym możliwe jest stabilizowanie pracy przekształtnika uległ dwukrotnemu rozszerzeniu.
- Wymuszenie rezonansowego przełączania umożliwia eliminację lub znaczne ograniczenie poboru mocy biernej z szyny napięcia stałego.
- Zmiana trybu sterowania kompensatorem pozwala na jego użycie jako stabilizatora mocy wyjściowej.
- Możliwe jest przekazanie nominalnej wartości mocy w szerokim zakresie zmian parametrów systemu.
- Kompensator umożliwia zmniejszenie strat w przekształtniku rezonansowym, powodując jednakże wygenerowanie strat w dodatkowych elementach półprzewodnikowych.

8.2. Osiągnięcia własne autora

- Analiza obecnego stanu wiedzy na temat bezstykowego przekazywania energii.
- Modyfikacja topologii kompensatora, którą zastosowano w konstrukcji indukcyjnego systemu do bezstykowego przekazu energii.
- Przeprowadzenie badań symulacyjnych i laboratoryjnych.
- Sformułowanie opisu matematycznego systemu ICET, który uzupełniono o zależności związane z działaniem kompensatora.

- Wyznaczenie sprawności laboratoryjnego systemu ICET oraz sprawności poszczególnych modułów.
- Opracowanie algorytmu sterowania systemem ICET z dodatkowym modułem umożliwiającym aktywną stabilizację częstotliwości.

Ponadto do osiągnięć własnych autora zaliczyć należy wykonanie projektu i konstrukcji prototypu, składającego się z:

- przetwornicy obniżającej napięcie DC/DC,
- modułu sterowania systemem ICET,
- modułu sterownika przetwornicy obniżającej napięcie,
- modułu kompensatora,
- układu cewek powietrznych (transformatora bezrdzeniowego).

8.3. Kierunek dalszych prac badawczych

W przedstawionej rozprawie skupiono się na jednym z wielu możliwych zagadnień związanych w bezstykowym przekazem energii elektrycznej. W opinii autora można wymienić kilka kierunków badań, jakie mogłyby być podjęte jako uzupełnienie przedstawionej rozprawy doktorskiej. Należą do nich między innymi:

- Opracowanie nowej topologii, bądź przystosowanie zaproponowanego układu w taki sposób, aby możliwe było stabilizowanie częstotliwości, gdy częstotliwość rezonansu wzrośnie powyżej znamionowej.
- Przeanalizowanie przydatności zastosowania zaproponowanej topologii w systemach, gdzie użyto nowoczesnych półprzewodników mocy (np. z węgla-krzemu), jak również przydatności zastosowania przy wyższej częstotliwości pracy systemu.
- Analiza możliwości zastosowania zaproponowanej topologii wraz z algorytmem sterowania w aplikacjach innych niż systemy bezstykowego przekazywania energii elektrycznej.
- Opracowanie cewek o wysokim współczynniku dobroci, na przykład poprzez zastosowanie wysokotemperaturowych materiałów nadprzewodnikowych.

9. BIBLIOGRAFIA

- [1] "Tesla's wireless power experiments." <http://www.tfcbooks.com/articles/witricity.htm>.
- [2] Nikola Tesla, "Apparatus for transmitting electrical energy.," 01-Dec-1914.
- [3] "Wireless Power Consortium – creating a standard for wireless charging." <http://www.wirelesspowerconsortium.com/>. [19-Nov-2014].
- [4] "Nokia Wireless Charging Plate Overview - Microsoft - Global." <http://www.microsoft.com/en/mobile/accessory/dt-900/>. [31-Mar-2016].
- [5] "Ładowarka indukcyjna do GALAXY S4 | SAMSUNG Polska." <http://www.samsung.com/pl/consumer/mobile-devices/accessories/power/EP-WI950EBEGWW>. [31-Mar-2016].
- [6] A. K. RamRakhyani, S. Mirabbasi, and M. Chiao, "Design and Optimization of Resonance-Based Efficient Wireless Power Delivery Systems for Biomedical Implants," *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, vol. 5, no. 1, pp. 48–63, Feb. 2011.
- [7] I. Khan, M. Mohammed, S. Khan, and O. Khalifa, "Modelling and analysis of novel coil design for biomedical implanted devices," in *imeko.org*, 2012.
- [8] D. Ahn and S. Hong, "A Transmitter or a Receiver Consisting of Two Strongly Coupled Resonators for Enhanced Resonant Coupling in Wireless Power Transfer," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. PP, no. 99, pp. 1193–1203, Mar. 2013.
- [9] P. K. Sadhu, N. Pal, A. Bandyopadhyay, and D. Sinha, "Review of induction cooking - a health hazards free tool to improve energy efficiency as compared to microwave oven," *The 2nd International Conference on Computer and Automation Engineering (ICCAE)*, vol. 5, pp. 650–654, Feb. 2010.
- [10] F. Copt, C. Auvigne, C. Winter, and Y. Perriard, "A Novel winding topology applied for a self-shielding induction cooker," in *International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 2013, pp. 2251–2254.
- [11] "Electrolux Appliances 36" Induction Cooktop EW36IC60LS." <http://www.electroluxappliances.com/Kitchen-Appliances/Cooktops/Induction-Cooktop/EW36IC60LS/>. [20-Jul-2015].
- [12] P. S. Kumar, N. Vishwanathan, and B. K. Murthy, "Cascaded load inverter configuration for induction cooking application," *IEEE Asia Pacific Conference on Postgraduate Research in Microelectronics and Electronics (PrimeAsia)*, pp. 7–12, Dec. 2013.
- [13] K. Young-Sup, Y. Sang-Bong, and H. Dong-Seok, "Half-bridge series resonant inverter for induction heating applications with load-adaptive PFM control strategy," in *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 1999, vol. 1, pp. 575–581 vol.1.
- [14] H. W. Koertzen, J. D. van Wyk, and J. A. Ferreira, "Design of the half-bridge, series resonant converter for induction cooking," in *Power Electronics Specialist Conference*, 1995, vol. 2, pp. 729–735.
- [15] O. Lucia, J. M. Burdío, I. Millan, J. Acero, and D. Puyal, "Load-Adaptive Control Algorithm of Half-Bridge Series Resonant Inverter for Domestic Induction Heating," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 8, pp. 3106–3116, Aug. 2009.
- [16] "Contactless power supply: Vahle." <http://www.vahle.de/en/products/contactless-power-supply.html>. [26-Jan-2015].
- [17] "Vahle." http://www.vahle.de/uploads/media/Cat_05a_en_Contactless_power_system.pdf. [23-Apr-2015].
- [18] "Reasons Behind Electric Car Adoption In US Cities (10 Charts) | CleanTechnica." <http://cleantechnica.com/2015/08/09/reasons-behind-electric-car-adoption-us-cities-10-charts/>. [06-Oct-2015].
- [19] "Ładowanie akumulatora litowo-jonowego NISSANA LEAF – samochody elektryczne NISSANA." <http://www.nissan.pl/PL/pl/vehicle/electric-vehicles/leaf/charging-and-battery/charging-nissan-leaf-and-battery.html>. [14-Feb-2015].

- [20] T.-E. Stamatii and P. Bauer, "On-road charging of electric vehicles," in *IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, 2013, pp. 1–8.
- [21] M. Yilmaz, V. T. Buyukdegirmenci, and P. T. Krein, "General design requirements and analysis of roadbed inductive power transfer system for dynamic electric vehicle charging," in *IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, 2012, pp. 1–6.
- [22] L. J. Chen, G. R. Nagendra, J. T. Boys, and G. a. Covic, "Double-coupled systems for roadway IPT systems," in *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC 2014*, 2014, pp. 1618–1625.
- [23] M. Ibrahim, L. Pichon, L. Bernard, A. Razeq, J. Houivet, and O. Cayol, "Advanced modeling of a 2kW Series-Series Resonating Inductive Charger for Real Electric Vehicle," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 9545, no. c, pp. 1–1, 2014.
- [24] H. H. Wu, A. Gilchrist, K. Sealy, and D. Bronson, "A 90 percent efficient 5kW inductive charger for EVs," in *2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2012, pp. 275–282.
- [25] "Forschungsprojekt emil." <http://www.verkehr-bs.de/unternehmen/forschungsprojekt-emil.html>. [20-Jan-2016].
- [26] "emil - ein Bus fährt induktiv." https://www.braunschweig.de/wirtschaft_wissenschaft/wissenschaftsportal/emil.html. [20-Jan-2016].
- [27] "emil - Elektromobilität mittels induktiver Ladung.wmv." <https://www.youtube.com/watch?v=sPT5TbFa4sw>. [25-Jan-2016].
- [28] A. Karalis, J. D. Joannopoulos, and M. Soljačić, "Efficient wireless non-radiative mid-range energy transfer," *Annals of Physics*, vol. 323, no. 1, pp. 34–48, 2008.
- [29] M. Kesler, "Highly Resonant Wireless Power Transfer: Safe, Efficient, and over Distance," *WiTricity White Paper*, 2013.
- [30] M. Kesler and C. McCarthy, "Highly Resonant Wireless Power Transfer in Subsea," *WiTricity White Paper*, 2013.
- [31] A. Kurs, A. Karalis, R. Moffatt, J. D. Joannopoulos, P. Fisher, and M. Soljagic, "Wireless Power Transfer via Strongly Coupled Magnetic Resonances," *Science*, vol. 317, no. 5834, pp. 83–86, Jul. 2007.
- [32] A. J. Moradewicz and M. P. Kazmierkowski, "Contactless energy transfer system with FPGA-controlled resonant converter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, pp. 3181–3190, 2010.
- [33] A. Moradewicz and M. Kazmierkowski, "High efficiency contactless energy transfer system with power electronic resonant converter," *Bulletin of the Polish Academy of Sciences: Technical Sciences*, vol. 57, no. 4, pp. 375–381, Jan. 2009.
- [34] M. Kazmierkowski and A. J. Moradewicz, "Contactless energy transfer (CET) systems — A review," *15th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC)*, Sep. 2012.
- [35] S. Judek and K. Karwowski, "Supply of electric vehicles via magnetically coupled air coils," *2008 13th International Power Electronics and Motion Control Conference, EPE-PEMC 2008*, pp. 1497–1504, 2008.
- [36] S. Judek and K. Karwowski, "Analysis of inductive power transfer systems for variable air gap and voltage supply frequency," *Proceedings - ISIE 2011: 2011 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, pp. 1963–1968, 2011.
- [37] S. Judek, "Control System for Contactless Electrical Energy Transfer with Varying Air Gap."
- [38] J. Mućko, "Analiza zjawisk w układach falowników z wyjściowym szeregowym obwodem rezonansowym," *Przegląd Elektrotechniczny*, vol. 82, no. 3, pp. 55–58, 2006.
- [39] J. Mućko, "Contactless Power Supply with resonant inverter, soft switching transistors and unity power factor," in *9th International Conference on Compatibility and Power Electronics (CPE)*, 2015, pp. 378–383.
- [40] J. Mućko, "Przekształtnik rezonansowy do bezdotykowego transferu energii elektrycznej o jednostkowym współczynniku mocy i międko przełączających tranzystorach," *PRZEGLĄD ELEKTROTECHNICZNY*, vol. 85, no. 12, pp. 195–198, 2009.
- [41] T. Kojiya, F. Sato, H. Matsuki, and T. Sato, "Construction of non-contacting power feeding system to underwater vehicle utilizing electro magnetic induction," in *Europe Oceans*, 2005, pp. 709–712.

-
- [42] W. Hongjian, Y. Le, L. Juan, L. Xiangbo, and T. Zhaodong, "Research on soft-switching circuit of contactless power transmission system in autonomous underwater vehicle," in *15th International IEEE Conference on Intelligent Transportation Systems*, 2012, pp. 858–862.
- [43] F. Van Der Pijl, P. Bauer, and M. Castilla, "Control method for wireless inductive energy transfer systems with relatively large air gap," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 1, pp. 382–390, Jan. 2013.
- [44] K. D. Papastergiou and D. E. Macpherson, "Air-gap effects in inductive energy transfer," in *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2008, pp. 4092–4097.
- [45] C. Ludwig and W. Sonntag, "Design of a Variable-Phase Contactless Energy Transfer Platform using Air-Cored Planar Inductor Technology," 2010.
- [46] J. Kuipers, H. Bruning, S. Bakker, and H. Rijnaarts, "Near field resonant inductive coupling to power electronic devices dispersed in water," *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 178, pp. 217–222, May 2012.
- [47] Z. Li, D. Li, L. Lin, and Y. Chen, "Design considerations for electromagnetic couplers in contactless power transmission systems for deep-sea applications," *Journal of Zhejiang University*, vol. 11, no. 10, pp. 824–834, Oct. 2010.
- [48] S. Ozeri, D. Shmilovitz, S. Singer, and C.-C. C. Wang, "Ultrasonic transcutaneous energy transfer using a continuous wave 650 kHz Gaussian shaded transmitter.," *Ultrasonics*, vol. 50, no. 7, pp. 666–74, Jun. 2010.
- [49] T. Maleki, N. Cao, S. H. S. Song, C. Kao, S.-C. A. Ko, and B. Ziaie, "An ultrasonically powered implantable micro-oxygen generator (IMOG).," *IEEE transactions on bio-medical engineering*, vol. 58, no. 11, pp. 3104–11, Nov. 2011.
- [50] T. J. Lawry, G. J. Saulnier, J. D. Ashdown, K. R. Wilt, H. a. Scarton, S. Pascarelle, and J. D. Pinezich, "Penetration-free system for transmission of data and power through solid metal barriers," (*MILCOM Military Communications Conference*), pp. 389–395, Nov. 2011.
- [51] M. Kazmierkowski and A. Moradewicz, "Unplugged But Connected: Review of Contactless Energy Transfer Systems," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 6, no. 4, pp. 47–55, Dec. 2012.
- [52] S. Arra, J. Leskinen, J. Heikkilä, J. Vanhala, J. Heikkila, and J. Vanhala, "Ultrasonic Power and Data Link for Wireless Implantable Applications," in *2nd International Symposium on Wireless Pervasive Computing*, 2007, pp. 567–571.
- [53] B. Cotte, C. Lafon, J.-Y. Chapelon, and C. Dehollain, "Suitable acoustic paths to transfer energy in depth using ultrasound," in *Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology*, 2010, vol. 2010, no. L, pp. 6694–6697.
- [54] A. Denisov and E. Yeatman, "Ultrasonic vs. Inductive Power Delivery for Miniature Biomedical Implants," in *International Conference on Body Sensor Networks*, 2010, pp. 84–89.
- [55] M. M. G. L. M. Roes, J. J. L. Duarte, M. A. M. Hendrix, and E. A. Lomonova, "Acoustic energy transfer: a review," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 1, pp. 242–248, Jan. 2013.
- [56] D. Mets, S. Ozeri, and D. Shmilovitz, "An ultrasonic, electrically isolated channel, over PCB," in *Twenty-Second Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 2007, pp. 1639–1643.
- [57] M. G. L. Roes, M. a. M. Hendrix, and J. L. Duarte, "Contactless energy transfer through air by means of ultrasound," in *IECON 2011 - 37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2011, pp. 1238–1243.
- [58] S. Raavi, B. Arigong, R. Zhou, S. Jung, M. Jin, H. Zhang, and H. Kim, "An optical wireless power transfer system for rapid charging," in *Texas Symposium on Wireless and Microwave Circuits and Systems (WMCS)*, 2013, pp. 1–4.
- [59] C. Liu, A. P. Hu, B. Wang, and N.-K. C. Nair, "A Capacitively Coupled Contactless Matrix Charging Platform With Soft Switched Transformer Control," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 1, pp. 249–260, Jan. 2013.
- [60] Liang Huang, A. P. Hu, A. Swain, Seho Kim, and Yijun Ren, "An overview of capacitively coupled power transfer - A new contactless power transfer solution," in *IEEE 8th Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, 2013, pp. 461–465.
-

- [61] R. Chen, C. Zheng, Z. U. Zahid, E. Faraci, W. Yu, J.-S. Lai, M. Senesky, D. Anderson, and G. Lisi, "Analysis and parameters optimization of a contactless IPT system for EV charger," in *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC 2014*, 2014, pp. 1654–1661.
- [62] D. Han, J. Noppakunkajorn, and B. Sarlioglu, "Comprehensive Efficiency, Weight, and Volume Comparison of SiC and Si-Based Bidirectional DC-DC Converters for Hybrid Electric Vehicles," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 63, no. 7, pp. 3001–3010, Sep. 2014.
- [63] O. C. Onar, M. Chinthavali, S. Campbell, P. Ning, C. P. White, and J. M. Miller, "A SiC MOSFET based inverter for wireless power transfer applications," in *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC 2014*, 2014, pp. 1690–1696.
- [64] Hua Cai, Liming Shi, and Yaohua Li, "Harmonic-Based Phase-Shifted Control of Inductively Coupled Power Transfer," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 2, pp. 594–602, Feb. 2014.
- [65] U. K. Madawala, M. Neath, and D. J. Thrimawithana, "A Power-Frequency Controller for Bidirectional Inductive Power Transfer Systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 1, pp. 310–317, Jan. 2013.
- [66] M. Petersen and F. W. Fuchs, "Development of a 5 kW Inductive Power Transfer System Including Control Strategy for Electric Vehicles," in *International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Manag*, 2014, no. May, pp. 1,8,20–22.
- [67] A. Namadmalan, "Bidirectional Current-Fed Resonant Inverter for Contactless Energy Transfer Systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 1, pp. 238–245, Jan. 2015.
- [68] H. F. Leung, B. J. Willis, and A. P. Hu, "Wireless electric power transfer based on Acoustic Energy through conductive media," in *9th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*, 2014, pp. 1555–1560.
- [69] S. Sherrit, X. Bao, M. Badescu, J. Aldrich, Y. Bar-Cohen, W. Biederman, and Z. Chang, "1 kW Power Transmission Using Wireless Acoustic-Electric Feedthrough (WAEF)," in *Earth & Space 2008*, 2008, pp. 1–10.
- [70] Y. Hu, X. Zhang, J. Yang, and Q. Jiang, "Transmitting electric energy through a metal wall by acoustic waves using piezoelectric transducers.," *IEEE transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control*, vol. 50, no. 7, pp. 773–781, Jul. 2003.
- [71] M. Kluge, T. Becker, J. Schalk, and T. Otterpohl, "Remote acoustic powering and data transmission for sensors inside of conductive envelopes," in *IEEE Sensors*, 2008, pp. 41–44.
- [72] Chao Liu and A. P. Hu, "Steady state analysis of a capacitively coupled contactless power transfer system," in *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2009, pp. 3233–3238.
- [73] C. Liu, A. P. Hu, and N.-K. C. Nair, "Modelling and analysis of a capacitively coupled contactless power transfer system," *IET Power Electronics*, vol. 4, no. 7, p. 808, 2011.
- [74] M. Kline, I. Izyumin, B. Boser, and S. Sanders, "Capacitive power transfer for contactless charging," in *Twenty-Sixth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2011, pp. 1398–1404.
- [75] M. P. Theodoridis, "Effective Capacitive Power Transfer," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 12, pp. 4906–4913, Dec. 2012.
- [76] C. Liu, A. P. Hu, and M. Budhia, "A generalized coupling model for Capacitive Power Transfer systems," in *36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, 2010, pp. 274–279.
- [77] C. Liu, A. P. Hu, and X. Dai, "A contactless power transfer system with capacitively coupled matrix pad," in *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2011, pp. 3488–3494.
- [78] C. Liu, A. P. Hu, and N.-K. C. Nair, "Coupling study of a rotary Capacitive Power Transfer system," in *IEEE International Conference on Industrial Technology*, 2009, pp. 1–6.
- [79] S. Ojika, Y. Miura, and T. Ise, "Inductive contactless power transfer system with coaxial coreless transformer for DC power distribution," in *IEEE ECCE Asia Downunder*, 2013, pp. 1046–1051.
- [80] B. Peschiera and S. S. Williamson, "Review and comparison of inductive charging power electronic converter topologies for electric and plug-in hybrid electric vehicles," in *IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, 2013, pp. 1–6.
- [81] Bolkowski Stanisław, *Teoria obwodów elektrycznych*. 1965.

-
- [82] Hung Cao, V. Landge, U. Tata, Young-Sik Seo, S. Rao, Shou-Jiang Tang, H. F. Tibbals, S. Spechler, and J.-C. Chiao, "An Implantable, Batteryless, and Wireless Capsule With Integrated Impedance and pH Sensors for Gastroesophageal Reflux Monitoring," *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 59, no. 11, pp. 3131–3139, Nov. 2012.
- [83] P. Meyer, P. Germano, M. Markovic, and Y. Perriard, "Design of a Contactless Energy-Transfer System for Desktop Peripherals," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 47, no. 4, pp. 1643–1651, Jul. 2011.
- [84] R. Bosshard, J. Muhlethaler, J. W. Kolar, and I. Stevanovic, "Optimized magnetic design for inductive power transfer coils," in *Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2013, no. Apec, pp. 1812–1819.
- [85] M. Saoudi, D. Puyal, D. Anton, and A. Mediano, "Domestic induction cooking with a new loads multiplexing topology using mechanical switches," in *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 2011, pp. 233–238.
- [86] M. Saoudi, D. Puyal, C. Bernal, D. Anton, and A. Mediano, "Induction cooking systems with single switch inverter using new driving techniques," in *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 2010, pp. 878–883.
- [87] J. M. Burdio, F. Monterde, J. R. Garcia, L. A. Barragan, and A. Martinez, "A Two-Output Series-Resonant Inverter for Induction-Heating Cooking Appliances," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 20, no. 4, pp. 815–822, Jul. 2005.
- [88] V. Prasanth and P. Bauer, "Study of misalignment for On Road Charging," in *IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, 2013, pp. 1–8.
- [89] R. Trevisan and A. Costanzo, "A 1-kW Wireless Power Transfer Link for Welding Rollers," *PIERS Proceedings*, vol. 61, pp. 1566–1570, 2013.
- [90] J. P. C. Smeets, D. C. J. Krop, J. W. Jansen, and E. a. Lomonova, "Contactless power transfer to a rotating disk," in *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 2010, pp. 748–753.
- [91] K. D. Papastergiou and D. E. Macpherson, "Contact-less transfer of energy by means of a rotating transformer," *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, vol. IV, pp. 1735–1740, 2005.
- [92] A. Esser and H.-C. Skudelny, "A new approach to power supplies for robots," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 27, no. 5, pp. 872–875, 1991.
- [93] J. Legranger, G. Friedrich, S. Vivier, and J. C. Mipo, "Comparison of two optimal rotary transformer designs for highly constrained applications," in *Proceedings of IEEE International Electric Machines and Drives Conference*, 2007, vol. 2, pp. 1546–1551.
- [94] W. Xie, H. Li, and C. Wang, "Performance analysis of sliding transformer in contactless inductive power transfer system," in *Electrical Machines and Systems*, 2008, pp. 4360–4363.
- [95] C.-S. Lin, S.-G. Lin, C.-F. Chang, H.-H. Li, and T.-R. Chen, "Model of contactless power transfer system for linear track," in *International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*, 2009, pp. 1075–1079.
- [96] G. a. J. Elliott, G. a. Covic, D. Kacprzak, and J. T. Boys, "A New Concept: Asymmetrical Pick-Ups for Inductively Coupled Power Transfer Monorail Systems," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 42, no. 10, pp. 3389–3391, Oct. 2006.
- [97] S. J. Huang, Y. J. Li, B. G. Huang, T. H. Huang, and T. S. Lee, "Contactless energy-transfer system design for lithium iron phosphate battery-charging circuits," in *International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, 2013, pp. 217–220.
- [98] F. F. A. van der Pijl, M. Castilla, and P. Bauer, "Adaptive Sliding-Mode Control for a Multiple-User Inductive Power Transfer System Without Need for Communication," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 1, pp. 271–279, Jan. 2013.
- [99] S. Raabe and G. A. Covic, "Practical Design Considerations for Contactless Power Transfer Quadrature Pick-Ups," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 1, pp. 400–409, Jan. 2013.
- [100] J. Lastowiecki and P. Staszewski, "Sliding Transformer With Long Magnetic Circuit for Contactless Electrical Energy Delivery to Mobile Receivers," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, no. 6, pp. 1943–1948, Dec. 2006.
-

- [101] N. Hemche and A. Jaafari, "Wireless transmission of power using a PCB transformer with mobile secondary," in *14th IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference*, 2008, pp. 629–634.
- [102] J. L. Villa, J. Sallan, J. F. Sanz Osorio, and A. Llombart, "High-Misalignment Tolerant Compensation Topology For ICPT Systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 2, pp. 945–951, Feb. 2012.
- [103] H. Hoang, S. Lee, Y. Kim, Y. Choi, and F. Bien, "An adaptive technique to improve wireless power transfer for consumer electronics," *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. 58, no. 2, pp. 327–332, May 2012.
- [104] B. Choi, J. Nho, H. Cha, T. Ahn, and S. Choi, "Design and Implementation of Low-Profile Contactless Battery Charger Using Planar Printed Circuit Board Windings as Energy Transfer Device," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 51, no. 1, pp. 140–147, Feb. 2004.
- [105] S. Y. R. Hui and W. C. Ho, "A new generation of universal contactless battery charging platform for portable consumer electronic equipment," in *35th Annual Power Electronics Specialists Conference*, 2004, vol. 1, pp. 638–644.
- [106] P. Meyer, P. Germano, M. Markovic, and Y. Perriard, "Design of a contactless energy transfer system for desktop peripherals," in *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2010, pp. 2253–2258.
- [107] J. Achterberg, E. a. Lomonova, and J. de Boeij, "Coil Array Structures Compared for Contactless Battery Charging Platform," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 44, no. 5, pp. 617–622, May 2008.
- [108] P. Meyer, "Modeling of Inductive Contactless Energy Transfer Systems," vol. 5486, 2012.
- [109] C. L. W. Sonntag, E. A. Lomonova, J. L. Duarte, and A. J. A. Vandenput, "Specialized receivers for three-phase contactless energy transfer desktop applications," in *European Conference on Power Electronics and Applications*, 2007, pp. 1–11.
- [110] J. Sallan, J. Villa, A. Llombart, and J. F. Sanz, "Optimal Design of ICPT Systems Applied to Electric Vehicle Battery Charge," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 6, pp. 2140–2149, Jun. 2009.
- [111] J. L. Villa, J. Sanz, and J. Sallan, "Inductive battery charging system for electric vehicles," in *World Electric Vehicle Symposium and Exhibition (EVS27)*, 2013, pp. 1–4.
- [112] C. Wang, O. Stielau, and G. Covic, "Design Considerations for a Contactless Electric Vehicle Battery Charger," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 52, no. 5, pp. 1308–1314, Oct. 2005.
- [113] J.-Y. Lee and B.-M. Han, "A Bidirectional Wireless Power Transfer EV Charger Using Self-Resonant PWM," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 4, pp. 1784–1787, Apr. 2015.
- [114] S. Chopra and P. Bauer, "Analysis and design considerations for a contactless power transfer system," in *IEEE 33rd International Telecommunications Energy Conference (INTELEC)*, 2011, pp. 1–6.
- [115] W. Zhang, S.-C. Wong, C. K. Tse, and 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 Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 6, pp. 2979–2990, Jun. 2014.
- [116] M. Marcinek and M. Holub, "Coreless , Contactless Power Supply System with DSP Controlled Active Compensation of Parameter Changes," *Elektronika ir elektrotechnika*, vol. 20, no. 10, pp. 11–16, 2014.
- [117] Zhen Ning Low, R. Chinga, R. Tseng, and Jenshan Lin, "Design and Test of a High-Power High-Efficiency Loosely Coupled Planar Wireless Power Transfer System," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 5, pp. 1801–1812, May 2009.
- [118] Y. H. Sohn, B. H. Choi, E. S. Lee, G. C. Lim, G. Cho, and C. T. Rim, "General Unified Analyses of Two-Capacitor Inductive Power Transfer Systems: Equivalence of Current-Source SS and SP Compensations," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 11, pp. 6030–6045, Nov. 2015.
- [119] Z. Dang, Y. Cao, and J. A. Abu Qahouq, "Reconfigurable Magnetic Resonance-Coupled Wireless Power Transfer System," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 11, pp. 6057–6069, Nov. 2015.
- [120] T. LaBella, W. Yu, J.-S. Lai, M. Senesky, and D. Anderson, "A Bidirectional-Switch-Based Wide-Input Range High-Efficiency Isolated Resonant Converter for Photovoltaic Applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 7, pp. 3473–3484, Jul. 2014.

- [121] B. York, W. Yu, and J.-S. Lai, "An Integrated Boost Resonant Converter for Photovoltaic Applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 3, pp. 1199–1207, Mar. 2013.
- [122] F. Musavi, M. Craciun, D. Gautam, M. Edington, W. Eberle, and W. G. Dunford, "Control strategies for a LLC multi-resonant DC-DC converter in battery charging applications," in *Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2013, pp. 1804–1811.
- [123] T. Jiang, X. Chen, J. Zhang, and Y. Wang, "Bidirectional LLC resonant converter for energy storage applications," in *Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2013, pp. 1145–1151.
- [124] S. Jiang, W. Zhang, B. Liu, and F. Wang, "Automatic resonant frequency tracking in unregulated LLC resonant converters based on total resonant current harmonic calculation," *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 4193–4198, Sep. 2013.
- [125] A. Rodriguez, M. Fernandez, A. Vazquez, D. G. Lamar, M. Arias, and J. Sebastian, "Optimizing the efficiency of a dc-dc boost converter over 98% by using commercial SiC transistors with switching frequencies from 100 kHz to 1MHz," in *Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2013, pp. 641–648.
- [126] D. Han, J. Noppakunkajorn, and B. Sarlioglu, "Efficiency comparison of SiC and Si-based bidirectional DC-DC converters," in *IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, 2013, pp. 1–7.
- [127] J. D. Irwin, *The industrial electronics handbook*. 2011.
- [128] A. Bellini, S. Bifaretti, and V. Iacovone, "Resonant DC-DC converters for photovoltaic energy generation systems," in *2008 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion*, 2008, pp. 815–820.
- [129] J. M. Correa, E. D. Hutto, F. A. Farret, and M. G. Simoes, "A fuzzy-controlled pulse density modulation strategy for a series resonant inverter with wide load range," in *IEEE 34th Annual Conference on Power Electronics Specialist, 2003. PESC '03.*, 2003, vol. 4, pp. 1650–1655.
- [130] Y. Tang and A. Khaligh, "A novel bridgeless high-frequency resonant AC-DC converter," in *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC 2014*, 2014, pp. 125–130.
- [131] F. Musavi, P. K. Jain, and Haibo Zhang, "A resonant AC/DC converter for high frequency power architecture," in *Annual International Telecommunications Energy Conference*, 2002, no. February 2002, pp. 497–503.
- [132] C. Chakraborty and M. Ishida, "Low-harmonic resonant CLL-type AC/DC converter," *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, vol. 148, no. 2, p. 187, 2001.
- [133] G.-W. Moon, "Switched sliding-mode control for ZCS series-resonant AC/DC converter," *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, vol. 142, no. 5, p. 297, 1995.
- [134] T. Jakubowski, S. Kalisiak, M. Holub, R. Palka, T. Borkowski, and J. Myskow, "New resonant inverter topology with active energy recovery in PDM mode for DBD plasma reactor supply," *Proceedings of the 2011 14th European Conference on Power Electronics and Applications*, pp. 1–8, 2011.
- [135] S. Kalisiak, M. Holub, and T. Jakubowski, "Resonant inverter with output voltage pulse-phase-shift control for DBD plasma reactor supply," *2009 13th European Conference on Power Electronics and Applications*, vol. 2, 2009.
- [136] V. Boscaino, F. Pellitteri, G. Capponi, and R. La Rosa, "A wireless battery charger architecture for consumer electronics," in *IEEE Second International Conference on Consumer Electronics - Berlin (ICCE-Berlin)*, 2012, pp. 84–88.
- [137] C. Tang, X. Dai, Z. Wang, Y. Su, and Y. Sun, "A bidirectional contactless power transfer system with dual-side power flow control," in *IEEE International Conference on Power System Technology (POWERCON)*, 2012, pp. 1–6.
- [138] D. J. Thrimawithana, U. K. Madawala, and M. Neath, "A Synchronization Technique for Bidirectional IPT Systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 1, pp. 301–309, Jan. 2013.

- [139] S. Moon, B.-C. Kim, S.-Y. Cho, and G.-W. Moon, "Analysis and design of wireless power transfer system with an intermediate coil for high efficiency," in *IEEE ECCE Asia Downunder*, 2013, pp. 1034–1040.
- [140] R. M. Miskiewicz, A. J. Moradewicz, and M. P. Kazmierkowski, "Contactless battery charger with bi-directional energy transfer for plug-in vehicles with vehicle-to-grid capability," in *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 2011, pp. 1969–1973.
- [141] H. Cai, L. Shi, and R. Zhang, "A novel control method of resonant inverter for movable contactless power supply system of maglev," in *International Conference on Electrical Machines and Systems*, 2011, no. 1, pp. 1–4.
- [142] Z. Pantic, S. Bai, and S. M. Lukic, "ZCS LCC - Compensated Resonant Inverter for Inductive-Power-Transfer Application," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 8, pp. 3500–3510, Aug. 2011.
- [143] J. Acero, C. Carretero, I. Lope, R. Alonso, O. Lucia, and J. M. Burdio, "Analysis of the Mutual Inductance of Planar-Lumped Inductive Power Transfer Systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 1, pp. 410–420, Jan. 2013.
- [144] J. P. W. Chow, Nan Chen, H. S. H. Chung, and L. L. H. Chan, "Misalignment tolerable coil structure for biomedical applications with wireless power transfer," in *35th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society (EMBC)*, 2013, vol. 2013, pp. 775–778.
- [145] J. T. Boys, G. A. J. Elliott, and G. A. Covic, "An Appropriate Magnetic Coupling Co-Efficient for the Design and Comparison of ICPT Pickups," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 1, pp. 333–335, Jan. 2007.
- [146] M. Ryu, H. Cha, Y. Park, and J. Back, "Analysis of the contactless power transfer system using modelling and analysis of the contactless transformer," in *Industrial Electronics Society, 2005. IECON 2005. 31st Annual Conference of IEEE, 2005*, p. 7–pp.
- [147] H. Qiang, X. Huang, L. Tan, Q. Ji, and J. Zhao, "Achieving maximum power transfer of inductively coupled wireless power transfer system based on dynamic tuning control," *Science China Technological Sciences*, vol. 55, no. 7, pp. 1886–1893, May 2012.
- [148] D. Ahn and S. Hong, "A Transmitter or a Receiver Consisting of Two Strongly Coupled Resonators for Enhanced Resonant Coupling in Wireless Power Transfer," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 3, pp. 1193–1203, Mar. 2014.
- [149] A. Green, "10 kHz inductively coupled power transfer - concept and control," in *Proceedings of 5th International Conference on Power Electronics and Variable-Speed Drives*, 1994, vol. 1994, pp. 694–699.
- [150] C. Zheng, R. Chen, and J. Lai, "Design considerations to reduce gap variation and misalignment effects for inductive power transfer system," in *IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2014, vol. 30, no. 11, pp. 1384–1390.
- [151] I. Jabri, F. Ghodbane, A. Bouallegue, and A. Khedher, "Analysis of the coreless transformer in wireless battery vehicle charger," in *2014 Ninth International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER)*, 2014, pp. 1–6.
- [152] M. H. Rashid, *Power electronics handbook*. Ademic Press, 2001.
- [153] S. Kalisiak, M. Marcinek, M. Holub, R. Palka, M. Hołub, and R. Pałka, "Contactless power supply system with resonant circuit parameter change compensation," in *14th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE 2011)*, 2011, pp. 1–8.
- [154] M. Yang, X. Li, Z. Ao, and Y. Wang, "Transferred Power Control for ICPT Pick-ups Utilizing Dynamically Switched Inductor*," *Energy Procedia*, vol. 16, pp. 1440–1447, Jan. 2012.
- [155] J. Hsu, A. Hu, and A. Swain, "Directional tuning control of wireless/contactless power pickup for inductive power transfer (IPT) system," in *Source Advances in Solid State Circuits Technologies*, 2010, pp. 221–237.
- [156] R. Pałka and H. May, "Induktivitäts- und Gegeninduktivitätsberechnung von Rund- und Rechteckspulen. Institut für elektrische Maschinen," *Antriebe und Bahnen*, Braunschweig, 2005.
- [157] H. Akima, "A Method of Smooth Curve Fitting ESSA Technical Report ERL ; 101-ITS 73 Tom 101 z ESSA technical report," Institute for Telecommunication Sciences, 1969.
- [158] M. Abramowitz and I. A. Stegun, *Handbook of Mathematical Functions with Formulas, Graphs, and Mathematical Tables*. U.S. Government Printing Office, 1964.

- [159] Ansys Maxwell, "Maxwell Online Help." ANSYS, 2003.
- [160] R. Piotuch, "Inductance calculation considering magnetic saturation of interior permanent magnet synchronous machines," *Informatyka, Automatyka, Pomiar w Gospodarce i Ochronie Środowiska*, vol. 2, pp. 29–33, 2013.
- [161] D. Maksimovic and R. Erickson, *Fundamentals of power electronics*. 2011.
- [162] E. Gati, G. Kampitsis, I. Stavropoulos, S. Papathanassiou, and S. Manias, "Wireless Phase - Locked Loop control for inductive Power Transfer Systems," in *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2015, pp. 1601–1607.
- [163] J. Kim, H. Kim, C. Song, I.-M. Kim, Y. Kim, and J. Kim, "Electromagnetic interference and radiation from wireless power transfer systems," in *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC)*, 2014, no. 2010, pp. 171–176.
- [164] M. Ibrahim, "Wireless Inductive Charging for Electrical Vehicles: Electromagnetic Modelling and Interoperability Analysis," p. 182, 2014.
- [165] International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection, "Guidelines for limiting exposure to time-varying electric and magnetic fields (1 Hz to 100 kHz).," *Health physics*, vol. 99, no. 6, pp. 818–36, 2009.
- [166] J. Herbertz, "Comment on the ICNIRP guidelines for limiting exposure to time-varying electric, magnetic, and electromagnetic fields (up to 300 GHz)," *Health physics*, vol. 75, no. 5, p. 535, 1998.
- [167] M. Zaheer, N. Patel, and A. P. Hu, "Parallel tuned contactless power pickup using saturable core reactor," in *IEEE International Conference on Sustainable Energy Technologies (ICSET)*, 2010, pp. 1–6.
- [168] A. P. Hu and S. Hussmann, "Improved Power Flow Control for Contactless Moving Sensor Applications," *IEEE Power Electronics Letters*, vol. 2, no. 4, pp. 135–138, Dec. 2004.
- [169] J.-U. W. Hsu, A. P. Hu, and A. Swain, "A Wireless Power Pickup Based on Directional Tuning Control of Magnetic Amplifier," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 7, pp. 2771–2781, Jul. 2009.
- [170] P. Si, A. Hu, S. Malpas, and D. Budgett, "Switching Frequency Analysis of Dynamically Detuned ICPT Power Pick-ups," in *International Conference on Power System Technology*, 2006, pp. 1–8.
- [171] J. James, J. Boys, and G. Covic, "A variable inductor based tuning method for ICPT pickups," in *International Power Engineering Conference*, 2005, vol. 2, pp. 1142–1146 Vol. 2.
- [172] H. Tunia, *Układy energoelektroniczne: obliczanie, modelowanie, projektowanie*. Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, 1982.
- [173] K. J. Astrom and T. Hagglund, "Discrete PID controller," 1995.
- [174] "TMS320F28335 | Delfino F2833x/F2837x | Real-time Control | Description & parametrics." <http://www.ti.com/product/tms320f28335>. [10-Mar-2015].
- [175] "BTM-222 Datasheet." http://www.tme.eu/pl/Document/b90358c53cd65c9b10d2914f55812666/btm222_datasheet.pdf. [10-Mar-2015].
- [176] "Data Sheet - ACPL-P343 and ACPL-W343, 4.0 Amp Output Current IGBT Gate Drive Optocoupler with Rail-to-Rail Output Voltage in Stretched SO6 (277 KB)." <http://www.avagotech.com/docs/AV02-2928EN>. [10-Mar-2015].
- [177] "TORX173 pdf, TORX173 Szczegóły, TORX173 dane, TORX173 view ::: ALLDATASHEET :::" <http://pdf1.alldatasheet.pl/datasheet-pdf/view/94807/TOSHIBA/TORX173.html>. [10-Mar-2015].
- [178] "TOTX - 173." <http://www.jitter.de/pdfextern/TOTX173.pdf>. [10-Mar-2015].
- [179] "IRFP32N50K." <http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irfp32n50k.pdf>. [10-Mar-2015].
- [180] "IDH10S120 - Infineon Technologies." <http://www.infineon.com/cms/en/product/power/sicarbide-sic/IDH10S120/productType.html?productType=db3a304413b8b4e80113d463d39a09ad>. [10-Mar-2015].
- [181] "Mosfet IRFP4242PbF datasheet." <http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irfp4242pbf.pdf>. [10-Mar-2015].