UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO
ESCOLA DE ENGENHARIA DE SÃO CARLOS
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

RODOLFO CASTANHO FERNANDES

ELEMENTOS MAGNÉTICOS FRACAMENTE ACOPLADOS PARA
APLICAÇÃO EM TRANSFERÊNCIA INDUTIVA DE POTÊNCIA:
PROCEDIMENTO E CRITÉRIOS DE PROJETO, ANÁLISE DE
SENSIBILIDADE E CONDIÇÕES DE BIFURCAÇÃO

SÃO CARLOS

2015

RODOLFO CASTANHO FERNANDES

ELEMENTOS MAGNÉTICOS FRACAMENTE ACOPLADOS PARA
APLICAÇÃO EM TRANSFERÊNCIA INDUTIVA DE POTÊNCIA:
PROCEDIMENTO E CRITÉRIOS DE PROJETO, ANÁLISE DE
SENSIBILIDADE E CONDIÇÕES DE BIFURCAÇÃO

Tese de doutorado apresentada ao Programa de Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia de São Carlos como parte dos requisitos para a obtenção do título de Doutor em Ciências.

Área de concentração: Sistemas Dinâmicos

Orientador: Prof. Dr. Azauri Albano de Oliveira Jr.

SÃO CARLOS

2015

Trata-se da versão corrigida da tese. A versão original se encontra disponível na EESC/USP que aloja o Programa de Pós-Graduação de Engenharia Elétrica.

AUTORIZO A REPRODUÇÃO TOTAL OU PARCIAL DESTE TRABALHO,
POR QUALQUER MEIO CONVENCIONAL OU ELETRÔNICO, PARA FINS
DE ESTUDO E PESQUISA, DESDE QUE CITADA A FONTE.

F363e Fernandes, Rodolfo Castanho
 Elementos Magnéticos Fracamente Acoplados para
Aplicação em Transferência Indutiva de Potência:
Procedimento e Critérios de Projeto, Análise de
Sensibilidade e Condições de Bifurcação / Rodolfo
Castanho Fernandes; orientador Azauri Albano de
Oliveira Jr.. São Carlos, 2015.

Tese (Doutorado) - Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica e Área de Concentração em Sistemas
Dinâmicos -- Escola de Engenharia de São Carlos da
Universidade de São Paulo, 2015.

1. Conversores Ressonantes. 2. Transferência
Indutiva de Potência. 3. Elementos Magnéticos. I.
Título.

FOLHA DE JULGAMENTO

Candidato: Engenheiro **RODOLFO CASTANHO FERNANDES**.

Título da tese: "Elementos magnéticos fracamente acoplados para aplicação em transferência indutiva de potência: procedimento e critérios de projeto, análise de sensibilidade e condições de bifurcação".

Data da defesa: 04/09/2015

Comissão Julgadora:

Resultado:

Prof. Dr. **Azauri Albano de Oliveira Junior (Orientador)**
(Escola de Engenharia de São Carlos/EESC)

aprovado

Prof. Dr. **José Roberto Boffino de Almeida Monteiro**
(Escola de Engenharia de São Carlos/EESC)

APROVADO

Prof. Associado **Wilson Komatsu**
(Escola Politécnica/EP-USP)

Aprovado m w b

Prof. Dr. **Pedro Gomes Barbosa**
(Universidade Federal de Juiz de Fora/UFJF)

Aprovado

Prof. Dr. **Moacyr Aureliano Gomes de Brito**
(Universidade Tecnológica Federal do Paraná/UTFPR)

APROVADO

Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica:
Prof. Associado **Luis Fernando Costa Alberto**

Presidente da Comissão de Pós-Graduação:
Prof. Associado **Paulo César Lima Segantine**

Agradecimentos

Em primeiro lugar agradeço à minha família, Álvaro, Valkíria e Mariana pelo apoio em todas as fases da minha formação acadêmica. Em especial, agradeço à minha companheira de muitos anos, Arêta, pela paciência e compreensão nestes anos em que estive dividido entre o trabalho e o doutorado. Provavelmente ela entende de Transferência Indutiva de Potência tanto quanto eu. Eu não chegaria aqui sem vocês.

Agradeço ao Prof. Azauri pela disposição em me orientar em um assunto que poucos investigaram no Brasil até o momento. Agradeço também pelo empenho em obter recursos para a realização deste trabalho.

Também agradeço ao Prof. John Boys, Prof. Grant Covic e Prof. Zoran Salcic, por me receberem e me orientarem durante meu período de trabalho como Pesquisador Visitante na Universidade de Auckland, Nova Zelândia. As idéias que surgiram deste período deram origem aos capítulos 4, 5 e 6 desta tese. Incluo neste agradecimento os colegas de laboratório da Universidade de Auckland, Hui Zhi Beh, Ganesh Nagendra e Abiezer Tejeda.

Agradeço aos membros da banca de defesa, Prof. Pedro Gomes Barbosa, Prof. Moacyr Aureliano Gomes de Brito, Prof. Wilson Komatsu e Prof. José Roberto Boffino de Almeida Monteiro pela disposição em participar e pelos comentários e sugestões. Agradeço ainda aos membros da banca de qualificação, que igualmente contribuíram para o trabalho, Prof. Diógenes Pereira Gonzaga e Prof. Carlos Alberto Canesin.

Agradeço ao colega de pós-graduação Geyverson Teixeira de Paula, pela ajuda em trabalhos no laboratório e pelas conversas a respeito do *FEMM* e simulações com elementos finitos.

Todo o período de doutoramento foi feito em tempo parcial, tendo sido o tempo dividido entre a USP e a empresa Máquinas Agrícolas Jacto (unidade *Small Farm Solutions*). Pelo apoio financeiro a esta pós-graduação e, principalmente, o apoio moral durante estes anos em que estive parcialmente disponível na empresa, agradeço ao Sr. Marco Antônio Arantes Esteves, ao Sr. Franklin Shunjiro Nishimura e ao Sr. Carlos Daniel Haushahn. Agradeço ainda aos amigos Rodrigo Marcon Sanches, Nelson Félix de Lima Jr. e Gustavo Barbosa Micheli pelas conversas, principalmente nos primeiro anos deste trabalho.

Agradeço à Sra. Celisa Sierra, da empresa Thornton Eletrônica Ltda., pela doação de diversos núcleos magnéticos usados nesta tese.

Resumo

FERNANDES, R. C. **Elementos Magnéticos Fracamente Acoplados para Aplicação em Transferência Indutiva de Potência: Procedimento e Critérios de Projeto, Análise de Sensibilidade e Condições de Bifurcação**. Tese de Doutorado – Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, 2015.

Além da transferência de energia elétrica por meio de condutores sólidos que interligam carga e fonte elétrica, existem formas alternativas que, por não necessitarem de conexão mecânica, permitem maior mobilidade espacial para a carga e trazem inúmeras novas possibilidades de aplicação. Dentre estas formas alternativas está a Transferência Indutiva de Potência, que possui desafios claros no que diz respeito ao projeto do sistema magnético formado pelos indutores emissor e receptor, quando entre eles existe acoplamento magnético muito reduzido. A retirada do núcleo magnético sólido entre emissor e receptor confere a possibilidade de o receptor se mover em relação ao emissor, o que permite a transferência de potência a uma carga móvel. Contudo, o baixo coeficiente de acoplamento magnético torna o sistema fracamente acoplado sensível a variações tanto no circuito ressonante que o alimenta quanto na própria geometria magnética, onde pequenas modificações dimensionais resultam em significativos ganhos de potência no receptor. Esta tese apresenta inicialmente um conjunto de rotinas computacionais que agilizam o projeto de sistemas fracamente acoplados contendo emissores e receptores circulares ou espirais. Estas rotinas agem como pré e pós-processadores do Método dos Elementos Finitos, que por sua vez é solucionado por um aplicativo bidimensional gratuito. Com esta abordagem, é possível desenvolver rapidamente acopladores magnéticos com parâmetros realísticos, cuja montagem experimental demonstra excelente conformidade com os resultados teóricos. Um grupo de onze acopladores magnéticos diferentes é avaliado nesta tese como demonstração de que a otimização de parâmetros geométricos é relevante para a maximização de potência no receptor. Compara-se também o desempenho de acopladores Bipolar, Duplo D e Duplo D Quadratura. Após evidenciar relações geométricas e magnéticas para os diversos acopladores, verifica-se por meio de estudos de sensibilidade paramétrica, que não apenas a geometria do sistema fracamente acoplado influencia em seu desempenho, mas também a escolha dos parâmetros das malhas ressonantes conectadas ao emissor e ao receptor. Disto se conclui sobre a importância da Análise de Sensibilidade em Transferência Indutiva de Potência, pois, como demonstrado, certas malhas ressonantes são naturalmente mais tolerantes a variações do coeficiente de acoplamento magnético do que outras, por exemplo, aquelas em que há compensação do tipo paralelo no emissor. Por fim, o trabalho dedica-se ao estabelecimento de critérios para a ocorrência do fenômeno de bifurcação, segundo o qual múltiplas frequências de ressonância podem ocorrer em um conversor em frequência variável, a depender da carga conectada ao receptor e dos fatores de qualidade dos indutores. O equacionamento, obtido numericamente e que foi generalizado para casos em que existem múltiplos receptores, permite boa previsibilidade a respeito do comportamento dinâmico de sistemas variáveis em frequência.

Palavras-chave: Conversores ressonantes, transferência indutiva de potência, elementos magnéticos.

Abstract

FERNANDES, R. C. **Loosely Coupled Magnetic Elements for Inductive Power Transfer: Procedure and Design Criteria, Sensitivity Analysis and Bifurcation Conditions**. Ph.D. Thesis – Sao Carlos School of Engineering, University of Sao Paulo, 2015.

In addition to the transfer of electrical energy by means of solid conductors that interconnect electrical source and load, there are alternative ways that does not require mechanical connection and allow spatial mobility to the load bringing numerous new application possibilities. Among these alternative forms is Inductive Power Transfer, which has clear challenges with respect to the magnetic system design formed by emitter and receiver inductors, since there is very little magnetic coupling between them. The removal of the solid magnetic core between emitter and receiver introduces the possibility of moving receivers. However, the low magnetic coupling coefficient makes the loosely coupled system sensitive to variations in both the resonant circuit parameters and the magnetic geometry, where small dimensional changes result in significant power gains in the receiver. This thesis initially presents a set of computing routines that allows the design of loosely coupled systems containing circular or spiral inductors. These routines act as pre- and post-processors for Finite Element Method, which in turn is solved by a free two-dimensional application. With this approach one can quickly develop magnetic couplers with realistic parameters, which is demonstrated by comparison between experimental and theoretical results. A group of eleven different magnetic couplers is evaluated as a proof that the optimization of geometric parameters is relevant to maximizing the power of the receiver. Moreover, the performance of Bipolar, Double D and Double D Quadrature couplers are studied. Later, it is verified by means of parametric sensitivity analysis that not only the geometry of the loosely coupled system influences its performance, but also the choice of the parameters of the resonant converters connected to emitter and receiver. The sensitivity analysis of Inductive Power Transfer converters was found to be of great importance because, as shown by a numerical example, certain resonant topologies can be naturally more tolerant to variations in the magnetic coupling coefficient than others. Finally, the work is dedicated to the establishment of precise criteria for the occurrence of bifurcation phenomenon whereby multiple resonant frequencies can occur in a converter under variable frequency excitation, depending on the load connected to the receiver and the quality factors of inductors. The equations obtained numerically were generalized for cases where there are multiple receivers and allow good predictability about the dynamic behavior of variable frequency systems.

Keywords: Inductive power transfer, magnetic elements, resonant converters.

Sumário

Capítulo 1 - Introdução ao Conceito de Transferência Indutiva de Potência.....	13
1.1 - Introdução	13
1.2 - Transferência Indutiva de Potência.....	15
1.3 – Aplicações e Cenário Comercial	17
1.4 - Limitações e Desafios	18
1.5 - Objetivos, Escopo e Organização da Tese	19
Capítulo 2 – Transferência Indutiva de Potência: Revisão	21
2.1 - Considerações Iniciais	21
2.2 - Circuitos Ressonantes em TIP	21
2.3 - Estágio Emissor	27
2.4 - Estágio Receptor	43
2.5 - Controle do Fluxo de Potência.....	45
2.6 - Modelagens Analíticas.....	52
2.7 - Efeitos Biológicos da Tecnologia de TIP e Padronização	59
2.8 - Comparação e Classificação de Propostas para TIP	61
2.9 - Considerações Finais	65
Capítulo 3 – Aplicações do Método dos Elementos Finitos em Sistemas Fracamente Acoplados	67
3.1 - Introdução	67
3.2 - Dimensionamento Iterativo do SFA	68
3.3 - Estrutura Genérica dos Algoritmos Exaustivos	68
3.4 - Algoritmos de Indutância Alvo.....	70
3.5 - Algoritmos de Especificação de Saída Alvo.....	78
3.6 - Algoritmos Adicionais	81
3.7 - Demonstrações Experimentais.....	84
3.8 - Limitações e Comentários Adicionais	89
3.9 - Considerações Finais	90

Capítulo 4 – Caracterização de Acopladores Magnéticos	91
4.1 - Introdução	91
4.2 - Caracterização Geométrica	92
4.3 – Comparação para o Caso de Mesma Potência Aparente Não-Compensada.....	121
4.4 - Considerações Finais.....	123
Capítulo 5 – Modelos Exatos e Estudos de Sensibilidade Paramétrica.....	125
5.1 - Introdução	125
5.2 - Modelos Matemáticos Fasoriais	127
5.3 - Índice de Sensibilidade Local Normalizado.....	135
5.4 - Índice de Sensibilidade Global.....	136
5.5 - Método de Monte Carlo	138
5.6 - Sobre Técnicas de Controle e a Sensibilidade Paramétrica	154
5.7 - Considerações Finais.....	155
Capítulo 6 – Estudo de Conversores em Modo de Bifurcação	157
6.1 - Introdução	157
6.2 - Condições Generalizadas de Bifurcação	159
6.3 - Efeito sobre Potência e Frequência	167
6.4 - Bifurcação em Sistemas com Múltiplos Receptores	169
6.5 - Síntese e Simulação de Controlador em Modo Bifurcação Pré-Programado.....	175
6.6 - Considerações Finais.....	181
Capítulo 7 – Conclusões e Propostas de Continuidade	183
7.1 – Conclusões Gerais	183
7.2 – Publicações e Reconhecimentos	184
7.3 – Propostas de Continuidade	185
Referências	187
Apêndices	197

Capítulo 1

Introdução ao Conceito de Transferência Indutiva de Potência

1.1 - Introdução

Todos os dispositivos elétricos fazem uso da transferência de energia elétrica para a realização de trabalho útil e tal transferência se dá entre a fonte de energia e a carga (o dispositivo em si). Usualmente estes dois elementos são conectados solidamente, através de cabos, conectores e contatos elétricos, em aplicações que vão desde poucos *watts* até elevadas potências, da ordem de MW e além. Contudo, existem maneiras alternativas para transferir potência, sem conexões mecânicas.

As primeiras investigações a respeito de transferência de potência elétrica “sem fios” são tão antigas quanto a proposta dos motores em corrente alternada. De fato, o pioneirismo de Nikola Tesla (previamente demonstrado no desenvolvimento e aperfeiçoamento do próprio motor de indução conforme Tesla (1888)), voltou-se à possibilidade de transferência de quantidades significativas de energia utilizando apenas o ar como meio. As primeiras tentativas experimentais datam da década de 1890 e geraram resultados científicos de valor, onde se incluem a primeira fonte elétrica “sem fios” Tesla (1891) e demais dispositivos necessários para sua implementação e uso, Tesla (1900b), e o próprio conceito de transferência indutiva, apresentado por Tesla (1900a). Entretanto, foi o trabalho de Hutin e LeBlanc (1894) o primeiro a implementar uma aplicação da nova tecnologia, em um sistema de eletrificação de trens. Todos estes estudos foram propostos apenas três décadas após a organização das Equações de Maxwell. Assim, pode-se afirmar que a transferência de energia sem contatos elétricos é um desejo antigo.

Hoje, os principais esforços em transferência de energia “sem fios” estão dedicados principalmente às seguintes vertentes:

- Transmissão de Potência por Microondas, caracterizada por frequências na faixa de 300 MHz e 300 GHz. Feixes de microondas são emitidos por bases fixas a fim de atingir um alvo e disponibilizar potência suficiente para a operação de mecanismos ou carregamento de baterias. Tipicamente as distâncias que separam emissor e receptor são muito superiores às dimensões destes dispositivos. Justifica-se nas pesquisas aeroespaciais, havendo inclusive implementações de forte caráter prático, de acordo com Miyakawa (2011) e também Shinohara e Ishikawa (2011). As frequências de operação usuais são 2,45 GHz e 5,8 GHz de acordo com Li, J.L. (2011). Na compilação de trabalhos de Brown (1984) discute-se a transmissão de 30 kW a distância superior a 1 km, em terra, com emissor de 5,8 m de diâmetro;

- Transmissão de Potência por Laser, cujas implementações mais promissoras são aquelas onde as fontes de laser emitem radiações de comprimento de onda entre 850 e 3800 nm, ou seja, no espectro infravermelho, de acordo com Mason (2011). Um comprimento de onda específico, conhecido e bem controlado é emitido a fim de atingir um alvo a longa distância, dotado de elementos fotovoltaicos especiais, que são aprimoramentos dos semicondutores fotovoltaicos convencionais, conforme Armstrong *et al.* (2010). Estes elementos são desenvolvidos para responder com máxima eficiência no comprimento de onda da radiação eletromagnética originada do emissor;

- Transferência Capacitiva de Potência (TCP), cuja operação é baseada no estabelecimento de um campo elétrico variável no tempo entre duas ou mais placas condutoras em um princípio semelhante ao dos capacitores convencionais. Boa parte da modelagem dos dispositivos usados em TCP pode ser feita a partir do equacionamento clássico de capacitores, conforme Hayt (2001), principalmente no que se refere à geometria das placas, distância entre elas, materiais condutores e isolantes empregados. Além disso, a generalização matemática proposta por Liu, Hu e Budhia (2010) pode ser usada na análise destes circuitos.

A Figura 1.1 ilustra de maneira simplificada a construção de um sistema para TCP onde um circuito ressonante é associado a um estágio inversor em alta frequência. Para formar um caminho de circulação da corrente no secundário, é necessário no mínimo um par de placas metálicas acopladas capacitivamente.

Figura 1.1 – Estrutura simplificada de um conversor para transferência capacitiva de potência

O elemento capacitivo tem uma de suas placas metálicas estacionária enquanto a outra (do lado da carga) possui algum grau de liberdade espacial. O campo elétrico estabelecido entre as placas permite a transferência de potência (inclusive através de objetos metálicos). É uma tecnologia que requer tensões elevadas, resultando em campos elétricos potencialmente perigosos e que podem superar o limiar da rigidez dielétrica do ar (30 kV/cm).

As propostas de Ludois, Reed e Hanson (2011) para máquinas síncronas e também Liu, Hu e Nair (2009), indicam a real possibilidade de aplicação desta técnica no circuito de excitação (circuito de campo) de pequenas máquinas elétricas, como uma alternativa aos contatos elétricos sólidos (escovas) e transformadores rotativos em excitatrizes. O carregamento de baterias e o acionamento de LEDs (termo em inglês para Diodo Emissor de Luz) também são abordados com esta técnica

conforme Kline *et al.* (2011) e Kline (2010), respectivamente. Nestes casos as potências transferidas são inferiores a 30 W com distâncias de separação de poucos décimos de milímetro entre placas metálicas. Contribuições ao estudo de TCP são descritas em detalhes por Liu (2011);

- Transferência Indutiva de Potência (TIP), que é a forma alternativa mais avançada atualmente e baseia-se no fenômeno de indução eletromagnética. A depender da aplicação, dos níveis de potência e da tecnologia semicondutora disponível, permite transferência de potência entre sistemas afastados de poucas dezenas de milímetros a alguns metros. A seção seguinte discute a tecnologia, alvo de estudo desta tese.

1.2 - Transferência Indutiva de Potência

Um transformador convencional, dotado de um circuito primário e um secundário, opera segundo duas das Equações de Maxwell: a Lei Circuital de Ampère-Maxwell e a Lei da Indução de Faraday. A primeira indica que a corrente elétrica alternada que circula no primário, $i_p(t)$, estabelece um campo magnético variante no tempo. As linhas de fluxo magnético resultantes são confinadas em um elemento de permeabilidade magnética maior que o meio circundante, de forma que há um caminho preferencial para que o fluxo chegue ao enrolamento secundário. Finalmente, o fluxo magnético mútuo, concatenado pelo secundário, $\phi_m(t)$, dá origem à força eletromotriz, segundo a Lei da Indução de Faraday, e conseqüentemente tem-se a corrente no secundário, $i_s(t)$. Portanto, a potência elétrica disponibilizada pela fonte que alimenta o primário é transferida a uma carga no secundário por meio de indução eletromagnética.

O núcleo magnético dos transformadores convencionais une mecanicamente o primário e o secundário. Isto favorece o acoplamento magnético k , que se aproxima da unidade, mas impede que o secundário tenha liberdade de posicionamento espacial.

Quando se elimina o núcleo magnético ou quando este é dividido em duas partes (uma contendo o enrolamento primário e outra o secundário) separadas por um entreferro, ganha-se mobilidade às custas de redução do coeficiente de acoplamento, tal que tipicamente $k < 0,5$ (fluxo mútuo, $\phi_m(t)$, e fluxo de dispersão, $\phi_d(t)$, são da mesma ordem de grandeza). Nesta condição, certamente ainda valem os mesmos princípios que regem a operação do transformador convencional.

Como será visto nos capítulos seguintes, o primário (que também é chamado de “emissor” neste trabalho) precisa ser excitado por correntes de amplitude e frequência suficientes para compensar o baixo acoplamento magnético. Assim, conforme Figura 1.2, uma aplicação típica de TIP requer frequências da ordem de dezenas de kHz no lado do emissor. Dada a natureza indutiva do circuito e a conseqüente circulação de energia reativa no emissor, praticamente todos os estágios CA-CA ou CC-CA contém malhas de compensação capacitiva.

O mesmo ocorre para o circuito do receptor (chamado de *pickup*, na literatura), que contém uma malha de compensação da reatância introduzida pelo indutor secundário. Ao receptor podem estar conectadas cargas em CC (requerem a introdução de retificador) ou em CA.

O elemento ou estágio por onde se estabelece o fluxo magnético (os indutores do emissor e do receptor em si) é chamado de Sistema Fracamente Acoplado (SFA), ou acoplador magnético, e tem basicamente três funções essenciais:

- Elevar o coeficiente de acoplamento quando emissor e receptor estão separados, melhorando a maneira como as linhas de fluxo magnético partem do emissor e aprimorando a forma como o receptor as coleta;
- Conferir tolerância de posicionamento relativo entre emissor e receptor, ou seja, impedir variação abrupta de k quando o SFA for submetido a condições espaciais diferentes da nominal;
- Reduzir a dispersão do fluxo magnético ao redor do SFA.

Figura 1.2 – Esquema simplificado de conversor para transferência indutiva de potência

Na tecnologia TIP, a inexistência de contatos elétricos por onde se estabelece o fluxo de potência implica na impossibilidade de produção de faíscas elétricas e, como os circuitos emissor e receptor podem ser encapsulados, o nível de isolamento torna-se bastante elevado e o risco de choque elétrico ao operador é severamente minimizado.

Mais além, não existem componentes móveis no circuito primário ou no secundário dos conversores, ao contrário dos dispositivos onde são usadas escovas de carbono e outras formas de contato elétrico. Sendo assim, nas aplicações onde escovas são necessárias pode haver aumento de robustez com a introdução desta tecnologia e ao mesmo tempo pode-se reduzir a necessidade de manutenção.

Com exceção de componentes metálicos ou magnéticos, não há restrições para o meio de separação entre primário e secundário, podendo este ser composto por ar, líquidos, gases inflamáveis ou tóxicos.

1.3 – Aplicações e Cenário Comercial

Com as características mencionadas anteriormente, a tecnologia de TIP tem encontrado aplicações em:

- Eletrodomésticos e dispositivos portáteis, conforme discute Waffenschmidt (2011), onde a potência requerida pela carga geralmente é inferior a 40 W, com separação primário-secundário de poucos milímetros. Waffenschmidt e Staring (2009) trazem ainda considerações sobre os limites de potência para este tipo de aplicação. A Figura 1.3(a) ilustra um sistema disponível comercialmente para recarga de celulares, em processo de popularização nos últimos meses;
- Carregamento de baterias tracionárias para veículos elétricos, de acordo com Lukic *et al.* (2010), estejam estes em movimento, como analisa Covic *et al.* (2007) (a transferência de potência se dá enquanto o veículo é deslocado sobre o carregador indutivo, conforme ilustração da Figura 1.3(b)), ou parados sobre o carregador como mostram Budhia, Covic e Boys (2011), de acordo com o que é ilustrado na Figura 1.3(c). A aplicação em veículos elétricos vem de longa data e historicamente o equacionamento básico foi proposto por Eghtesadi (1990);

Figura 1.3 – Aplicações da tecnologia de TIP, (a) em telefones celulares, disponibilizado comercialmente por GETPOWERPAD (2013), (b) em veículos em movimento, de acordo com PHYS (2013), (c) em veículos leves em repouso, de acordo com GREENCARREPORTS (2013), e (d) em implantes cocleares, de acordo com HEARAGAIN (2013)

- Recarga de baterias ou alimentação de implantes biomédicos e próteses sem a necessidade de intervenções cirúrgicas, como propõem Yilmaz e Dehollain (2012). Por exemplo, o implante coclear mostrado na Figura 1.3(d) é composto de duas partes: um emissor (fora da caixa craniana) e um

receptor. Este último compreende um pequeno microfone conectado ao ouvido interno por meio de um eletrodo instalado cirurgicamente. Embora os sinais envolvidos sejam de baixíssima potência, uma bateria é necessária para o correto funcionamento do lado interno à caixa craniana. A vida útil do implante pode ser elevada se tal bateria for recarregável indutivamente, o que ainda apresenta a vantagem de não demandar uma intervenção cirúrgica. O mesmo princípio pode ser aplicado a marca-passos cardíacos, segundo estudo de Dissanayake (2010);

- Anéis de escorregamento para mecanismos rotativos sujeitos a alta vibração, ou para equipamentos pesados, como máquinas agrícolas de grande porte conforme POWER BY PROXI (2015). Aplicam-se também em aviação, turbinas eólicas e mineração;
- Em ambientes agressivos, como no caso reportado por Ishida e Furukawa (2015) onde a transferência indutiva é usada para recarga de baterias de um equipamento autônomo usado na inspeção da Usina Nuclear de Fukushima, no Japão. Neste sentido, até mesmo corpos sólidos, como paredes de concreto, podem estar posicionadas entre emissor e receptor, como analisa do ponto de vista de eficiência o trabalho de Jiwariyavej *et al.* (2011). Aplicações em veículos autônomos marítimos também têm sido descritas na literatura, por exemplo, Lopes *et al.* (2014).

Existe um número considerável de outras aplicações mais específicas. A rápida popularização da tecnologia, incentivada sobretudo pela indústria automotiva e de eletrônicos portáteis, tem reduzido custos e será fundamental para o surgimento de novas aplicações, hoje não imaginadas.

1.4 - Limitações e Desafios

Em termos do estágio inversor, as limitações são associadas à disponibilidade de semicondutores adequados aos níveis de corrente e frequência requeridos para conversores de TIP onde k é muito baixo (por exemplo, $k < 0,2$). Entretanto, em termos de topologia de circuitos, a eletrônica de potência dos inversores ressonantes de TIP é semelhante àquela encontrada nos inversores para aquecimento indutivo, cujas cargas vão de dezenas a centenas de kW. O desafio neste estágio, portanto, está mais relacionado às técnicas de controle, para realização de comutação suave e consequente aumento de eficiência e para melhoria de respostas transitórias (degrau de carga, por exemplo).

Em termos do receptor, os desafios estão na elevação da densidade de potência (W/mm^3) e isto envolve aprimoramento do estágio retificador e miniaturização de conversores CC-CC. Há questões a serem aprimoradas também em casos onde existem múltiplos secundários.

No Sistema Fracamente Acoplado existem desafios evidentes. Primeiramente, há pouca informação a respeito do projeto dos indutores e da relação entre as dimensões destes com os parâmetros elétricos (indutâncias, potência de saída) e magnéticos (coeficiente de acoplamento,

principalmente). No levantamento bibliográfico da presente tese, se constatou que o projeto do SFA é um procedimento de tentativa e erro, que quase sempre demanda o uso de aplicativos de simulação (tipicamente Elementos Finitos) de custo elevadíssimo.

Em segundo lugar, a escolha das indutâncias próprias e mútuas do SFA tem relação direta com as malhas de compensação de reativos (que estão no emissor e no receptor). Estas malhas, do tipo RLC, podem assumir diversas configurações, de maior ou menor número de elementos reativos. Considerando que indutores e capacitores possuem tolerâncias construtivas, pouco se conhece sobre o efeito destas tolerâncias sobre saídas relevantes do conversor ressonante. Ou seja, não há documentação sobre análise de sensibilidade.

Em terceiro lugar, ainda a respeito da interação entre as malhas de compensação e o SFA, existem lacunas na análise matemática de conversores que operam em frequência variável. Estas dizem respeito a um fenômeno descrito inicialmente por Boys, Covic e Green (2000) e chamado de Bifurcação.

Todos estes desafios são de ordem geral e não estão restritos a uma ou outra aplicação particular. Portanto, a solução destes deve ser de interesse para um amplo número de outras investigações.

1.5 - Objetivos, Escopo e Organização da Tese

O objetivo desta tese é investigar e resolver os três desafios relacionados ao SFA, mencionados no item anterior. Para isso, busca-se:

1. Estabelecer as relações entre os parâmetros elétricos e magnéticos do SFA, quantificando a contribuição da geometria do SFA sobre as especificações do conversor;
2. Equacionar as principais topologias de malhas ressonantes e submetê-las à Análise de Sensibilidade;
3. Obter equações verdadeiramente generalizadas que permitam a previsão da ocorrência do fenômeno de bifurcação em conversores sujeitos a variação de frequência.

Estão dentro do escopo da tese: as malhas RLC e o Sistema Fracamente Acoplado. Estão fora do escopo da tese: o estágio inversor do emissor e o estágio retificador e demais circuitos do receptor.

No capítulo 2 será apresentada a revisão e o estado-da-arte de TIP, contemplando todos os estágios que compõem um conversor típico. Serão abordados, entre outros, os temas: tipos de inversores, métodos de controle do fluxo de potência, modelos analíticos para desalinhamentos espaciais entre emissor e receptor, classificação e comparação entre literaturas de TIP.

No capítulo 3, inicia-se a solução do desafio 1, e são propostos algoritmos de projeto para SFAs com indutores circulares (concentrados e espirais). Estes algoritmos são rotinas de pré e pós-processamento que agem sobre um processador de Elementos Finitos gratuito, manipulando continuamente a geometria do SFA até que este atinja requisitos de projeto. Os resultados deste capítulo são ferramentas com objetivo de contribuir à popularização de TIP.

O capítulo 4 complementa a solução do desafio 1, pela análise das geometrias E-E, E-Trilha, E-Trilha Quadratura, S-Trilha, *Hand-Held*, Circular-Circular, Solenóide-Solenóide, Circular-Solenóide, Bipolar, Duplo D e Duplo D Quadratura. Não há registro, antes desta tese, de uma referência que documente a relação entre parâmetros geométricos, magnéticos e elétricos para um número tão amplo de sistemas fracamente acoplados.

No capítulo 5 apresenta-se a proposta de solução do desafio 2, a respeito da Análise de Sensibilidade para as topologias de compensação Série-Série, Série-Paralelo, Paralelo-Série, Paralelo-Paralelo, respectivas versões alimentadas em corrente, LCL-Série, LCL-Paralelo, CLC-Série-Série e CLC-Série-Paralelo. Uma implementação do Método de Monte Carlo é usada para este fim e é feita a discussão com base em um exemplo numérico para todas as topologias.

No capítulo 6, são apresentadas as condições redefinidas (melhoradas, em relação à literatura existente até então) de ocorrência de bifurcação para as quatro topologias de compensação básicas (Série-Série, Série-Paralelo, Paralelo-Série, Paralelo-Paralelo), como solução ao desafio 3. O estudo é estendido, pela primeira vez, a conversores com múltiplos receptores. Como exemplo de aplicação, propõe-se um controle pré-programado capaz de manter o conversor em modo bifurcação sempre operando na frequência de fase zero, minimizando a circulação de reativos no emissor.

No capítulo 7, são apresentadas as conclusões e propostas de continuidade.

Capítulo 2

Transferência Indutiva de Potência: Revisão

2.1 - Considerações Iniciais

Este capítulo faz a revisão dos pontos principais da tecnologia de transferência indutiva de potência, incluindo os estágios emissor e receptor, estado-da-arte em termos de potência, frequência e distância axial entre emissor e receptor, modelagens analíticas (da transferência de potência e do comportamento dos conversores sob desalinhamento espacial) e ainda uma breve discussão a respeito de efeitos desta tecnologia sobre tecidos vivos.

2.2 - Circuitos Ressonantes em TIP

Ao longo deste trabalho se observará o amplo uso de estágios ou malhas ressonantes do tipo RLC, com maior ou menor número de componentes reativos, associados a inversores e retificadores. Esta é uma característica presente na maioria dos conversores desenvolvidos para transferência indutiva de potência e se deve a dois fatos: Primeiro, uma malha RLC ressonante em ω_0 (frequência angular de ressonância natural) é vista como uma carga puramente resistiva pelo estágio inversor, se este impõe $\omega = \omega_0$, e isto significa que o inversor não necessita suprir energia reativa alguma. Segundo, ao se conectar um inversor cuja forma de onda de saída é quadrada (seja tensão, seja corrente) ao circuito ressonante, a corrente no indutor emissor resultará senoidal se a frequência de ressonância natural f_0 do circuito corresponder à frequência fundamental da forma de onda quadrada que o excita. Isto é chamado de Aproximação de Primeiro Harmônico, encontra-se discutida no capítulo 19 do trabalho de Erickson e Maksimovic (2001) e vale se o fator de qualidade do indutor for suficientemente grande.

A partir do transformador não-ideal mostrado na Figura 2.1(a), obtém-se o circuito equivalente tal que as tensões induzidas em ambos os lados do circuito sejam representadas por $j\omega MI_p$ e $-j\omega MI_s$, onde M é a indutância mútua e $\dot{I}_p$ e $\dot{I}_s$ são os fasores corrente no emissor e no receptor (cujos valores de pico são I_p e I_s , respectivamente). O circuito é alimentado por fonte de tensão alternada, cujo fasor é $\dot{V}_{ca}$. As auto-impedâncias dos circuitos emissor e receptor são dadas por $Z_p(\omega) = R_p + j\omega L_p$ e $Z_s(\omega) = R_s + j\omega L_s + Z_L$, nesta ordem e assim, tem-se (2.1) e (2.2). O terceiro membro de (2.2) torna claro que a redução de M reduz a corrente no circuito receptor, afetando a potência elétrica entregue à Z_L . Estas

equações foram escritas em termos dos valores de pico de cada grandeza. Em termos do coeficiente de acoplamento, M é calculada por (2.3).

Figura 2.1 - Representação com valores de pico para o transformador não-ideal, (a) sem compensação, (b) com compensação

$$I_p = \frac{Z_s}{Z_p Z_s + \omega^2 M^2} V_{ca} \quad (2.1)$$

$$I_s = \frac{j\omega M}{Z_p Z_s + \omega^2 M^2} V_{ca} = \frac{j\omega M}{Z_s} I_p \quad (2.2)$$

$$M = k \sqrt{L_p L_s} \quad (2.3)$$

Para a simplificação de que $Z_L = R_L$, a compensação das reatâncias indutivas ωL_p e ωL_s através da introdução de elementos capacitivos na condição $\omega = \omega_0$ resulta em $Z_p(\omega_0) = R_p$ e $Z_s(\omega_0) = R_s + R_L$. Em termos de potência ativa, o máximo entregue à carga Z_L é dado por (2.4), em função da corrente de curto-circuito I_{sc} e da tensão de circuito aberto V_{sa} , no receptor. O produto $S_u = V_{sa} I_{sc}$ é comumente chamado em TIP de “potência aparente não compensada” e é uma medida teórica da potência, já que V_{sa} e I_{sc} não ocorrem simultaneamente sob nenhuma condição.

A potência ativa $P_s(\omega)$ corresponde à metade da potência aparente máxima teórica no receptor. Por outro lado, se o circuito possuir malha ressonante LC série, por exemplo, a potência ativa máxima $P_s(\omega_0)$ pode ser escrita em termos do fator de qualidade do indutor receptor, Q_s , e da potência aparente S_u conforme (2.5).

$$P_s(\omega) = \frac{1}{2} V_{sa} I_{sc} = \frac{1}{2} S_u \quad (2.4)$$

$$P_s(\omega_0) = Q_s V_{sa} I_{sc} = \frac{Q_s \omega_0 M^2}{L_s} I_p^2 \quad (2.5)$$

$$\frac{P_s(\omega_0)}{P_s(\omega)} = Q_s S_u \left/ \left(\frac{1}{2} S_u \right) \right. = 2Q_s \quad (2.6)$$

Onde,

$$Q_s = \begin{cases} \frac{\omega_0 L_s}{R_s + R_L}, & \text{para compensação em série} \\ \frac{R_s + R_L}{\omega_0 L_s}, & \text{para compensação em paralelo} \end{cases} \quad (2.7)$$

A relação $P_s(\omega_0)/P_s(\omega)$ calculada por (2.6) indica que o circuito compensado eleva a potência ativa em Z_L por um fator de $2Q_s$. Daí a relevância dos conversores ressonantes na aplicação de TIP.

Fazendo-se $Z_L = R_L = 0$ tem-se que a corrente no receptor é a própria corrente de curto-circuito, ou seja, $I_s = I_{sc}$ e é também dada por (2.2). Através de (2.4) e (2.5), se observa que a maximização da potência ativa transferida ao receptor está fortemente associada à maximização de I_{sc} .

Esta tese propõe uma análise pouco usual na qual (2.2) é derivada com respeito a k , de maneira que se encontre o ponto onde a amplitude I_s é máxima. Fazendo-se $dI_s/dk = 0$ e assumindo ω constante, chega-se a (2.8), onde a solução negativa ($k < 0$) não tem significado físico e pode ser desprezada.

Com as auto-impedâncias sem compensação $Z_p(\omega)$ e $Z_s(\omega)$, obtém-se k para o qual I_s é máxima no transformador convencional, conforme (2.9). Naturalmente, o máximo ocorre para $k = 1$.

$$k = \pm \sqrt{\frac{|Z_p||Z_s|}{\omega^2 L_p L_s}} \quad (2.8)$$

$$k = \sqrt{1 + \frac{\omega^2 (R_s^2 L_s^2 + (R_s + R_L)^2 L_p^2) + R_p^2 (R_s + R_L)^2}{\omega^4 (L_p L_s)^2}} \quad (2.9)$$

$$k = \sqrt{\frac{R_p R_s + R_p R_L}{\omega_0^2 L_p L_s}} \quad (2.10)$$

Figura 2.2 - Comparativo I_s vs. k para condição ressonante e não ressonante

Contudo, se em (2.8) $Z_p(\omega_0)$ e $Z_s(\omega_0)$ são usados, o resultado será (2.10), que define o coeficiente de acoplamento k para o qual I_s é máximo quando há total compensação das reatâncias indutivas. Neste caso, observa-se que o ponto de máximo da corrente no receptor ocorre para $k < 1$,

o que é um indicativo da possibilidade de elevar a corrente no secundário ainda que este esteja fisicamente separado do circuito primário. A Figura 2.2 ilustra o fenômeno.

Embora pouco convencionais, as expressões (2.9) e (2.10) são corretas e generalizadas, isto é, permitem o cálculo do máximo k segundo um conjunto de parâmetros puramente elétricos. Esta é uma prova alternativa da possibilidade de transferência de potência elétrica sob reduzido acoplamento magnético.

Finalmente, ao se analisar (2.5) atentamente, observa-se que a potência transferida ao receptor pode ser elevada através de:

- Aumento da frequência f de operação do circuito emissor;
- Aumento da corrente de excitação do indutor emissor, I_p ;
- Redução da indutância própria L_s . Por se tratar de um parâmetro relacionado diretamente com o número de espiras (portanto, com a tensão no receptor), nem sempre se pode adequar esta variável. Mais além, esta alternativa é muitas vezes impeditiva, pois o valor de L_s ao ser minimizado resulta na redução da indutância mútua, conforme (2.3);
- Elevação do coeficiente de acoplamento magnético e, conseqüentemente, de M ;
- Elevação do fator de qualidade do receptor, Q_s .

De maneira geral, nas soluções de TIP documentadas na literatura, o que se vê é um balanço entre todas estas formas de elevação de $P_s(\omega_0)$. Por exemplo, não se pode elevar livremente I_p , pois como há compromisso com f , recai-se sobre o problema da disponibilidade de semicondutores adequados. Pode-se então recorrer a uma análise aprofundada do sistema fracamente acoplado, de modo a aprimorar M nas condições de operação do conversor. Igualmente, são válidos os esforços para aumentar Q_s , com base em técnicas de projeto de enrolamentos, como discute Pei *et al.* (2011) para indutores de radiofrequência.

2.2.1 – Topologias Básicas de Malhas LC Ressonantes

São quatro as topologias básicas de compensação de reatâncias indutivas usadas em TIP. Para simplificar a ilustração, na Figura 2.3 foram omitidas as resistências série equivalentes dos indutores.

Pela já discutida Lei da Indução de Faraday, o circuito receptor opera sob a mesma frequência observada em $\dot{I}_p$. Embora isto não seja uma regra (de fato é possível o desenvolvimento de receptores com múltiplas frequências ressonantes), é o que se observa na totalidade das referências bibliográficas desta tese. Assim, os parâmetros L_s , C_s e L_p , C_p relacionam-se através de ω_0 como descrito em (2.11).

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{1}{\sqrt{L_s C_s}} = \frac{1}{\sqrt{L_p C_p}} \quad (2.11)$$

Figura 2.3 – Quatro formas básicas para compensação da reatância indutiva de um circuito elétrico

No circuito receptor, C_s pode simplesmente ser calculado conhecendo-se L_s e f_0 . Contudo, observa-se que se o mesmo procedimento for aplicado a C_p , esta capacitância será calculada apenas para compensar a reatância indutiva introduzida pela indutância própria do enrolamento emissor e, desta forma, não haveria compensação para a impedância refletida do receptor para o emissor.

Para completa compensação, deve-se referir (ou refletir) a impedância própria Z_s para o emissor através de (2.12), obtendo-se Z_r .

$$Z_r = \frac{\omega^2 M^2}{Z_s} \quad (2.12)$$

Nota-se então que:

- Se Z_s é um resistor puro, Z_r também o será;
- Se Z_s é indutiva, a impedância refletida Z_r terá característica capacitiva, e vice-versa;
- No caso de receptores compensados em paralelo, mesmo que C_s e L_s obedeam (2.11), Z_r não equivale a um resistor puro.

A Tabela 2.1 indica como é calculado o capacitor primário, C_p , para as diferentes topologias apresentadas na Figura 2.3. Para obtenção destas expressões, é suficiente obter Z_s para cada topologia e refleti-la ao emissor conforme (2.12). Em seguida, considerando a compensação série-série como referência, pode-se normalizar C_p para comparação, obtendo C_{pn} . Ressalta-se que Wang, Stielau e Covic (2005) chegam também a estas expressões. Também consta nesta tabela um equacionamento alternativo, considerando ω_0 e apresentado por Prasanth (2011).

Observa-se que C_{pn} depende do fator de qualidade do enrolamento receptor quando a topologia escolhida envolve compensação em paralelo no circuito emissor (paralelo-série ou paralelo-paralelo). Isto é particularmente ruim, pois em situações práticas há possibilidade considerável de que Q_s varie em função dos métodos de fabricação e/ou montagem dos enrolamentos, o que impediria a

capacitância C_p escolhida de realizar a completa compensação de reatâncias. Como consequência, o conversor não operaria em ressonância e a potência disponível no receptor não seria maximizada. Ainda, a capacitância primária passa a ser dependente da carga conectada ao receptor. Isto torna menos atrativo o emprego de malhas de compensação paralela em aplicações sujeitas a cargas variáveis. Por exemplo, no caso de carregadores de baterias, há que se considerar cautelosamente o uso de algoritmos do tipo corrente-constante/tensão-constante, pois na fase em que a tensão sobre a bateria é mantida fixa (permitindo corrente variável) o estágio retificador secundário irá se comportar como uma carga variável, eventualmente resultando em operação do inversor primário abaixo ou acima da frequência de ressonância da malha onde C_p se encontra.

Tabela 2.1 – Comparação entre capacitâncias primárias para diferentes topologias de compensação de reatâncias indutivas.

Topologia	Capacitância primária, C_p	Capacitância primária, C_p (fórmula alternativa)	C_p normalizada por ($L_s C_s$)/ L_p , C_{pn}
Série-série	$\frac{L_s C_s}{L_p}$	$\frac{1}{\omega_0^2 L_p}$	1
Série-paralelo	$\frac{L_s^2 C_s}{L_p L_s - M^2}$	$\frac{1}{\omega_0^2 \left(L_p - \frac{M^2}{L_s} \right)}$	$\frac{1}{1 - k^2}$
Paralelo-série	$\frac{L_s C_s}{L_p + \frac{M^4}{L_p L_s C_s R_L^2}}$	$\frac{L_p}{\left(\frac{\omega_0^2 M^2}{R_L} \right)^2 + \omega_0^2 L_p^2}$	$\frac{1}{1 + Q_s^2 k^4}$
Paralelo-paralelo	$\frac{L_s^2 C_s (L_p L_s - M^2)}{\frac{M^4 C_s R_L^2}{L_s} + (L_p L_s - M^2)^2}$	$\frac{\left(L_p - \frac{M^2}{L_s} \right)}{\left(\frac{M^2 R_L}{L_s^2} \right)^2 + \omega_0^2 \left(L_p - \frac{M^2}{L_s} \right)^2}$	$\frac{1 - k^2}{Q_s^2 k^4 + (1 - k^2)^2}$

Figura 2.4 – Capacitância primária normalizada em função do coeficiente de acoplamento

Dentre as quatro topologias mais simples, nota-se ainda que apenas na configuração série-série C_p independe do coeficiente de acoplamento. Isto significa que, sob condições de variação da posição espacial relativa emissor-receptor (por exemplo, se o circuito receptor se aproximar do emissor, elevando o coeficiente de acoplamento), não há prejuízo para a compensação série-série, ao passo que para a configuração série-paralelo C_p deve ser aumentado se o objetivo for manter a compensação de reatâncias.

Neste exemplo hipotético, para as configurações paralelo-série e paralelo-paralelo a capacitância primária deveria ser reduzida. É claro que C_p , sendo um componente discreto do conversor, dificilmente poderá ser manipulado e ajustado em tempo real. Disto decorre que, naturalmente, aplicações de TIP sujeitas à variação de k incorrerão em operação com f ligeiramente diferente de f_0 , e conseqüentemente, energia reativa será demandada pelo emissor. A Figura 2.4 traz a comparação entre C_{pn} para as quatro diferentes topologias, para $0 < k < 0,7$.

2.3 - Estágio Emissor

O estágio emissor contém um inversor e este pode ser alimentado em tensão ou em corrente. A escolha entre uma e outra decorre do tipo de malha ressonante RLC conectada à saída do inversor: como duas fontes de tensão não podem ser conectadas diretamente em paralelo, sob o risco de curto-circuito, os terminais de saída de um inversor alimentado em tensão não devem ser conectados a uma carga também com características de fonte de tensão (como um ramo predominantemente capacitivo). Portanto, este tipo de inversor pode ser associado a uma malha RLC com compensação série. Igualmente, a fim de evitar a conexão de duas fontes de corrente em série, a malha RLC em paralelo (e topologias derivadas) é uma alternativa.

Estas são orientações válidas também para os inversores usados em aquecimento indutivo. Na verdade, esta tecnologia consolidada guarda muitas semelhanças com TIP, de maneira que se confundem os inversores otimizados para uma ou outra aplicação (este é o motivo pelo qual, no capítulo anterior, foi dito que não há grandes desafios a respeito do estágio inversor). Todavia, as seguintes diferenças existem entre os inversores usados em TIP e os usados em aquecimento indutivo:

- Em aquecimento indutivo as cargas são predominantemente maiores que 1 kW e implicam na necessidade de estágios de correção de fator de potência antes do inversor (por questões de Qualidade de Energia Elétrica), o que não ocorre na maioria das vezes em TIP;
- Em TIP o inversor tende a operar em frequência fixa ou com pequena variação em torno de f_0 ($f > f_0$ no conversor ressonante série e $f < f_0$ no conversor ressonante paralelo), por questões de estabilidade, conforme Kazimierczuk e Czarkowski (2010). Em aquecimento indutivo, o inversor

trabalha com ampla faixa de variação de frequências, por exemplo, variando de 150 a 400 kHz conforme AMBRELL (2015), para a mesma carga;

- A natureza da carga em aquecimento indutivo permite que o inversor opere variando a amplitude da corrente no indutor primário (o tempo de aquecimento é função da corrente e da frequência). Em TIP, isto modificaria a tensão induzida no receptor e por isso não se pode admitir ampla tolerância.

Tanto em TIP quanto em aquecimento indutivo cabem técnicas de comutação suave, seja sob tensão nula (*zero voltage switching, ZVS*), Freitas e Gomes (1995), seja sob corrente nula (*zero current switching, ZCS*), Wang (2006). A natureza ressonante do circuito emissor facilita a realização de tais técnicas.

2.3.1 - Conversores Ressonantes Alimentados em Tensão

Inversor *Full-Bridge* e *Half-Bridge* Série

A Figura 2.5 mostra os estágios *full-bridge* e *half-bridge* alimentados em tensão, ambos com malha ressonante do tipo série.

Figura 2.5 – Estágios inversores alimentados em tensão, (a) *full-bridge* e (b) *half-bridge*

Em geral, as chaves ativas são comandadas de tal forma que a tensão de saída do inversor, v_p (cujo valor de pico da componente fundamental é V_p), resulte em uma forma de onda quadrada. A malha RLC conectada ao inversor é dita em ressonância quando as reatâncias capacitivas e indutivas se igualam (em módulo) sob a frequência fundamental de v_p . O uso do inversor de onda quadrada associado à malha ressonante simplifica a estratégia de comando das chaves e permite alcançar frequências fundamentais na faixa de MHz com relativa facilidade. Apesar disto, em Lopes *et al.* (2014), há um desenvolvimento com modulação senoidal.

A Figura 2.6 mostra as principais formas de onda para o inversor *full-bridge* ressonante alimentado em tensão, obtidas por simulação com aplicativo *OrCAD PSpice* e parâmetros de acordo com a Tabela 2.2.

Para controle de i_p , a técnica *PSPWM* (*Phase-Shifted Pulse Width Modulation*), comentada e simulada por Seixas (2001) para conversores de múltiplos pulsos, é comumente empregada, permitindo o ajuste da razão cíclica das chaves ativas considerando sobreposição dada por t_s entre elas, conforme Figura 2.6. É uma forma de controle simples e que pode ser executada por circuitos integrados comerciais como o UCC3895.

O atraso t_s pode ser expresso também como um ângulo de defasamento, θ_s , entre disparos das chaves ativas. Assim, θ_s pode ser ajustado entre 0° , o que resulta em tensão v_p nula, e 180° , para o qual a tensão v_p assume valor eficaz máximo. A Figura 2.6 mostra a forma de i_p e v_p para a condição de $\theta_s = 120^\circ$. Na Tabela 2.2, t_d é o tempo morto entre as chaves do mesmo braço.

Tabela 2.2 – Parâmetros para simulação do conversor *full-bridge* alimentado em tensão, com compensação série no emissor e no receptor.

Parâmetro	Valor
f_0	15 kHz
t_d	3,3 μ s
L_p	120 μ H
C_p	0,94 μ F
R_p	2 Ω
L_s	120 μ H
C_s	0,94 μ F
R_s	2 Ω
R_L	30 Ω
Q_p	5,6
V_{cc}	12 V
k	0,10

Qualquer alteração em θ_s significa alteração de v_p , de maneira que a DHT (distorção harmônica total) torna-se uma função do ângulo de defasamento. Por consequência, i_p também é mais ou menos distorcida de acordo com o comportamento de θ_s .

Figura 2.6 – Formas de onda simuladas para inversor *full-bridge* alimentado em tensão com malha RLC série ressonante

Na Figura 2.7 é apresentado um gráfico relacionando a distorção harmônica total de v_p e o ângulo θ_s . O mesmo é feito para a corrente i_p . Para ambos os casos observa-se que a mínima distorção harmônica total ocorre para $\theta_s = 120^\circ$.

Figura 2.7 – Distorção harmônica total em função do ângulo de defasamento imposto pela técnica *PSPWM* para a tensão v_p e corrente i_p

Para o caso em que a máxima corrente eficaz no indutor L_p é obtida, ou seja, $\theta_s = 180^\circ$, a forma de onda de v_p é descrita por (2.13), para o inversor *full-bridge*. Em termos da série de Fourier, tem-se (2.14).

$$v_p = \begin{cases} V_{cc}, & 0 < \omega t \leq \pi \\ -V_{cc}, & \pi < \omega t \leq 2\pi \end{cases} \quad (2.13)$$

$$v_p = \frac{4V_{cc}}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1 - (-1)^n}{2n} \text{sen}(n\omega t) \quad (2.14)$$

A componente fundamental de v_p é calculada por (2.15), onde V_p é o valor de pico da componente fundamental. A corrente proveniente da fonte CC tem valor médio dado por (2.16) onde Q_p é o fator de qualidade do indutor emissor. Se $f = f_0$, (2.16) torna-se (2.17).

$$v_{p1} = V_p \text{sen}(\omega t) \quad (2.15)$$

$$I_{cc} = \frac{8V_{cc}}{\pi^2 R_p \left[1 + Q_p^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2 \right]} \quad (2.16)$$

$$I_{cc} = \frac{8V_{cc}}{\pi^2 R_p} \quad (2.17)$$

A amplitude da corrente no indutor emissor, I_p , é dada por (2.18), sendo Z_0 a impedância característica do circuito ressonante, calculada por (2.19).

$$I_p = \frac{4V_{cc}}{\pi Z_0 \sqrt{\left(\frac{R_p}{Z_0}\right)^2 + \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)^2}} \quad (2.18)$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_p}{C_p}} \quad (2.19)$$

A amplitude da tensão sobre o capacitor C_p , chamada de V_{Cp} , é dada por (2.20), de onde nota-se que conversores ressonantes do tipo série são passíveis de falhas severas se curto-circuitados quando $f \approx f_0$, tal qual (2.21). Sendo $Q_{p,0}$ o fator de qualidade sem carga (a vazio) do indutor emissor, e sabendo-se que este pode ser da ordem de algumas dezenas e até mesmo centenas (pois R_p é tipicamente da ordem de $m\Omega$ em aplicações de TIP), conclui-se que V_{Cp} facilmente ultrapassa 1 kV mesmo para aplicações automotivas típicas, em que $V_{cc} = 12$ V.

$$V_{Cp} = \frac{4V_{cc}}{\pi \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right) \sqrt{\left(\frac{R_p}{Z_0}\right)^2 + \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)^2}} \quad (2.20)$$

$$V_{Cp} = \frac{4V_{cc}Z_0}{\pi R_p} = \frac{4V_{cc}Q_{p,0}}{\pi} \quad (2.21)$$

Consta no Apêndice E desta tese a montagem experimental de um inversor ressonante *half-bridge* de 120 W e respectivas formas de onda.

Inversor Full-Bridge LCL

O inversor alimentado em tensão pode ainda ser conectado a uma malha ressonante LCL, como ilustra a Figura 2.8.

A indutância L_{p2} está em série com a indutância própria L_p do sistema fracamente acoplado e, na prática, não há a necessidade de realizar L_{p2} discretamente, bastando incluí-la em L_p . A malha LCL pode ser então compreendida como um filtro LC passa-baixa associado à malha RLC série.

Se L_{p1} e C_{p1} forem sintonizados em f_0 , a amplitude I_p torna-se constante se V_p também se mantiver, independente da carga conectada ao receptor. Isto é de interesse para uma técnica simples de controle em tensão, mas evidentemente há que se escolher corretamente L_{p1} e C_{p1} . Esta propriedade da malha LCL é compreendida ao se fazer o equivalente de Norton, em que a fonte de tensão de amplitude V_p é convertida na fonte de amplitude $I = V_p/(\omega L_{p1})$. Esta fonte de corrente resultante possui impedância de saída infinita, como mostra a Figura 2.8(b). Nesta representação, R é a carga equivalente.

Figura 2.8 – Malha ressonante LCL associada à malha RLC série, (a) representação do circuito e (b) transformação em fonte de corrente

Modificações nos inversores alimentados em tensão são corriqueiramente apresentadas na literatura. Por exemplo, Sugimura *et al.* (2007) discutem o emprego de um circuito ativo com ressonância local (eventualmente chamado de circuito *quasi*-ressonante, mostrado na Figura 2.9(a)) para estender a faixa de atuação do inversor sob comutação com tensão nula, permitindo assim a comutação suave mesmo quando a potência transferida ao secundário sofre variações expressivas.

Figura 2.9 – Modificações nos inversores alimentados em tensão, (a) full-bridge com circuito adicional *quasi*-ressonante e (b) LCL modificado

O trabalho de Molloy, Theodoridis e Forsyth (2004) apresenta um inversor também alimentado em tensão com controle do tipo *PSPWM*, porém com circuito ressonante LCL. Os resultados experimentais são apresentados para protótipo de 1 kW operando a 1,6 MHz. A Figura 2.9(b) ilustra a proposta.

2.3.2 – Conversores Ressonantes Alimentados em Corrente

Inversor Full-Bridge e Push-Pull Paralelo

Os inversores alimentados em corrente são ilustrados na Figura 2.10 pelos circuitos *full-bridge* e *push-pull*. Em ambos os casos um indutor suficientemente grande, L_E , é adicionado ao barramento CC para prover característica de alimentação em corrente ao estágio inversor. É preciso incluir diodos adicionais em série com cada chave semicondutora a fim de evitar a condução do diodo intrínseco em anti-paralelo com a chave ativa, quando este existe, e assim permitir que as chaves comutem suavemente. Estes diodos são indicados por D_a . Por estarem em série com o circuito ressonante, encontram-se sujeitos aos mesmos esforços de corrente das chaves semicondutoras ativas.

Se, por qualquer motivo, os diodos D_a não puderem ser usados, é preciso realizar a comutação das chaves sob condição *ZVS* para que o capacitor C_p não seja curto-circuitado entre um ciclo e outro de operação, o que resultaria em elevadas correntes circulantes. Esta condição de operação pode então ser atingida pelo controle da frequência de acionamento das chaves S_1 a S_4 .

Figura 2.10 – Estágios inversores alimentados em corrente, (a) *full-bridge* e (b) *push-pull*

Os mesmos parâmetros da Tabela 2.2 foram usados para simulações do conversor *full-bridge* alimentado em corrente, cujos resultados são apresentados na Figura 2.11, onde $L_E = 10$ mH.

A malha LC em paralelo entra em ressonância quando a frequência da componente fundamental de i_q se iguala a f_0 . Nesta situação, ao contrário do que ocorre com o inversor alimentado em tensão, a corrente na saída do inversor tem forma de onda quadrada enquanto a tensão v_p assume

caráter senoidal. É importante observar que, ainda assim, a corrente i_p , que circula no enrolamento emissor, mantém-se senoidal.

Figura 2.11 – Formas de onda simuladas para inversor *full-bridge* alimentado em corrente com malha RLC paralelo ressonante

Resultados semelhantes são obtidos pela simulação do inversor *push-pull* ressonante. Este, que por sua simplicidade talvez seja o inversor mais explorado quando se trata de alimentação de malha RLC paralelo, é uma combinação de dois inversores Classe E ZVS, conforme Kazimierczuk e Czarkowski (2010).

Inversor Classe E ZVS

O conversor Classe E ZVS, ilustrado na Figura 2.12, é menos usual na literatura, mas igualmente pode ser usado em aplicações de TIP, sobretudo de baixa potência. Tem como vantagem o custo, por utilizar apenas uma chave ativa e por esta estar conectada à referência do circuito. Além disso, é um inversor naturalmente eficiente, pois se os parâmetros do circuito ressonante forem apropriadamente calculados, a comutação sob tensão nula será garantida sem técnicas especiais de controle e comando da chave ativa (tal qual a variação de frequência proposta por Fu, Zhang e Qiu (2009)). Assim, assumindo transistor e diodo ideal e Q_p elevado o bastante para que i_p seja senoidal, as seguintes equações são válidas.

Figura 2.12 – Inversor Classe E ZVS.

A corrente i_p é dada por (2.22), onde θ_a é calculado conforme (2.23) em função da razão cíclica D imposta à chave.

$$i_p = I_p \sin(\omega t + \theta_a) \quad (2.22)$$

$$\theta_a = \pi + \arctan \left[\frac{\cos(2\pi D) - 1}{2\pi(1-D) + \sin(2\pi D)} \right] \quad (2.23)$$

Para o caso $D = 0,5$ tem-se a corrente no indutor de entrada, I_{cc} em (2.24), em função de V_{cc} e da carga equivalente R_i (facilmente obtida se a carga no receptor é conhecida). A corrente de pico na chave é dada por (2.25) e a corrente de pico no indutor emissor é obtida através de (2.26).

$$I_{cc} = \frac{8}{\pi^2 + 4} \frac{V_{cc}}{R_i} \quad (2.24)$$

$$I_c = \left(\frac{\sqrt{\pi^2 + 4}}{2} + 1 \right) I_{cc} \quad (2.25)$$

$$I_p = \frac{I_{cc} \sqrt{\pi^2 + 4}}{2} \quad (2.26)$$

Os elementos do circuito ressonantes podem então ser calculados de acordo com (2.27), (2.28), (2.29) e (2.30).

$$L_p = \frac{Q_p R_i}{\omega} \quad (2.27)$$

$$C_1 = \frac{8}{\pi(\pi^2 + 4)\omega R_i} \quad (2.28)$$

$$C_p = \frac{1}{\omega R_i \left[Q_p - \frac{\pi(\pi^2 - 4)}{16} \right]} \quad (2.29)$$

$$L_E = 2 \left(\frac{\pi^2}{4} + 1 \right) \frac{R_i}{f} \quad (2.30)$$

Neste inversor, as perdas de entrada em condução (*turn-on*) são nulas se a frequência de operação f é ligeiramente superior a f_0 . Em geral, o diodo em anti-paralelo com a chave ativa é bloqueado com reduzida di/dt e tensão nula. Uma desvantagem evidente é que a tensão sobre o transistor é cerca de quatro vezes maior que a tensão V_{cc} , limitando o uso deste circuito a baixas tensões de entrada.

Há ainda a possibilidade de realização de comutação sob derivada nula da tensão sobre a chave ativa (*ZDS*, *Zero Derivative Switching*). Na verdade, o inversor Classe E *ZVS* também é naturalmente *ZDS*, embora esta segunda propriedade seja facilmente degradada pelas capacitâncias e indutâncias parasitas do circuito ressonante, da chave ativa e do indutor de entrada L_E , resultando assim em uma condição de operação sub-ótima. Sendo v_c a tensão sobre a chave ativa, a condição *ZDS* é representada por (2.31).

$$\left. \frac{dv_c(\omega t)}{d(\omega t)} \right|_{\omega t=2\pi} = 0 \quad (2.31)$$

A Figura 2.13 apresenta os resultados de simulação para i_p , v_c e i_c .

Figura 2.13 – Formas de onda simuladas para inversor Classe E ZVS.

Inversor Push-Pull CLC

O circuito LCL apresentado anteriormente para inversores alimentados em tensão pode ser transformado no equivalente CLC. Com isto, o circuito emissor passa a ter as seguintes propriedades:

- Filtro passa-baixa entre o estágio inversor e o indutor primário, L_p ;
- Amplitude I_p aproximadamente constante independentemente da carga conectada ao secundário;
- Fator de potência unitário, quando em ressonância.

A Figura 2.14 ilustra a proposta de Hu (2009), que incorpora a malha CLC no inversor *push-pull*. O indutor L_p é sintonizado com C_p , conectados em série, de forma que não poderiam ser ligados a um inversor alimentado em corrente. A malha CLC, contudo, é colocada entre a saída do inversor e L_p justamente para elevar a impedância vista pelos terminais do inversor. A escolha dos elementos C_{p1} , C_{p2} e L_{p1} não depende de C_p ou L_p , de forma que qualquer condição de ocorrência de ZVS mantém-se inalterada.

Figura 2.14 – Inversor *push-pull* com malha CLC.

Inversor *Push-Pull* Paralelo Auto-Sustentado

Trata-se de uma versão do inversor *push-pull* sem malha de controle, mas que, ainda assim, é capaz de operar em ZVS. Quando a fonte de tensão V_{cc} é conectada ao circuito, as chaves S_1 e S_2 entram em condução (acionadas pelos respectivos resistores de *gate* R_a e R_b). A corrente nos indutores L_E e L_a se eleva gradualmente, aumentando a energia armazenada nos mesmos. Contudo, pequenas diferenças na implementação dos dois indutores L_a resultam em tensões diferentes sobre as chaves S_1 e S_2 . Assim, como a tensão sobre uma chave aciona o *gate* da chave oposta, aquela em que a tensão *gate-source* for menor será bloqueada. Esta realimentação positiva leva o inversor à condição ZVS rapidamente. Este circuito foi utilizado por Dissanayake (2010).

Como este é um circuito naturalmente ZVS, a frequência f é constantemente modificada, a depender de variações de carga ou do coeficiente de acoplamento com o receptor. Isto significa que o inversor raramente trabalha em $f = f_0$.

Figura 2.15 – Inversor *push-pull* paralelo auto-sustentado.

Se os diodos zener V_{z1} e V_{z2} forem de tensão próxima à tensão de limiar dos transistores S_1 e S_2 (por exemplo, 5V), a forma de onda dos pulsos de *gate* torna-se praticamente quadrada, dado que a tensão sobre as chaves ativas é elevada e rapidamente se eleva acima de 5V. Esta forma de onda, entretanto é degradada pelo fato de que a queda de tensão sobre R_a e R_b é grande, exigindo resistores de elevada resistência. Estes limitam a descarga das capacitâncias intrínsecas das chaves ativas, atrasando o bloqueio das mesmas.

A Figura 2.16 mostra resultados de simulação considerando $V_{cc} = 24$ V, $L_E = 0,4$ mH, $L_a = 2$ mH, $R_a = R_b = 2,2$ k Ω , Z_a e Z_b 1N4733 (5V1), MOSFET IRF540, $C_p = 0,47$ μ F, $L_p = 170$ μ H, $L_s = 10$ μ H, $k = 0,4$.

A Figura 2.17 mostra a montagem em bancada e os resultados experimentais, condizentes com a simulação. O Sistema Fracamente Acoplado foi desenvolvido em núcleo de ar. A frequência resultante foi de 12,5 kHz. A ocorrência de ZVS é mostrada na Figura 2.17(b). O pico de tensão sobre a chave resultou em $V_c = 110,6$ V, enquanto a corrente de pico no emissor manteve-se em $I_p = 5,4$ A. Devido às distorções harmônicas, o valor eficaz desta corrente é $i_{p,rms} = 4,17$ A.

Figura 2.16 – Simulação do inversor *push-pull* paralelo auto-sustentado.

(a)

(b)

Figura 2.17 – Inversor *push-pull* paralelo auto-sustentado, (a) montagem em bancada e (b) resultados experimentais

Além da simplicidade e da natureza de comutação não-dissipativa deste inversor, ele conta ainda com a característica de partida autônoma, isto é, não é necessário intervir em nenhum dos *gates* para iniciar a operação do inversor. Esta é uma melhoria em relação a outros circuitos auto-sustentados como aquele de Seidel *et al.* (2004) e Muraro, Paiva e Prado (2005).

Modificações no inversor *push-pull* auto-sustentado foram propostas por Namadmalan e Moghani (2012) a fim de permitir aplicação em elevadas potências.

2.3.3 - Osciladores de Alta Frequência e Auto-Ressonância

Para certas frequências, ao invés de introduzir capacitores discretos em associação com o indutor emissor ou receptor, é possível utilizar as capacitâncias intrínsecas dos enrolamentos para atingir a ressonância. Isto é chamado de auto-ressonância. Estes parâmetros intrínsecos, altamente dependentes do projeto geométrico dos indutores e que normalmente são agrupados e generalizados como “capacitâncias parasitas”, formam a base de diversos avanços recentes da tecnologia de TIP.

Para o propósito deste capítulo de revisão, deve-se esclarecer que, estando C_p muitas vezes na faixa de algumas dezenas de pF , a frequência de ressonância atinge facilmente a faixa de MHz e, de acordo com Bossche e Valchev (2005), Kazimierczuk *et al.* (1999) e Grandi *et al.* (2004), existem grandes dificuldades em determinar experimentalmente os parâmetros de auto-ressonância do circuito. Ainda, um tratado sobre cálculos empíricos de parâmetros de auto-ressonância consta no trabalho de Knight (2013). De fato, Kurs (2007) comenta em seus resultados experimentais sobre a necessidade de ajustes na capacitância parasita dos indutores. Neste caso, a capacitância é manipulada pela colocação de folhas de alumínio sobre os condutores elétricos. Este procedimento é, contudo, desprovido de um método adequado e não possui confirmada repetibilidade.

Para o acionamento do emissor em frequências suficientes para a auto-ressonância, dois circuitos são comumente mencionados na literatura:

- Oscilador *Colpitts*, encontrado nos trabalhos de Kurs *et al.* (2007) e Moffatt (2009) e ilustrado na Figura 2.18(a): Possui um circuito de potência e outro de sinal, totalmente analógico e que contém um multiplicador de tensão para acionamento da única chave ativa. O circuito de sinal é realimentado pela saída em corrente através do indutor L_D . Se há necessidade de elevadas correntes no emissor, a chave ativa é um tipicamente um triodo (válvula). Se for necessária a classificação, o Oscilador *Colpitts* tem semelhanças com os inversores alimentados em corrente;
- Oscilador *Royer*, ilustrado na Figura 2.18(b): O circuito clássico possui um transformador de núcleo saturado, cujo fluxo magnético é usado por um enrolamento de realimentação para forçar a oscilação (que geralmente resulta em formas de onda quadradas). Utilizações deste circuito encontram-se em Constanzo *et al.* (2013). Quando se deseja forma de onda senoidal, o circuito

clássico do Oscilador Royer é modificado de tal maneira que resulta em uma versão do oscilador *push-pull* já discutido, também auto-sustentado.

Figura 2.18 – Osciladores de alta frequência, (a) oscilador *Colpitts* e (b) oscilador *Royer*

2.3.4 – Conversores com Injeção de Energia

Este é um método de conversão de energia proposto inicialmente por Hu (2009), explorado em detalhes por Li, H.L. (2011) e que pode ser executado na forma CC-CA ou CA-CA.

Para a conversão CC-CA com injeção de energia, considere-se a Figura 2.19. Inicialmente, as chaves S_1 e S_2 estão bloqueadas e não há energia elétrica ou magnética armazenada na malha LC. Quando S_1 é colocada em condução, a fonte de tensão V_{cc} é conectada à malha LC série, injetando energia na mesma. Se S_1 é bloqueada e S_2 conduz, a corrente oscila livremente (na frequência natural não amortecida do circuito RLC) e a energia é transferida entre L_p e C_p até que, eventualmente, seja toda dissipada pelas não-idealidades inerentes ao capacitor, indutor e à chave S_2 . Contudo, se a energia é repostada (bloqueando-se S_2 e colocando S_1 em condução) com certa regularidade, a corrente no indutor emissor pode ser mantida.

Figura 2.19 – Inversor *half-bridge* com injeção de energia

A tensão nos terminais da malha ressonante (entre os pontos a e b da Figura 2.19) é dada por (2.32). Durante a fase de oscilação, são válidas (2.33) e (2.34).

$$v_{ab} = \begin{cases} V_{cc} , & \text{injeção de energia} \\ 0 , & \text{oscilação} \end{cases} \quad (2.32)$$

$$L_p \frac{di_p}{dt} + R_i i_p + v_{Cp} = 0 \quad (2.33)$$

$$i_p = C_p \frac{dv_{Cp}}{dt} \quad (2.34)$$

E durante a fase de injeção de energia, tem-se (2.35). Além disso, independentemente da fase de operação, (2.36) é válida em termos da corrente no emissor.

$$L_p \frac{di_p}{dt} + R_i i_p + v_{Cp} = V_{cc} \quad (2.35)$$

$$L_p C_p \frac{d^2 i_p}{dt^2} + R_i C_p \frac{di_p}{dt} + i_p = 0 \quad (2.36)$$

Tem-se então (2.37), onde $v_{Cp}(0)$ e $i_p(0)$ são as condições de tensão no capacitor e corrente no indutor. A constante de decaimento é $\tau = 2L_p/R_i$ e o ângulo $\theta = \tan^{-1}(1/\omega\tau)$.

$$i_p(t) = \frac{-v_{Cp}(0)}{\omega L_p} e^{-\frac{t}{\tau}} \sin(\omega t) + i_p(0) \frac{\omega_0}{\omega} e^{-\frac{t}{\tau}} \cos(\omega t + \theta) \quad (2.37)$$

Evidentemente que se o fator de qualidade a vazio, $Q_{p,0}$, for elevado, menor será a dissipação de energia da fase de oscilação. Além disso, se as transições entre S_1 e S_2 ocorrerem quando i_p cruza com zero (condição ZCS), então $i_p(0) = 0$ e por consequência a $v_{Cp}(0)$ assume seu valor máximo. Nestas condições, tem-se simplesmente (2.38) na fase de oscilação e (2.39) na fase de injeção de energia.

Finalmente, a energia injetada a cada meio ciclo, E_{inj} , é dada por (2.40), onde T_{inj} é o período de injeção.

$$i_p(t) = \frac{-v_{Cp}(0)}{\omega L_p} e^{-\frac{t}{\tau}} \sin(\omega t) \quad (2.38)$$

$$i_p(t) = \frac{V_{cc} - v_{Cp}(0)}{\omega L_p} e^{-\frac{t}{\tau}} \sin(\omega t) \quad (2.39)$$

$$E_{inj} = \int_0^{T_{inj}} V_{cc} i_p(t) dt \quad (2.40)$$

Considerando um controle muito simples, simulado com amplificadores operacionais TL082, como mostrado na Figura 2.20(a), têm-se as formas de onda da Figura 2.20(b). A corrente i_p deve ser mantida em um valor de referência $I_{p,ref} = 6$ A (que é convertida em um sinal de tensão $V_{ip,ref}$). De i_p se obtém v_{ip} , um sinal de tensão correspondente à saída do sensor de corrente. Um circuito detector de envelope fornece v_{env} e a dinâmica deste detector determina o tempo de resposta para injeção da

corrente i_{inj} . Sempre que $v_{env} < V_{ip,ref}$ e tratar-se de um semi-ciclo positivo, S_1 entra em condução e S_2 é bloqueada. Nos semi-ciclos negativos, S_2 conduz, enquanto S_1 é bloqueada.

A corrente no emissor é mantida no valor nominal através de injeções sucessivas de energia a cada semi-ciclo positivo de i_p . Contudo, em $t = 20$ ms ocorre remoção de 75% da carga, de forma que a tensão correspondente ao envelope de corrente, v_{env} , reduz-se lentamente até que o controle detecte a necessidade de injetar energia na malha ressonante.

Em $t = 21,5$ ms volta-se a comandar S_1 . Como a carga conectada ao emissor agora é consideravelmente inferior à inicial, não há necessidade de injeção de energia em todos os semi-ciclos positivos de i_p , que continua sendo mantida com $I_p = 6$ A. As oscilações de baixa frequência em i_p são irrelevantes para a maioria das aplicações de TIP, pois o circuito receptor geralmente contém um estágio retificador com filtro capacitivo suficientemente grande e capaz de minimizar a ondulação de tensão.

Figura 2.20 – Simulação do inversor *half-bridge* com injeção de energia, (a) lógica de controle e (b) formas de onda

O trabalho complementar Li, Hu e Covic (2010) utiliza o inversor *full-bridge* para a mesma finalidade discutida aqui. Neste caso, a injeção de energia pode ser feita também quando a corrente i_p encontra-se no semi-ciclo negativo da fase de oscilação.

Há ainda a possibilidade de se realizar a conversão CA-CA com injeção de energia, de maneira que, simplificada, a fonte de tensão contínua da Figura 2.19 é substituída pela rede elétrica convencional. Isto é investigado também por Li, H.L. (2011).

2.4 - Estágio Receptor

O estágio receptor pode estar localizado:

- Dentro de um veículo elétrico, geralmente na parte inferior do mesmo. As limitações técnicas neste caso não se referem tanto a pesos e volumes, mas sim à possibilidade de ultrapassar limites de segurança acerca das máximas densidades de fluxo magnético experimentadas pelos passageiros no interior do veículo, bem como as possíveis interferências com dispositivos eletrônicos embarcados;
- Imediatamente abaixo de tecidos orgânicos, como demonstrado experimentalmente por Dissanayake (2010) quando da instalação de receptores transcutâneos de TIP em ovelhas. Neste caso, as limitações maiores dizem respeito a dissipação de energia sob a forma térmica: Primeiro, aquela energia originária do aquecimento de componentes chaveados, presentes em conversores CC-CC implantados em tecidos orgânicos. Segundo, a energia originária da interação entre matéria orgânica e frequência de operação devido à Taxa Específica de Absorção (que é uma medida de como o corpo humano absorve energia quando exposto a campos eletromagnéticos, definida como potência absorvida por massa de tecido, W/kg). Estas questões são investigadas também por Zhao *et al.* (2012) e Ng *et al.* (2011) em próteses oculares, Lee *et al.* (2011) em implantes cardíacos de marca-passo e por Bashirullah (2010) para implantes em geral;
- Embarcado entre outros circuitos eletrônicos, como ocorrem em celulares e demais dispositivos portáteis. Aqui, as limitações do receptor de TIP dizem respeito sobretudo à blindagem do fluxo magnético (de forma que este enlace o indutor receptor mas não chegue aos demais componentes do dispositivo) e à miniaturização e redução do perfil do receptor.

Do ponto de vista de eletrônica de potência, os receptores contêm retificadores em sua maioria passivos e realizados com diodos Schottky. A tecnologia SiC permitiu recentemente o uso deste tipo de diodo em aplicações com tensões reversas de até 600 V (o diodo Schottky convencional raramente ultrapassa 100 V) para correntes retificadas de até 20 A, de acordo com ST Microelectronics (2011). Os estágios CC-CC são os mesmos já amplamente discutidos na literatura.

Conversores bidirecionais para TIP foram propostos recentemente por Madawala e Thrimawithana (2011), e têm como objetivo permitir o fluxo de potência do emissor para o receptor e também o contrário (caso este que vem sendo aproveitado em sistemas *Vehicle-to-Grid*, tal qual proposta de Haerri *et al.* (2010), onde veículos elétricos disponibilizam parte da energia armazenada em seus bancos de baterias para a rede elétrica). Nesta proposta o receptor possui um retificador

bidirecional em corrente e novamente a tecnologia de semicondutores tem contribuído significativamente. Semicondutores do tipo GaN FET têm se mostrado uma alternativa ao MOSFET em frequências da ordem de MHz (tal qual nos conversores auto-ressonantes já discutidos). De acordo com EPC (2015) os aprimoramentos em comparação com as diversas gerações da tecnologia MOS são: menores capacitâncias internas totais (soma das capacitâncias parasitas), tensões de limiar de *gate* (*threshold*) típicas de apenas 5 V, maior densidade de potência (relação entre potência processada pelo FET e a área ocupada pelo componente eletrônico).

Sistemas com múltiplos receptores também constam na literatura. O estudo desenvolvido por Cannon *et al.* (2009) propõe a separação dos estágios emissor e receptor conforme mostra a Figura 2.21 de maneira a otimizar somente a indutância mútua entre os elementos indutivos de interesse. Todos os elementos com sub-índice “*sint*” referem-se aos receptores intermediários, que podem ser também chamados de repetidores. A reatância capacitiva de C_{sint} compensa a reatância de L_{sint} , sendo que a resistência série R_{sint} é o único parâmetro que limita a corrente no receptor intermediário quando $\omega = \omega_0$. Assim, conforme a relação de espiras entre emissor e receptor intermediário, é possível ter $I_{sint} \gg I_p$.

Assim como no caso descrito por Hsu *et al.* (2007), se existirem acoplamentos magnéticos entre circuitos receptores, haverá a possibilidade de a transferência de potência ser prejudicada em todos eles, dada a perda de independência operacional. Isto significa que, se as indutâncias mútuas entre receptores não podem ser desprezadas, a corrente que circula em um deles induzirá tensão nos demais.

Figura 2.21 – Múltiplos receptores com repetidores intermediários, (a) em arranjo axial e (b) em arranjo circular

Portanto, a alimentação de múltiplos secundários de acordo com a configuração da figura anterior é possível desde que:

- Cada enrolamento secundário esteja posicionado em uma região onde o campo magnético induzido pelo circuito primário seja aproximadamente uniforme. Isto será observado no capítulo 4 e está fortemente relacionado à relação entre dimensões do indutor emissor e do indutor receptor;
- As indutâncias mútuas entre receptores tenham efeito insignificante sobre o acoplamento magnético entre emissor e cada um dos receptores.

Na proposta de Elliott *et al.* (2010) duas novas geometrias para o enrolamento receptor múltiplo são simuladas, testadas experimentalmente e permitem que o receptor movimente-se até 100 mm lateralmente (para qualquer dos lados) sem comprometer a transferência de potência. Esta proposta emprega múltiplos receptores associado em paralelo (em termos da ligação elétrica entre eles). Ao se moverem sobre uma trilha emissora a existência de múltiplos receptores garante que ao menos um deles terá tensão induzida e, portanto, haja sempre fluxo de potência para a carga.

Muitas outras estruturas usando múltiplos receptores existem na literatura. Merecem menção: o esquema omnidirecional tridimensional usando indutores circulares proposto por Ng *et al.* (2014) e a topologia de indutores em cascata apresentada por Zhong, Lee e Hui (2012) e ilustrada na Figura 2.21(b). Em qualquer caso, os indutores são realizados sem núcleos de alta permeabilidade magnética tal que se torna mais simples a previsão da distribuição espacial do fluxo magnético de cada receptor intermediário. Por outro lado, a potência transmitida é da ordem de 14 W apenas.

Existem ainda outras propostas com múltiplos receptores e algumas somente podem ser realizadas com o uso de múltiplos emissores, conforme Zhong, Liu e Hui (2011). Variações destas estruturas múltiplas são chamadas de sistemas polifásicos de TIP, cuja descrição consta em Matsumoto *et al.* (2011), e tem potencial para aplicações em potências da ordem de kW.

2.5 - Controle do Fluxo de Potência

Em situações práticas de uso de conversores de TIP ocorrem variações na separação axial entre primário e secundário a todo o tempo, bem como o desalinhamento lateral ou angular entre eles. Além das alterações de posição originárias do próprio uso do conversor, existem também as variações dimensionais, resultantes do processo de fabricação dos enrolamentos (número de espiras e acomodação destas) e tolerâncias mecânicas na montagem do conversor. Nestas condições, o fluxo de potência entre emissor e receptor aumenta ou diminui, afetando a carga alimentada pelo secundário.

Em outros casos, a aplicação demanda a interrupção do fluxo de potência ou a sua redução em situações de emergência. Seja qual for o propósito, métodos para controle do fluxo de potência são indispensáveis em TIP, e eles dividem-se em:

- Controladores primários (ou do lado da rede): O fluxo de potência é elevado ou reduzido controlando-se parâmetros apenas do circuito emissor, isto é, a frequência imposta pelo estágio inversor, a indutância do enrolamento primário, a capacitância (ou conjunto de capacitâncias) de compensação ou a corrente no primário;
- Controladores secundários (ou do lado da carga): Controlam o fluxo de potência apenas através de parâmetros locais, existentes exclusivamente do lado da carga em acionamento, como a tensão ou corrente sobre a carga ou o próprio coeficiente de acoplamento.

2.5.1 - Controladores Primários

Atuação Sobre a Corrente do Primário

Atuar sobre I_p depende de como está organizada a malha de compensação LC e seu efeito é quantificado por (2.5), pois a potência na carga é função de I_p^2 . No caso dos inversores alimentados em corrente isto é possível modulando-se a tensão de entrada do estágio inversor. Assim, pode-se variar a tensão média do barramento que alimenta o estágio inversor (o que implica ter um estágio retificador controlado antes do inversor ou um estágio CC-CC pré-regulador de tensão do tipo abaixador ou abaixador-elevador de tensão), de acordo com o estudo de Si *et al.* (2007). A Figura 2.22 ilustra a alternativa com retificador a tiristor. Por estar em série com os demais estágios do conversor TIP, o estágio pré-regulador de tensão contribui para a redução do rendimento global da solução.

Figura 2.22 – Controle da corrente I_p através de fonte de tensão variável na entrada do estágio inversor em alta frequência

Para os inversores alimentados em tensão, onde a compensação é feita pela associação em série do capacitor C_p , é possível empregar controle de fase, como discutido há pouco. Ao longo da faixa de ajuste da corrente do primário, é preciso dar atenção ao cálculo das perdas, que se devem à operação normal do circuito ou resultam da operação fora da condição de comutação suave. Também é crítico o conhecimento de quais elementos do circuito produzem maior dissipação e aquecimento, sobretudo quando a tecnologia de transferência indutiva é empregada em implantes biomédicos.

Atuação Sobre a Frequência de Operação do Estágio Inversor

Pela variação da frequência do estágio inversor, o conversor passa a trabalhar acima ou abaixo de f_0 , de maneira que a reatância indutiva ou a reatância capacitiva da malha RLC passam a predominar. Em qualquer caso, a impedância vista pelo inversor se eleva, obrigando a redução de I_p .

Em geral a atuação sobre f apresenta muitas desvantagens: Primeiramente, porque a operação distante de f_0 é dissipativa e isto leva a maiores esforços térmicos nos semicondutores. Em segundo lugar, porque o inversor deverá ser capaz de fornecer energia reativa à malha RLC, e isto o torna (tipicamente) sobre-dimensionado para a operação normal, com $f \approx f_0$. Finalmente, distante da ressonância os esforços de corrente e tensão sobre indutores e capacitores tornam-se demasiadamente severos e, conseqüentemente, inseguros, a depender da topologia do inversor e da malha ressonante.

O controle de fluxo, mesmo que feito no emissor, na maior parte das vezes requer conhecimento de parâmetros do receptor, como a tensão na carga, e isto demanda que emissor e receptor se comuniquem sem fios.

Assim, Thrimawithana e Madawala (2010) e Zaheer, Suri e Nemade (2012) apresentam uma solução que permite o controle do fluxo de potência para o secundário por meio do monitoramento apenas de variáveis disponíveis no circuito emissor.

Figura 2.23 – Conversor para TIP com controle único no circuito primário, (a) esquema geral e (b) estratégia de controle

Seja o circuito proposto na Figura 2.23(a). A corrente no enrolamento primário é dada por (2.41) e em (2.42) tem-se uma expressão para a tensão sobre a carga considerando $\dot{V}_p$ imposta pelo inversor.

$$\dot{I}_p = \frac{1}{j\omega_0 L_p} \dot{V}_p \quad (2.41)$$

$$V_o = \frac{\pi M}{2\sqrt{2} L_s R_L} I_p \quad (2.42)$$

$$\dot{V}_{Cp} = \frac{\pi M}{2\sqrt{2} L_s} V_o + j \left(\omega_0 L_p - \frac{\omega_0 M^2}{L_s} \right) I_p \quad (2.43)$$

Como evidencia (2.42), a regulação de V_o é possível pelo controle de $\dot{V}_p$. Indiretamente, V_o é obtida pela análise da tensão $\dot{V}_{Cp}$, sobre o capacitor de compensação C_p , dada em (2.43). Somente a parcela real depende da tensão sobre a carga e, em caso de variação desta tensão, os efeitos serão verificados no primeiro termo de (2.43). Assim, o controlador pode atuar sobre $\dot{V}_p$ até que V_o seja restabelecido, sem a necessidade de sensores ou estimadores no secundário.

A parcela real de $\dot{V}_{Cp}$ depende também da indutância mútua, M , e esta pode se alterar ao longo da operação. É preciso então considerar variações da indutância mútua para regular V_o corretamente. Pela análise da parcela imaginária de $\dot{V}_{Cp}$, observa-se que esta depende da indutância mútua, mas não é dependente da carga. Sendo assim, qualquer variação de M será sentida na parte imaginária de (2.43). A nova indutância mútua pode então ser calculada (estimada) e seu efeito introduzido na compensação de V_o . O controlador proposto é apresentado na Figura 2.23(b). Nesta Figura M_{calc} e V_{ocalc} são os valores estimados da indutância mútua e da tensão de saída, respectivamente.

2.5.2 - Controladores Secundários

Atuação com Reguladores Lineares de Tensão

Esta é a forma mais simples de controle de potência no receptor. Imagine-se um estágio retificador, não controlado, conectado logo após o circuito ressoante secundário. Qualquer variação da tensão induzida levará a variação da tensão no barramento retificado. Um regulador linear de tensão alimentado por este barramento pode ser usado para manter constante a tensão sobre a carga, dissipando excessos de potência sob a forma de calor. A técnica pode ser usada para cargas não críticas, de potências tipicamente não superiores a 30 W. Tem como vantagem o circuito simples e robusto, mas que dificilmente atinge eficiências acima de 50%.

Atuação por Dessintonização da Malha de Compensação

No receptor não há como modificar f (imposta pelo emissor), sendo necessário atuar sobre f_0 através dos elementos reativos da malha RLC.

A Figura 2.24 mostra formas de se obter um indutor variável, utilizando o princípio do amplificador magnético e da associação de múltiplos indutores. Nos dois casos, consegue-se a alteração da indutância própria L_s , forçando o circuito a sair da ressonância. Para o caso do controle do

banco indutivo por meio da associação de indutores em paralelo, como mostra a Figura 2.24(b), é importante lembrar que qualquer chaveamento com o intuito de dessintonização é realizado de forma não-periódica. Além disso, na configuração apresentada este método de variação de indutância é válido para a rede ressonante LCL.

Figura 2.24 – Circuitos secundários com indutores variáveis. (a) Com amplificador magnético e (b) com banco de indutores

Hsu *et al.* (2007) apresentam um aperfeiçoamento do controle com indutor variável obtido por amplificador magnético. Tal trabalho propõe um controlador direcional para TIP, a fim de permitir transferência de potência independentemente da orientação espacial relativa entre emissor e receptor (desde que este esteja na região de operação do primário). São usados três enrolamentos perpendiculares entre si no secundário, de forma que a potência disponibilizada pelo transmissor possa ser recebida por um deles, ou parcialmente por cada enrolamento, resultando em potência recebida aproximadamente constante. Cada um dos enrolamentos possui uma malha ressonante e um circuito com indutância variável semelhante ao da Figura 2.24(a). Hsu, Hu e Swain (2010) definem a estratégia de controle através de lógica *Fuzzy* e também o equacionamento do controlador direcional.

Neste e em outros casos onde o secundário é composto por mais de um enrolamento, é preciso minimizar a indutância mútua entre eles, garantindo assim a independência operacional dos receptores. Em geral, isto significa montá-los afastados uns dos outros ou com alguma blindagem magnética entre eles, o que dificulta o uso em implantes biomédicos e dispositivos ultra-portáteis. O uso de três indutores variáveis, formados por núcleos magnéticos saturáveis, resulta em acréscimo de volume e massa tornando a proposta ainda menos interessante para as aplicações mencionadas.

Outra discussão relevante sobre uso de indutores variáveis é que estes permitem o ajuste da indutância de controle dentro de uma faixa normalmente muito limitada. Isto equivale a dizer que há possibilidade de o indutor variável não ser capaz de restringir suficientemente o fluxo de potência. Mais além, é prudente considerar que o parâmetro C_s da Figura 2.24(a) varia com a temperatura do conversor e ainda possui tolerâncias da ordem de $\pm 10\%$. Sendo assim, o indutor variável ideal seria aquele versátil o bastante para compensar qualquer tolerância do circuito e levá-lo sempre ao ponto de ressonância ou interromper completamente o fluxo de potência. Este assunto é estudado por Hsu e Hu

(2007) e é feita a discussão sobre a faixa de atuação do indutor variável obtido com amplificador magnético.

Prosseguindo, há também a possibilidade de alterar a capacitância C_s para realizar a sintonização e dessintonização do circuito ressonante. O conceito é ilustrado na Figura 2.25.

Figura 2.25 – Circuitos secundários com banco de capacitores resultando em capacitância variável

Tanto os bancos capacitivos quanto os indutivos, obtidos a partir da introdução ou retirada de elementos da malha LC ressonante, permitem a dessintonização discreta do circuito, ou seja, não é possível variar continuamente a reatância do banco de controle, como se faz no caso do indutor baseado em amplificador magnético. É necessário então considerar os efeitos de transitórios eletromagnéticos resultantes da conexão e desconexão destes elementos reativos sobre a carga alimentada.

Atuação por Curto-Circuito e Abertura do Circuito Receptor

Uma chave semicondutora ativa pode ser colocada em paralelo com o indutor principal do circuito receptor de forma que, quando se aciona esta chave o indutor é curto-circuitado e a corrente de curto-circuito cancela o efeito do campo magnético imposto pela corrente primária. Assim, o fluxo mútuo torna-se nulo e não há transferência de potência. O componente escolhido para realizar este curto-circuito deverá ser apropriadamente especificado, já que os esforços de corrente são elevados, sobretudo quando se consideram os transitórios envolvidos com o chaveamento.

A Figura 2.26(a) mostra esta estratégia e ainda a possibilidade de realizar o mesmo efeito através da chave ativa de um estágio CC-CC elevador de tensão. Neste caso os elementos adicionais S_{aux} , D_{aux} e L_{aux} , que compõem a célula *PWM*, podem ser usados para elevar a tensão média sobre a carga.

Outra solução é usar uma chave ativa em série com o circuito receptor. Nesta configuração, quando a chave é aberta ainda há tensão induzida no indutor secundário, mas não há circuito fechado para circulação de corrente. A Figura 2.26(b) ilustra esta técnica a modificação pela introdução de um estágio CC-CC abaixador de tensão.

Figura 2.26– Circuitos secundários com chaves adicionais, (a) chave ativa em paralelo com L_s e (b) chave ativa em série com L_s

Atuação por Afastamento Emissor-Receptor e Blindagem Magnética

O fato de afastar o circuito receptor e colocá-lo fora da região de atuação do primário constitui uma forma evidente de desacoplar ambos e impedir que o fluxo de potência se estabeleça. Esta é a forma mais utilizada nos sistemas de TIP voltados para recarga de baterias ou alimentação de veículos elétricos em movimento. Evidentemente, separar emissor e receptor sem reduzir I_p implica em espalhamento irrestrito do fluxo de dispersão.

A blindagem entre primário e secundário, feita pela introdução de elementos ferromagnéticos ou paramagnéticos no entreferro (conforme definições e propriedades descritas por Buschow e De Boer (2003)), também pode bloquear ou reduzir drasticamente a indutância mútua, limitando o fluxo de potência. Estas duas formas são ditas mecânicas e requerem mecanismos com peças móveis/articuladas.

É possível também utilizar materiais magnéticos macios, como os núcleos de ferrite, para obtenção de um guia de fluxo magnético. Esta estrutura é usada para favorecer a concentração de linhas de fluxo em um meio de alta permeabilidade magnética, reduzindo o fluxo livre no ambiente externo. Antes de atingir a saturação, um núcleo de alta permeabilidade relativa, posicionado entre o circuito emissor e o receptor representa um caminho de baixa relutância magnética capaz de desviar parte do fluxo que atingiria o receptor. É isto que propõem Umenei *et al.* (2012) um guia de fluxo seletivo.

2.6 - Modelagens Analíticas

Os conceitos de circuitos elétricos sob excitação senoidal, descritos por Nilsson e Riedel (1999) são plenamente cabíveis em TIP e serão empregados em qualquer análise desta tese. Contudo, formulações alternativas são corriqueiramente mencionadas na literatura (entre elas, a Teoria dos Modos Acoplados) e isto é discutido nesta seção. Mais além, são apresentadas as equações analíticas para modelos de desalinhamento espacial entre emissor e receptor bem como são feitos os comentários a respeito de formulações para cálculo de indutâncias próprias e mútuas. Por fim são listadas as limitações dos métodos analíticos quando confrontados com as necessidades de TIP.

2.6.1 - Teoria dos Modos Acoplados

A Teoria dos Modos Acoplados (TMA) é uma ferramenta conhecida em diferentes ramos da Física e é empregada na análise da troca de energia entre objetos, corpos ou sistemas em ressonância (seja ressonância acústica, magnética, eletromagnética e nuclear). A essência desta teoria está em reduzir a análise de um sistema físico de maneira a obter a solução de (2.44), no domínio do tempo.

$$\frac{da_m(t)}{dt} = -(j\omega_m - j\Gamma_m)a_m(t) - \sum_{n \neq m} jK_{mn}a_n(t) + F_m(t) \quad (2.44)$$

$$E_m(t) = |a_m(t)|^2 \quad (2.45)$$

A função $a_m(t)$ descreve o comportamento temporal do campo envolvido na ressonância (campo magnético, por exemplo). Os índices m e n identificam os diferentes objetos que se encontram em ressonância. As funções $a_m(t)$ são tais que a energia $E_m(t)$ contida no objeto m seja dada por $|a_m(t)|^2$, por definição, conforme (2.45). A frequência natural dos objetos é dada por ω_m e a taxa de decaimento da energia armazenada em um objeto é dada por Γ_m . Esta taxa confere a não-idealidade ao modelo matemático, pois se refere ao decaimento da energia resultante da absorção (ou seja, energia que é intrinsicamente perdida pelo objeto) e no processo de irradiação (por exemplo, no meio que separa um objeto e outro). Para um sistema em ressonância magnética, as taxas de decaimento estão, entre outros fatores, associadas às resistências série dos indutores e à própria carga conectada ao receptor.

Em (2.44) tem-se K_{mn} , o fator de acoplamento entre objetos em ressonância. Para o caso de dois ou mais enrolamentos ressonantes, este fator possui significado semelhante ao de k , embora se relacione mais diretamente com as trocas de energia entre os enrolamentos.

A função $F_m(t)$ representa a excitação dos objetos, podendo ser uma força externa, uma parcela de energia adicional vinda de fora do sistema ressonante ou, para o caso das aplicações elétricas, uma fonte de potência elétrica. Neste último caso, é de interesse que a excitação seja senoidal e assim, em regime permanente, tem-se (2.46), onde A_m é a amplitude da excitação imposta ao circuito emissor.

$$F_m(t) = A_m e^{-j\omega_m t} \quad (2.46)$$

$$a_p(t) = A_p e^{-j\omega_m t} \quad (2.47)$$

$$a_s(t) = A_s e^{-j\omega_m t} \quad (2.48)$$

$$\frac{A_s}{A_p} = j \frac{K_{ps}}{\Gamma_s + \Gamma_L} \quad (2.49)$$

Seja um sistema ressonante composto por dois enrolamentos (emissor ou primário, onde $m = p$, e receptor ou secundário onde $n = s$, de forma a manter a nomenclatura usada nos circuitos elétricos). Se a excitação $F_m(t)$ é aplicada, as funções temporais, $a_p(t)$ e $a_s(t)$, podem ser genericamente dadas por (2.47) e (2.48), válidas para o emissor e para o receptor respectivamente. Diz-se que $a_s(t)$ resulta de $a_p(t)$, por indução. Pode-se então estabelecer uma relação entre as amplitudes A_p e A_s , sendo A_s tão maior quanto maior for o acoplamento entre os dois objetos ressonantes. Assim, (2.49) é válida.

A potência absorvida pelo emissor, equivalente às perdas ôhmicas do mesmo, é uma função da taxa intrínseca de decaimento da energia armazenada, Γ_p , conforme (2.50). O mesmo vale para o receptor e para a carga conectada a ele, cujas potências absorvidas são dadas por (2.51) e (2.52).

$$P_p = 2\Gamma_p |A_p|^2 \quad (2.50)$$

$$P_s = 2\Gamma_s |A_s|^2 \quad (2.51)$$

$$P_L = 2\Gamma_L |A_L|^2 \quad (2.52)$$

Assumindo que não existem perdas por radiação, então a potência total absorvida no sistema de dois objetos ressonantes, corresponde à $P_T = P_p + P_s + P_L$ e, nestes termos, a eficiência de transmissão em regime permanente, H_{ps} (letra grega “ETA” maiúscula), pode ser calculada como (2.53) e simplificada em (2.54) com o auxílio de (2.49).

$$H_{ps} = \frac{P_L}{P_T} = \frac{2\Gamma_L |A_L|^2}{2\Gamma_p |A_p|^2 + 2\Gamma_s |A_s|^2 + 2\Gamma_L |A_L|^2} \quad (2.53)$$

$$H_{ps} = \frac{1}{\frac{\Gamma_p (\Gamma_s + \Gamma_L)^2}{\Gamma_L K_{ps}^2} + \frac{\Gamma_s}{\Gamma_L} + 1} \quad (2.54)$$

2.6.2 - Equivalência entre TMA e Teoria Convencional de Circuitos Elétricos

Inúmeras tentativas foram feitas por Karalis, Joannopoulos e Soljacic (2008) para estabelecer diferenças entre os circuitos ressonantes convencionais (muito bem explicados pelos métodos usuais de circuitos elétricos) e aquilo que foi chamado de “ressonadores fortemente acoplados” (que seriam descritos pela TMA). Segundo estes autores, os fenômenos por trás da transferência de potência “sem fios” em seus experimentos são fundamentalmente diferentes do restante da literatura. Com isto, o trabalho de Kurs *et al.* (2007) tornou-se um dos mais citados da literatura, bem como um dos mais polêmicos.

Recentemente, Kiani e Ghovanloo (2012) demonstram que as equações apresentadas por Kurs (2007) e as equações clássicas de um transformador não-ideal em regime permanente (em termos de correntes no primário e secundário e também quanto à eficiência) são equivalentes. Por meio de um desenvolvimento bastante lógico, comprova-se analiticamente que aqueles parâmetros que influenciam negativamente a transferência de potência em Kurs (2007) possuem equivalentes na teoria de circuitos elétricos como, por exemplo, as resistências série dos indutores de emissor e/ou receptor, que costumeiramente são observadas através de seus fatores de qualidade. Mais além, a comprovação experimental da equivalência consta em Ricketts, Chabalko e Hillenius (2013).

Existem ainda outras maneiras alternativas para compreensão da transferência de potência sem contatos sólidos e uma formulação relevante é apresentada por Faria (2012) em termos do Vetor de Poynting. Detalhes em termos de campo elétrico e magnético constam em Umenei (2011). Ainda, a representação do ponto de vista do circuito magnético equivalente, tal qual propõem Saraiva, Chaves e Camacho (2008) para transformadores trifásicos, também podem ser usadas em TIP.

2.6.3 – Cálculos de Indutâncias

O cálculo de indutâncias próprias e mútuas é fundamental em TIP, pois estes parâmetros regem a transferência de potência como visto nos equacionamentos deste capítulo. Mais do que isso, a presença de núcleos ferrimagnéticos (cuja permeabilidade magnética relativa μ_r é elevada) e a presença de materiais paramagnéticos de blindagem tornam o comportamento do sistema fracamente acoplado menos previsível e mais complexo. Atenuações na potência observada no receptor são esperadas, tal qual se observa no trabalho de Yu (2013).

A indutância mútua M é dada por (2.55) em termos da corrente no emissor e do fluxo magnético mútuo ϕ_m (que enlaça emissor e receptor). Tomando estes parâmetros em termos de seus

valores de pico mantém a validade de (2.55). Considerando a Lei de Faraday-Neumann-Lenz, tem-se (2.56), onde a tensão no receptor em aberto $v_{sa}(t)$ também é dada em função do fluxo magnético mútuo. O terceiro termo de (2.56) é obtido se for considerado $\phi_m(t) = \phi_{m,pico} \cos(\omega t)$.

$$M = \frac{\phi_m(t)}{i_p(t)} = \frac{\phi_{m,pico}}{I_p} \quad (2.55)$$

$$v_{sa}(t) = -\frac{d\phi_m(t)}{dt} = \omega \phi_{m,pico} \sin(\omega t) \quad (2.56)$$

Combinando (2.55) e (2.56), obtém-se (2.57) que é extremamente útil em TIP por não requerer o conhecimento do fluxo mútuo para o cálculo de M.

$$M = \frac{V_{sa}}{\omega I_p} \quad (2.57)$$

A expressão (2.55) pode ser escrita em termos da relutância magnética equivalente do sistema fracamente acoplado, $\mathfrak{R}_{eqv}$, já que $\phi_{m,pico}$ é dado por (2.58), em termos do número de espiras do emissor. Cabe observar que $\mathfrak{R}_{eqv}$ conserva todas as características do sistema fracamente acoplado, qualquer que seja sua geometria, para qualquer posicionamento relativo entre emissor e receptor. A constante a_l foi introduzida porque formalmente a relação $N_p I_p$ é a “força magnetomotriz” do emissor e uma fração do fluxo gerado por $N_p I_p$ de fato chega ao receptor (então, $0 \leq a_l \leq 1$). Assim, chega-se a (2.59).

$$\phi_{m,pico} = a_l \frac{N_p I_p}{\mathfrak{R}_{eqv}} \quad (2.58)$$

$$M = a_l \frac{N_p I_p}{\mathfrak{R}_{eqv} I_p} = a_l \frac{N_p}{\mathfrak{R}_{eqv}} \quad (2.59)$$

Tal qual o fluxo mútuo, a relutância equivalente também é difícil de ser obtida em termos práticos. Mas (2.59) é relevante porque nela se observa que a indutância mútua é independente da frequência de operação do circuito e da corrente que excita o emissor. Isto é provado pela análise dimensional, sabendo-se que se a_l é adimensional, conforme (2.60). A manipulação de unidades resulta no fato de que M é dada em *henry*, como esperado. Isto está de acordo com (2.57), pois V_{sa} na verdade é função simultaneamente de ω e de I_p .

$$[M] = \frac{[N_p]}{[\mathfrak{R}_{eqv}]} = \frac{esp}{\left(\frac{A \cdot esp}{Wb}\right)} = \frac{Wb}{A} = H \quad (2.60)$$

Um resultado bem mais intuitivo e que também pode ser demonstrado analiticamente de acordo com Errede (2008) é o de que, havendo um núcleo de permeabilidade μ , tal que a indutância mútua seja $M(\mu)$, esta indutância será $\mu_r = \mu/\mu_0$ maior do que a mútua obtida somente com núcleos de ar, $M(\mu_0)$. Aqui, μ_0 é a permeabilidade magnética do vácuo. Portanto, (2.61) é válida e demonstra que

a introdução de núcleos de elevada permeabilidade relativa (ferrite, por exemplo, onde $\mu_r \approx 600$ ou mais) é de extrema importância em TIP. O mesmo comportamento ocorre para indutâncias próprias.

$$M(\mu) = \mu_r M(\mu_0) \quad (2.61)$$

O cálculo exato de M é feito pela Fórmula de Neumann, conforme (2.62) e Figura 2.27. Em (2.62), c_p e c_s são os caminhos fechados delimitados pelos enrolamentos primário e secundário, respectivamente, onde é feita a integração. Os vetores $d\mathbf{l}_p$ e $d\mathbf{l}_s$ representam porções incrementais dos filamentos e r é a distância entre o ponto de referência e o ponto de observação (onde $d\mathbf{l}_p$ e $d\mathbf{l}_s$ são definidos). A notação M_{ps} indica a mútua entre primário e secundário, que pelo Princípio da Reciprocidade, pode ser provada como $M_{ps} = M_{sp}$.

$$M_{ps} = \frac{\mu_0}{4\pi} \oint_{c_s} \oint_{c_p} \frac{d\mathbf{l}_p \cdot d\mathbf{l}_s}{r} \quad (2.62)$$

Figura 2.27 – Ilustração dos parâmetros da Fórmula de Neumann

2.6.4 - Modelos de Desalinhamento Espacial

Os modelos exatos para cálculo de indutâncias em função da separação axial (e), lateral (d_c) e do ângulo α entre emissor e receptor são, na verdade, casos particulares de (2.62), onde $d\mathbf{l}_p$ e $d\mathbf{l}_s$ são parametrizados para atender uma ou outra geometria.

Figura 2.28 – Dois indutores circulares com núcleo de ar em desalinhamento (a) axial, (b) lateral e (c) angular

Para os três desalinhamentos espaciais da Figura 2.28, podem ser escritas M_e , M_{dc} e M_a que são, nesta ordem, as indutâncias em função de e , d_c e α .

$$M_e = \mu_0 \sqrt{\frac{D_p D_s}{4}} G(s) \quad (2.63)$$

Onde $G(s)$ é dado por (2.64), $J(s)$ é chamada de integral elíptica de primeira espécie (ou primeiro tipo) e é calculada por (2.65) e $F(s)$ é a integral elíptica de segunda espécie, dada por (2.66). Nestas expressões, s é o parâmetro relacionado à geometria, obtido por (2.67).

$$G(s) = \left(\frac{2}{s} - s \right) J(s) - \frac{2}{s} F(s) \quad (2.64)$$

$$J(s) = \int_0^1 \sqrt{(1-t^2)(1-st^2)} dt \quad (2.65)$$

$$F(s) = \int_0^1 \sqrt{\sqrt{(1-t^2)(1-st^2)}} dt \quad (2.66)$$

$$s = \frac{\sqrt{\frac{D_p D_s}{\left(\frac{D_p}{2} + \frac{D_s}{2} \right)^2 + e^2}}}{\sqrt{\left(\frac{D_p}{2} + \frac{D_s}{2} \right)^2 + e^2}} \quad (2.67)$$

Para o caso de M_{dc} , tem-se:

$$M_{dc} = \frac{\mu_0 D_p D_s}{4 \sqrt{\frac{D_p}{2} \left(\frac{D_p}{2} + d_c \right)}} G(s) \quad (2.68)$$

$$s = \frac{\sqrt{2 D_p \left(\frac{D_s}{2} - d_c \right)}}{\sqrt{\left(\frac{D_p}{2} + \frac{D_s}{2} - d_c \right)^2 + e^2}} \quad (2.69)$$

Por fim, para M_a :

$$M_a = \frac{\mu_0 \sqrt{D_p D_s}}{2 \sqrt{\cos(\alpha)}} G(s_{med}) \quad (2.70)$$

$$s_{med} = \frac{s_{min} + s_{max}}{2} \quad (2.71)$$

Onde s_{min} e s_{max} são dados por (2.72) e (2.73).

$$s_{\min} = \sqrt{\frac{D_p D_s \cos(\alpha)}{\left(\frac{D_p}{2}\right)^2 + \left(\frac{D_s}{2}\right)^2 + e^2 + e D_p \sin(\alpha) + \frac{D_p D_s}{2} \cos(\alpha)}} \quad (2.72)$$

$$s_{\max} = \sqrt{\frac{D_p D_s \cos(\alpha)}{\left(\frac{D_p}{2}\right)^2 + \left(\frac{D_s}{2}\right)^2 + e^2 - e D_p \sin(\alpha) + \frac{D_p D_s}{2} \cos(\alpha)}} \quad (2.73)$$

Modelos analíticos mais completos podem ser encontrados em Fotopoulou e Flynn (2011), em Acero *et al.* (2013), em Babic, Sirois e Akyl (2009) e em Geselowitz, Hoang e Gaumond (1992).

Mesmo geometrias simples como a da Figura 2.28 requerem a resolução de integrais elípticas se uma formulação exata é desejada. A solução destas integrais não é trivial, de maneira que tornam-se necessários métodos de integração numérica como apresentado em Queiroz (2003). Em termos de indutâncias próprias, o mesmo ocorre. Soluções exatas existem para os casos mais simples (filamentos, solenóides, indutores circulares).

As expressões (2.63) a (2.73) são usadas por Dissanayake (2010). As simplificações introduzidas no modelo analítico são tais que as soluções exatas possuem erro da ordem de 15% quando comparadas com os dados experimentais.

2.6.5 – Eficiência em TIP

A separação física entre emissor e receptor não resulta obrigatoriamente em perdas elevadas de potência, de forma que não se pode relacionar TIP e redução de eficiência. Conforme apresentam Schuylenbergh e Puers (2009), no sistema fracamente acoplado as perdas devem-se às resistências séries equivalentes de emissor e receptor, acima de tudo. As perdas no núcleo magnético são menos expressivas, mas dependem de k até certo ponto, pois este parâmetro modifica o fluxo magnético confinado nos núcleos. De forma geral, as perdas magnéticas podem ser calculadas pela aproximação de Steinmetz, do tipo $P_{\text{núcleo}} = a f^b \Delta B^c$, onde $P_{\text{núcleo}}$ é a perda no núcleo magnético por unidade de volume (mW/cm^3), a , b e c são os coeficientes de Steinmetz, f é a frequência (kHz) do fluxo magnético e ΔB é a variação de fluxo magnético (em *teslas*). Esta é uma teoria bem estabelecida, discutida por Bossche e Valchev (2005) e McLyman (2004). Assim, a eficiência do SFA, η_{SFA} , pode ser dada simplesmente por (2.74), conforme Pinuela *et al.* (2012), de onde se conclui que k pode ser usado para compensar a multiplicação $Q_{p,0}Q_{s,0}$ e vice-versa.

$$\eta_{SFA} = \frac{k^2 Q_{p,0} Q_{s,0}}{\left(1 + \sqrt{1 + k^2 Q_{p,0} Q_{s,0}}\right)^2} \quad (2.74)$$

2.7 - Efeitos Biológicos da Tecnologia de TIP e Padronização

Esta seção traz um breve resumo de estudos recentes realizados a respeito da interação entre os campos eletromagnéticos originários de conversores de TIP e a matéria orgânica.

De acordo com ICNIRP (2010), para frequências entre 1 Hz e 100 kHz, o corpo humano é um condutor razoável de eletricidade e as linhas de campo impostas por uma fonte qualquer são quase perpendiculares ao corpo. São induzidas cargas na superfície do corpo e estas resultam em corrente no interior do mesmo. O campo elétrico induzido no interior do corpo humano é significativamente inferior ao observado externamente e diz-se que a matéria orgânica perturba amplamente o campo elétrico, atenuando-o. A distribuição de correntes induzidas ao longo dos vários órgãos e tecidos é determinada pela condutividade elétrica desses tecidos. Para campos magnéticos, a permeabilidade magnética relativa dos tecidos é a mesma do ar e disto resulta que o campo no interior do corpo é o mesmo observado externamente. Portanto, a matéria orgânica não perturba o campo magnético. Para uma determinada intensidade e orientação do campo magnético, são induzidos campos elétricos superiores nos corpos de pessoas de maiores dimensões, uma vez que os possíveis circuitos fechados condutores são maiores.

A Figura 2.29 mostra o arranjo simulado por Laakso e Hirata (2013), onde um veículo elétrico tem suas baterias recarregadas por um conversor TIP operando a 85 kHz, com $I_p = 23,0$ A e $I_s = 30,7$ A, sendo emissor e receptor separados por $e = 150$ mm e desalinhamento lateral $d_c = \pm 200$ mm (quando há desalinhamento lateral, ocorre redução de k e conseqüentemente há maior fluxo de dispersão nas redondezas do emissor). O estudo indica dificuldades em se modelar o corpo humano a ponto de conferir alta confiabilidade aos resultados de simulação, pois existem diferenças quando o indivíduo sobre o qual os efeitos são medidos é adulto ou criança (na figura, os resultados de simulação são coletados para três alturas distintas, justamente porque cada uma corresponde à uma região do modelo adulto ou infantil).

De qualquer maneira, os dados indicam que a pior situação de exposição ocorre quando o indivíduo está logo atrás do veículo e este está desalinhado com o emissor. Considerando todo o corpo humano, o valor de pico mais alto encontrado para o campo elétrico é 2,96 V/m (o limite por norma é 11,5 V/m). Em termos da intensidade de campo magnético, o valor máximo observado é de 20,3 A/m, na região das pernas de um modelo humano adulto (o limite é 21,0 A/m). De maneira geral, os resultados são sempre inferiores aos limites estabelecidos conforme ICNIRP (2010).

Para o caso de Kurs *et al.* (2007), que estabeleceu um recorde de TIP ao alimentar carga de 60 W a 2 m do emissor ($I_p = 10$ A, $f = 10$ MHz), Schneider (2010) ressalta que a intensidade do campo elétrico, 210 V/m, está 7,5 vezes acima do limite dado pelo órgão regulador ICNIRP (*International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection*), para exposição de seres humanos. A intensidade de campo magnético, 1 A/m, é 14 vezes superior ao limite. Estes valores foram obtidos na metade da

distância emissor-receptor e tornam-se muito superiores quando se aproxima do emissor. Por ultrapassar largamente os limites de exposição, a proposta de Kurs *et al.* (2007) é considerada impraticável em termos práticos.

Figura 2.29 – Arranjo de simulação de campos elétricos e magnéticos ao redor de um veículo em recarga

A diversidade de frequências de operação dos conversores de TIP, bem como os diversos níveis de potência de cada aplicação, impede uma análise generalizada. Cada proposta da literatura deve ser comparada aos limites definidos por norma. Os trabalhos de Chen, Santis e Umenei (2014), Mark *et al.* (2011), Saito *et al.* (2011), Christ *et al.* (2013) e Sunohara *et al.* (2014) fornecem mais dados a este respeito.

De qualquer maneira, ICNIRP (1998) e ICNIRP (2010) apontam claramente para a não existência de dados suficientes que comprovem correlação entre campos eletromagnéticos na faixa de 1 Hz a 100 kHz e a ocorrência de doenças como o câncer. Há, contudo, indicativos de que a corrente induzida no corpo humano pode superar limites de sensibilidade, tornando-se perceptível e incômoda para alguns indivíduos. Para a faixa entre 110 kHz e 300 GHz, estudos científicos indicam a possibilidade de elevação da temperatura corpórea e danos a tecidos como resultado do aquecimento localizado. Contudo, de toda esta ampla faixa, TIP por ora não tem excedido as primeiras dezenas de MHz.

Existem ainda outras regulamentações que devem ser obedecidas para que se possa considerar um conversor como seguro de fato, como a *IEEE C95.1*. A tecnologia de transferência indutiva de potência caminha para o estabelecimento de normas e padrões próprios. Algumas tentativas são os padrões *Qi* e *Rezence*, que buscam a padronização do protocolo de comunicação entre emissor e receptor e também da frequência de operação, de forma que emissores receptores de diferentes fabricantes sejam compatíveis entre si. Estes padrões aplicam-se a cargas de até 50 W e entre os membros apoiadores estão empresas como *Samsung*, *Sanyo*, *Texas Instruments*, *National Semiconductors* e *Qualcomm (HaloIPT)*.

Um breve resumo de padrões encontra-se no trabalho de Chadwick (2007). A Figura 2.30 mostra um arranjo experimental com o módulo de desenvolvimento para o padrão *Qi*, doado pela empresa *RRC Wireless Power*. Este módulo de 5W possui interface *I²C*, algoritmo de detecção de objetos metálicos e identificação automática do receptor. A frequência de operação do emissor varia entre 110 kHz e 205 kHz.

Figura 2.30 – Montagem experimental com módulo de desenvolvimento *RRC v5.1*

A indústria automotiva busca o estabelecimento dos critérios mínimos de performance e segurança dos conversores de TIP, protocolo de testes, protocolos de comunicação emissor-receptor e interoperabilidade entre os diversos tipos de geometrias do sistema fracamente acoplado (estas geometrias serão analisadas no capítulo 4). Assim, uma força-tarefa reunindo empresas como *Wampller*, *LG*, *Toyota*, *Nissan* e *BMW*, além de centros de excelência em diversas universidades, trabalha na primeira versão da norma SAE J2954 – Recarga Sem Fios de Veículos Elétricos e Híbridos. Esta norma deve contemplar veículos durante recarga estacionária (veículo parado sobre o emissor) e recarga dinâmica (veículo movendo-se sobre múltiplos emissores). Durante as pesquisas realizadas na Universidade de Auckland (de onde surgiu a empresa *HaloIPT*, posteriormente adquirida pela *Qualcomm*) para esta tese, obteve-se a informação de que a norma SAE J2954 deverá fixar $f = 85$ kHz, pelo menos em sua primeira versão, para qualquer aplicação automotiva. Além disso, três classes de potência de entrada foram definidas para os carregadores: até 3,7 kW, até 7,7 kW e até 22 kW. Por fim, com mais foco na segurança operacional e robustez dos conversores, está em desenvolvimento o padrão UL 2750.

2.8 - Comparação e Classificação de Propostas para TIP

Para uma primeira compreensão da relação entre potência, frequência de operação do conversor e distância axial emissor-receptor, foram escolhidas 20 propostas da literatura para as quais existem resultados experimentais, ainda que em nível de protótipo. Entre estas estão propostas orientadas para as aplicações em veículos elétricos, implantes biomédicos e alimentação de dispositivos portáteis.

A Tabela 2.3 traz as comparações considerando apenas a aplicação em veículos elétricos. Alguns trabalhos utilizam geradores de funções ou geradores de radiofrequência para excitar o indutor emissor e nestes casos, não há um estágio emissor propriamente dito. Para todos os demais casos, são usados *IGBTs* como chaves semicondutoras ativas.

Tabela 2.3 – Propostas de conversores para TIP: veículos elétricos.¹

Proposta	Distância e	Eficiência	Frequência f_0	Potência na carga, P_L	Inversor	Malha LC
Raabe, Boys e Covic (2008)	18 mm	?	10,0 kHz	12,5 kW	Gerador RF	?-LCL
Wang, Covic e Stielau (2004)	45 mm	?	20,0 kHz	300,0 W	<i>Full-Bridge</i>	LCL-Paralelo
Villa <i>et al.</i> (2012)	150 mm	90%	20,0 kHz	2,0 kW	<i>Full-Bridge</i>	Paralelo-Série
Elliot, Boys e Green (1995)	75 mm	?	10,0 kHz	1,2 kW	Gerador RF	?-Paralelo
Wu <i>et al.</i> (2012)	265 mm	90%	20,0 kHz	5,0 kW	<i>Full-Bridge</i>	LCL-Paralelo
Covic <i>et al.</i> (2007)	6 mm	85%	38,0 kHz	30,0 W	<i>Full-Bridge</i> (Trifásico)	LCL-Paralelo
Moradewicz e Kazmierkowski (2010)	28 mm	85%	60,0 kHz	2,5 kW	<i>Full-Bridge</i>	Série-Série

¹ - O símbolo “?” indica que o respectivo parâmetro não foi mencionado na proposta.

Considerando que o termo “veículos elétricos” abrange não apenas veículos convencionais, mas também aqueles encontrados em indústrias (para movimentação de cargas) e em aplicações especiais, pode-se justificar a pequena separação axial reportada por Raabe, Boys e Covic (2008), Wang, Covic e Stielau (2004) e Elliot, Boys e Green (1995).

Na Tabela 2.4 estão algumas implementações experimentais orientadas para alimentação de dispositivos portáteis. Parte destas utiliza frequência de ressonância da ordem de MHz. É possível que algumas destas propostas, na verdade, não possam ser empregadas comercialmente (como discutido para Kurs *et al.* (2007)). As propostas desta classe encontram-se na faixa de poucos *watts* a centenas de *watts*, com exceção de Cannon *et al.* (2009) e Umenei *et al.* (2012), que referem-se a protótipos. Nota-se a completa falta de padronização de frequências.

Tabela 2.4 – Propostas de conversores para TIP: dispositivos portáteis.¹

Proposta	Distância e	Eficiência	Frequência f_0	Potência na carga, P_L	Inversor	Malha LC
Hui e Ho (2005)	1 mm	?	130,0 kHz	1,6 W	?	?
Jiwariyavej <i>et al.</i> (2011)	150 mm	85%	13,6 MHz	100,0 W	Gerador RF	Não há
Kim <i>et al.</i> (2001)	3 mm	75%	64,4 kHz	3,3 W	<i>Half-Bridge</i>	Série-Série
Cannon <i>et al.</i> (2009)	150 mm	51%	8,3 MHz	28,0 mW	Gerador RF	?-Série
Umenei <i>et al.</i> (2012)	3,5 mm	82%	110,0 kHz	350,0 mW	Gerador RF	?
Kurs <i>et al.</i> (2007)	2000 mm	40%	10,0 MHz	60,0 W	Oscilador Colpitts	?
Valtchev <i>et al.</i> (2011)	2,5 mm	90%	90,0 kHz	1,0 kW	<i>Full-Bridge</i>	Série-Série
Lee e Lorenz (2011)	300 mm	95%	2,0 MHz	220,0 W	<i>Gerador RF</i>	?-Paralelo

¹ - O símbolo “?” indica que o respectivo parâmetro não foi mencionado na proposta.

A classe dos implantes biomédicos, com alguns exemplos reunidos na Tabela 2.5, é caracterizada por potências de até algumas dezenas de mW. Observa-se a predominância de circuitos ressonantes operando em frequências acima de 1 MHz.

Em termos de eficiência, critério mais relevante nas aplicações de dispositivos portáteis e veículos elétricos, muitas são as propostas que trazem rendimentos de 90% e além, demonstrando que a tecnologia de TIP é comparável ao sistema convencional de transferência de potência.

Tabela 2.5 – Propostas de conversores para TIP: implantes biomédicos.¹

Proposta	Distância e	Eficiência	Frequência f_0	Potência na carga, P_L	Inversor	Malha LC
Zaheer, Suri e Nemade (2012)	26 mm	?	90,0 kHz	250,0 mW	Full-Bridge	LCL-LCL
Zhao <i>et al.</i> (2012)	2,5 mm	36%	10,0 MHz	25,0 mW	Gerador RF	Paralelo-Série-Paralelo
Ng <i>et al.</i> (2011)	5 mm	11%	6,3 MHz	5,0 mW	Gerador RF	Série-Série-Paralelo
Artan <i>et al.</i> (2011)	10 mm	?	1,0 MHz	80,0 mW	Chave única	Série-Série
Li e Bashirullah (2007)	1 mm	73%	4,0 MHz	6,2 mW	Gerador RF	?-Paralelo

¹ - O símbolo “?” indica que o respectivo parâmetro não foi mencionado na proposta.

A Figura 2.31 dispõe as 20 propostas de acordo com a frequência de operação e a distância axial e . Ambas as escalas são logarítmicas. A parte inferior do gráfico é ocupada pela classe de veículos elétricos. A classe dos implantes biomédicos encontra-se reunida no canto superior esquerdo da Figura 2.31, indicando que não há necessidade de grandes distâncias emissor-receptor, ainda que as frequências de operação sejam de moderadas a elevadas.

Por sua vez, a classe dos dispositivos portáteis encontra-se separada em dois grupos desconexos. Embora isto possa ser resultado da escolha das propostas na literatura (ou seja, talvez existam propostas não estudadas aqui e que estejam entre os dois grupos separados), de fato existem duas tendências distintas na aplicação em dispositivos portáteis.

A primeira, dos eletrodomésticos e similares (como computadores de uso pessoal), demanda grande mobilidade e, assim, ampla separação emissor-receptor, conforme o grupo do lado superior direito. A segunda, dos dispositivos de telefonia, está sujeita a menores distâncias emissor-receptor (a exemplo dos carregadores de celulares, onde o aparelho é colocado diretamente sobre o emissor) e possui restrições a frequências elevadas (que poderiam influenciar na operação do dispositivo alimentado). Nesta segunda tendência são comumente usados os transformadores planares, equacionados por Wang (2003) e empregados por Choi *et al.* (2004) e Matsumoto *et al.* (2012).

Estas duas tendências podem ser observadas também na Figura 2.32, onde se observa que os dispositivos portáteis se separam também em dois grupos de diferentes níveis de potência. Aquele grupo de operação em mais alta frequência aparece na Figura 2.32 na região de potência de centenas de W, confirmando a possibilidade de uso em eletrodomésticos. Hui e Ho (2005), Kim *et al.* (2001) e

Umenei *et al.* (2012), por outro lado, confirmam a idéia do grupo de aplicações plausíveis em telefonia, dada a faixa de potência de poucos *watts* a dezenas de *watts*.

Evidentemente as aplicações em veículos elétricos possuem os níveis mais elevados de potência (parte superior do gráfico), enquanto as aplicações biomédicas concentram-se na parte inferior.

Figura 2.31 – Disposição das propostas em função da frequência f_0 e da distância e .

Figura 2.32 – Disposição das propostas em função da potência ativa na carga, P_L e da distância e .

2.9 - Considerações Finais

Neste capítulo foram discutidos aspectos relevantes da tecnologia de transferência indutiva de potência. A importância dos conversores ressonantes foi demonstrada analiticamente, bem como uma prova alternativa da possibilidade de transferência de potência sob reduzidos coeficientes de acoplamento através da solução de dI_s/dk . Ainda, foram obtidas as expressões de C_p para a compensação total da reatância refletida do receptor.

Uma breve revisão de inversores ressonantes alimentados em tensão ou corrente foi apresentada, incluído resultados experimentais para o estágio *push-pull* auto-sustentado com malha LC paralelo. Resultados de simulação constam ainda para os inversores Classe E *ZVS* e *Half-Bridge* com injeção de energia, que são alternativas simples para a excitação do estágio emissor. As malhas LCL e CLC foram descritas e serão ainda mais detalhadas no capítulo 5.

Em seguida, foram discutidas as diversas formas de controle do fluxo de potência entre emissor e receptor, modelos analíticos e formulações alternativas para a transferência indutiva. Por fim, foram discutidas questões relacionadas aos efeitos biológicos de TIP e padronização e apresentou-se uma visão geral da tecnologia em termos de potência na carga, frequência de ressonância e separação emissor-receptor.

Capítulo 3

Aplicações do Método dos Elementos Finitos em Sistemas Fracamente Acoplados

3.1 - Introdução

Estabelecer relação entre as dimensões dos indutores, o posicionamento relativo entre eles e as características elétricas da carga conectada ao receptor não é tarefa trivial. Principalmente duas tentativas de automatizar esta tarefa constam na literatura:

- Com base no Método dos Elementos Finitos (MEF) em sua formulação tridimensional, a proposta de Nagendra, Covic, Boys (2014) consiste em simular dezenas de combinações de dimensões de emissores e receptores, cada uma delas desenvolvida manualmente pelo projetista, armazenar os dados (por exemplo, V_{sa} ou I_{sc}) em tabelas e então escolher aqueles resultados que satisfazem requisitos de projeto. Este banco de dados contém soluções aproximadas e não otimizadas (a otimização pode ser feita posteriormente, após ser encontrada uma solução suficiente). É evidente que boa parte das simulações não resulta em possibilidade real de implementação e acabam sendo descartadas. Há prejuízo em termos de tempo, pois cada simulação leva de dezenas de minutos a horas. Um ponto positivo é que o banco de dados pode ser usado futuramente, em novos projetos de SFA, se eles tiverem requisitos elétricos semelhantes;
- O trabalho de Arteaga *et al.* (2014) faz o dimensionamento do SFA pelas equações analíticas de indutância própria, mútua e resistência série dos enrolamentos, parte delas já discutidas no capítulo 2. A solução analítica é calculada e as dimensões dos indutores são modificadas em um processo iterativo até que os parâmetros de interesse sejam atingidos. Não há simulação por elementos finitos (o que é uma vantagem em termos de tempo despendido), mas o trabalho limita-se a indutores retangulares sem núcleo de alta permeabilidade magnética (casos de reduzida aplicação prática).

No capítulo anterior foram comentadas as dificuldades inerentes ao projeto do SFA segundo equacionamento analítico, exato. Portanto, as seções seguintes apresentam uma abordagem alternativa, numérica. São rotinas computacionais responsáveis pelo pré e pós-processamento do Método dos Elementos Finitos (que é solucionado por meio de um processador, *solver*, gratuito, já existente e não implementado pelo autor desta tese).

Assim, a contribuição deste capítulo é um conjunto de rotinas computacionais e a necessidade deste tipo de solução foi identificada por Kim *et al.* (2013), Ahn *et al.* (2012) e Kim *et al.* (2012) e, paralelamente, vem sendo desenvolvida também por Kürschner, Rathge e Jumar (2013).

3.2 - Dimensionamento Iterativo do SFA

Ao se referir às rotinas, utiliza-se a expressão Algoritmos Exaustivos (AE). O termo “exaustivo” enfatiza a natureza iterativa do método, e deve-se ao fato de que no início da execução não há nenhuma forma de previsão das dimensões do SFA que satisfarão os requisitos de projeto. Também, é um procedimento que necessita de diversas simulações do MEF para atingir uma solução admissível ou chegar à conclusão de que a combinação de requisitos e restrições não é possível. Mas isto tipicamente não é problema, pois as iterações são executadas em poucos minutos, quando muito.

Figura 3.1 – Diagrama de blocos contendo rotinas de projeto e rotinas complementares

A Figura 3.1 mostra uma vista geral da ferramenta computacional (que pode ser entendida como um *toolbox* para *MatLab*) incluindo cinco AEs (blocos sombreados). Todo projeto deve começar a partir da rotina básica, que gerencia e reúne os requisitos de projeto e também controla as demais rotinas. Em seguida, enrolamentos sólidos ou de múltiplos filamentos podem ser atribuídos manualmente na rotina Projeto Condutores (apresentada no Apêndice A.1). Caso contrário, serão definidos com base em correntes, frequência e densidade de corrente definidas pelo usuário. Esta rotina garante modelagem mais realística dos condutores, incluindo Efeito de Proximidade e Pelicular no cálculo da resistência série, tal qual descrito por Meeker (2012a).

3.3 - Estrutura Genérica dos Algoritmos Exaustivos

Os AEs têm etapas de pré-processamento, processamento e pós-processamento. A fase de pré-processamento cria e edita entidades geométricas, como segmento de linhas, segmentos de arco e nós

dentro de um domínio bidimensional de simulação, Ω_{2D} . Também atribui propriedades aos materiais, define dimensões de malha de elementos finitos e aplica as condições de contorno. Assim, a fase de pré-processamento, literalmente “desenha” os indutores do SFA antes que Ω_{2D} seja discretizado e simulado pelo processador. O desenho contendo a geometria dos elementos magnéticos é atualizado com base em resultados obtidos em iterações anteriores.

O processador empregado aqui é o *FEMM*, *Finite Element Method Magnetics*, desenvolvido por Meeker (2012b), um conhecido e poderoso aplicativo livre que utiliza a formulação variacional e elementos triangulares de primeira ordem para resolver Ω_{2D} . Os comandos usados na interface entre *MatLab* e *FEMM* são descritas na documentação de Meeker (2012b). Para referência e para que fiquem claras as limitações do método numérico, a formulação matemática é apresentada a seguir.

O vetor densidade de fluxo magnético, $\mathbf{B}$, é dado em (3.1) como uma função do vetor potencial magnético, $\mathbf{A}$. Substituindo (3.1) na forma diferencial da Lei da Indução de Faraday obtém-se (3.2), que pode ser integrada, resultando em (3.3). Finalmente, considerando-se a Lei de Ohm, em notação vetorial, (3.4) é escrita. $\mathbf{E}$ é o vetor intensidade de campo elétrico, J_{src} representa as fontes de corrente, V é um escalar que denota tensão, $\mu(\mathbf{B})$ indica que a permeabilidade magnética não linear é tomada em consideração na formulação (admite-se material com permeabilidade não linear, como as ferrites) e σ a condutividade elétrica.

$$\mathbf{B} = \nabla \times \mathbf{A} \quad (3.1)$$

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial}{\partial t}(\nabla \times \mathbf{A}) \quad (3.2)$$

$$\mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} - \nabla V \quad (3.3)$$

$$\nabla \times \left(\frac{1}{\mu(\mathbf{B})} \nabla \times \mathbf{A} \right) = -\sigma \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} + J_{src} - \sigma \nabla V \quad (3.4)$$

Com pequenas modificações, (3.4) é usado pelo aplicativo *FEMM* em problemas excitados por fonte de corrente senoidal com uma única frequência angular ω (o que usualmente é suficiente para transferência indutiva de potência, uma vez conversores ressonantes na verdade deve proporcionar excitação senoidal para o enrolamento primário na frequência de ressonância $\omega_0 = 2\pi f_0$ apenas. De qualquer forma, esta hipótese é conhecida como Aproximação de Primeiro Harmônico (ou Aproximação Fundamental), conforme discutem Erickson e Maksimovic (2001) em seu capítulo dedicado a conversores ressonantes.

A formulação acima ignora correntes de deslocamento e, como resultado, o *FEMM* apenas pode ser aplicado se isto for desprezível. Felizmente, este é o caso dos conversores de TIP que empregam bons condutores elétricos e satisfazem a condição $\sigma \gg \omega \epsilon_{med}$ segundo Arthur (2009), onde

ε_{med} é a permissividade elétrica do meio onde se estabelece o fluxo magnético (normalmente ar). Por exemplo, seja a permissividade elétrica do vácuo $\varepsilon_0 = 8,85 \times 10^{-12} \text{ F.m}^{-1}$, a permissividade relativa do ar $\varepsilon_r = 1$, $\varepsilon_0 \varepsilon_r = \varepsilon_{med}$, e para o cobre $\sigma = 5,96 \times 10^7 \text{ S.m}^{-1}$. Para frequências entre 60 Hz e 10 MHz, tem-se $3,34 \times 10^{-9} \leq \omega \varepsilon_{med} \leq 5,56 \times 10^{-4}$. Assim, $\sigma \gg \omega \varepsilon_{med}$ para as aplicações de TIP comumente relatadas.

Uma das vantagens da formulação indicada em (3.1) é que as linhas de fluxo magnético são representações do vetor potencial magnético $\mathbf{A}$. Assim, as indutâncias (próprias e mútuas) são facilmente obtidas por $L_x = \phi_m / I_x$, sendo I_x a corrente de pico da excitação e ϕ_m o valor de pico do fluxo mútuo, calculado de acordo com (3.5). Aqui, $x = p$ se refere ao indutor primário (emissor) e $x = s$ se refere ao indutor secundário. Deve-se atentar ao fato de que todas as tensões, correntes e fluxos mencionados nesta tese referem-se a valores de pico (a menos, evidentemente, de quando dito o contrário).

Para cálculo do fluxo mútuo, a integral de linha é tomada ao longo do caminho fechado definido pela geometria do enrolamento receptor. Este caminho é aqui denotado por c_s , enquanto dl é o filamento diferencial do condutor.

$$\phi_m = \oint_{c_s} \mathbf{A} \cdot d\mathbf{l} \quad (3.5)$$

Nota-se que o cálculo de indutâncias depende absolutamente do cálculo correto do fluxo mútuo. Para eliminar a influência dos enrolamentos vizinhos durante a execução dos AEs e determinar as indutâncias próprias corretamente, assume-se que todas as correntes são nulas no momento da simulação, exceto no enrolamento em estudo, para o qual é atribuída a corrente de pico (a fim de permitir a avaliação da saturação em núcleos de alta permeabilidade, se eles existirem).

Os AEs são divididos em duas abordagens principais: os que buscam uma indutância alvo e aqueles que buscam uma especificação de saída alvo, como potência ou tensão no receptor.

3.4 - Algoritmos de Indutância Alvo

Os algoritmos de Indutância Alvo buscam atender ao critério de indutância própria L_x definido pelo usuário, sem considerar a influência do emissor sobre o receptor e vice-versa. Esta é uma característica muito importante: M , V_{sa} , I_{sc} e S_u são obtidas por consequência.

Quatro algoritmos são apresentados nesta seção, permitindo o projeto de indutores circulares (fixando-se o número de espiras ou fixando-se o diâmetro) e indutores espirais (fixando-se o número de espiras ou fixando-se o diâmetro).

Os quatro casos utilizam a modelagem pelo MEF do tipo axissimétrica. Para os parâmetros geométricos mencionados nas próximas seções, considere-se a Figura 3.2(a). Além disso, em qualquer

caso é possível escolher livremente as propriedades do núcleo magnético, bem como as características elétricas e magnéticas da blindagem dos indutores e respectivas espessuras, conforme Figura 3.2(b).

Figura 3.2 – Indutor esquemático, (a) parâmetros geométricos e (b) detalhes de camadas editáveis (em termos de espessuras e propriedades dos materiais)

3.4.1 – Indutores Circulares Concentrados, Número de Espiras Fixo

Este procedimento, mostrado no Algoritmo I, busca a indutância alvo $L_{x,alvo}$ quando o usuário define o número de espiras N_x . É útil quando se deseja compreender a influência do número de espiras em um indutor contendo blindagens e núcleos magnéticos, e quando não há restrição para o diâmetro do indutor.

Como N_x é fixo e um indutor concentrado é desejado, o algoritmo cria o domínio de simulação e gera um círculo de diâmetro E_x , contendo todas as N_x espiras (cada uma delas com as propriedades obtidas no passo <1>, a rotina de projeto dos condutores). Este círculo, portanto, representa a seção transversal do indutor. A seção transversal é definida com um fator de utilização $0,7 \leq W_x \leq 0,8$, onde $W_x = 0,7$, por exemplo, significa que 70% da seção transversal do enrolamento é preenchida por cobre e o restante é ocupado pelo meio magneticamente inerte. Valores entre 70% e 80% costumam garantir simultaneamente boa ocupação da seção transversal e fácil execução experimental. Esta etapa é

mostrada nos passos <4.1> a <4.6>. A Figura 3.3(a) ilustra o procedimento de ajuste de W_x , usando um passo fixo δ_w (por exemplo, $\delta_w = 0,1$ mm).

Conforme apresentado por Meeker (2012a), se o fator de utilização não for apropriadamente escolhido, a distribuição das linhas de fluxo magnético pode diferir significativamente do arranjo experimental. Por isso optou-se por incluir um algoritmo de ajuste de W_x antes de se iniciar a busca pela indutância alvo.

Com a seção transversal do enrolamento definida, a única variável que pode ser utilizada para atingir $L_{x,alvo}$ é o diâmetro do indutor, D_x , que é modificado com base no passo $\Delta D_x^{(i-1)}$, definido na iteração anterior ($i-1$) considerando $\varepsilon_{calc}^{(i)}$ (o erro entre $L_{x,alvo}$ e L_x calculado por simulação) e também um ganho escalar pré-definido do erro, λ_L . Quando o contador de iteração, i , atinge um número máximo sem que $L_{x,alvo}$ tenha sido obtido, λ_L é modificado a fim de acelerar a convergência. Tudo isto define o ciclo (laço, ou *loop*) principal, como mostrado nos passos <7.1> a <7.9>.

ALGORITMO I

INDUTORES CIRCULARES CONCENTRADOS, N_x FIXO

Início {Procedimento iterativo, indutores circulares concentrados, N_x fixo}

- <1> Abre arquivo com parâmetros dos enrolamentos;
- <2> Carrega valores iniciais e definições do usuário (*flags*, $L_{x,alvo}$);
- <3> Aplica corrente arbitrária em L_x ;
- <4> Enquanto $W_x > 0,8$ ou $W_x < 0,7$, faça:
 - <4.1> Se $W_x > 0,8$, $E_x = E_x + \delta_w$;
 - <4.2> Se $W_x < 0,7$, $E_x = E_x - \delta_w$;
 - <4.3> Discretiza Ω_{2D} ;
 - <4.4> Executa processador do MEF e carrega resultados;
 - <4.5> Obtém W_x ;
 - <4.6> Retorna para <4>;
- <5> Se necessita de blindagem magnética, faça:
 - <5.1> Define material da primeira camada;
 - <5.2> Define espessura da primeira camada;
 - <5.3> Define material da segunda camada;
 - <5.4> Define espessura da segunda camada;
 - <5.5> Atualiza arquivo da geometria;
- <6> Aplica corrente nominal em L_x e corrente nula no enrolamento oposto;
- <7> Enquanto $\varepsilon_{calc} > \varepsilon_{max}$, faça:
 - <7.1> $D_x^{(i)} = D_x^{(i-1)} + \Delta D_x^{(i-1)}$;
 - <7.2> Atualiza dimensões da blindagem, se houver;
 - <7.3> Discretiza Ω_{2D} ;
 - <7.4> Executa processador do MEF e carrega resultados;
 - <7.5> Obtém $L_x^{(i)}$ e $\varepsilon_{calc}^{(i)} = L_{x,alvo} - L_x^{(i)}$;
 - <7.6> $\Delta D_x^{(i)} = \lambda_L \cdot \varepsilon_{calc}^{(i)}$;
 - <7.7> Se $i >$ valor limite, $\lambda_L = \lambda_L/2$;
 - <7.8> Contador de iterações, $i = i + 1$;
 - <7.9> Retorna para <7>;
- <8> Calcula R_x e $Q_{x,0}$ resultantes;
- <9> Se x refere-se ao emissor e há blindagem, neutraliza blindagem;
 - <9.1> Se cálculos do receptor terminaram, recupera blindagem do emissor;
- <10> Salva resultados em .txt e .FEM ;

Fim {Procedimento iterativo, indutores circulares concentrados, N_x fixo}

Figura 3.3 – Detalhes do Algoritmo I, (a) procedimento de ajuste iterativo do fator de utilização W_x e (b) procedimento de ajuste de L_x , com valores arbitrários

A Figura 3.3(b) ilustra o ciclo principal, que é finalizado quando $\varepsilon_{calc}^{(i)}$ é menor que uma precisão determinada, ε_{max} . Neste momento, é calculado o fator de qualidade do enrolamento sem carga, $Q_{x,0} = \omega L_x / R_x$, com base na resistência série R_x obtida. Todos os cálculos de indutância são realizados com os materiais magnéticos desejados e definidos pelo usuário nas etapas <5.1> a <5.5>. Quando se trata do desenvolvimento do indutor receptor, os materiais magnéticos do emissor (se houverem) são neutralizados para evitar influência sobre a relutância do caminho magnético do secundário. Assim, pode-se notar que este algoritmo busca alvos de indutância própria sem considerar a presença de indutores próximos.

3.4.2 – Indutores Circulares Concentrados, Diâmetro Fixo

Neste caso, os indutores possuem uma restrição mecânica, sendo D_x o diâmetro alvo. O procedimento de projeto é mostrado no Algoritmo II.

Neste caso, N_x é ajustável, incrementado ou decrementado no passo <5.1> ou <5.2>, dependendo do sinal de $\varepsilon_{calc}^{(i)}$. Cada vez que N_x é modificado, a seção transversal do indutor é verificada para assegurar $0,7 \leq W_x \leq 0,8$.

O ciclo principal vai de <5.1> a <5.11> e inclui o procedimento de ajuste de W_x . Como N_x somente pode assumir valores inteiros (números de espiras fracionários não são permitidos), é possível a ocorrência de um incremento em N_x que resulte em $\varepsilon_{calc}^{(i)} > \varepsilon_{calc}^{(i-1)}$ (cabe lembrar que a natureza do algoritmo exaustivo não inclui previsão nenhuma das iterações seguintes). Assim, o ciclo principal é

finalizado quando ocorre aumento do erro entre iterações sucessivas. A configuração geométrica da iteração com menor erro calculado é mantida. A Figura 3.4 ilustra este algoritmo.

ALGORITMO II
INDUTORES CIRCULARES CONCENTRADOS, D_x FIXO

Início {Procedimento iterativo, indutores circulares concentrados, D_x fixo}

<1> Abre arquivo com parâmetros dos enrolamentos;
 <2> Carrega valores iniciais e definições do usuário (*flags*, $L_{x,alvo}$);
 <3> Aplica corrente nominal em L_x e corrente nula no enrolamento oposto;
 <4> Se necessita de blindagem magnética, faça:
 <4.1> Define material da primeira camada;
 <4.2> Define espessura da primeira camada;
 <4.3> Define material da segunda camada;
 <4.4> Define espessura da segunda camada;
 <4.5> Atualiza arquivo da geometria;
 <5> Enquanto $\epsilon_{calc}^{(i)} < \epsilon_{calc}^{(i-1)}$, faça;
 <5.1> Se $\epsilon_{calc}^{(i)} > 0$, $N_x^{(i)} = N_x^{(i-1)} + 1$;
 <5.2> Se $\epsilon_{calc}^{(i)} < 0$, $N_x^{(i)} = N_x^{(i-1)} - 1$;
 <5.3> Discretiza Ω_{2D} ;
 <5.4> Executa processador do MEF e carrega resultados;
 <5.5> Obtém W_x ;
 <5.6> Enquanto $W_x > 0,8$ ou $W_x < 0,7$, faça:
 <5.6.1> Se $W_x > 0,8$, $E_x = E_x + \delta_W$;
 <5.6.2> Se $W_x < 0,7$, $E_x = E_x - \delta_W$;
 <5.6.3> Discretiza Ω_{2D} ;
 <5.6.4> Executa processador do MEF e carrega resultados;
 <5.6.5> Obtém W_x ;
 <5.6.6> Retorna para <5.6>;
 <5.7> Recarrega resultados do MEF;
 <5.8> Calcula $L_x^{(i)}$;
 <5.9> Contador de iterações, $i = i + 1$;
 <5.10> Calcula $\epsilon_{calc}^{(i)} = L_{x,alvo} - L_x^{(i)}$ e salva $\epsilon_{calc}^{(i-1)}$;
 <5.11> Retorna para <5>;
 <6> Desfaz última iteração (recupera geometria de menor ϵ_{calc});
 <7> Calcula R_x e $Q_{x,0}$ resultantes;
 <8> Se x refere-se ao emissor e há blindagem, neutraliza blindagem;
 <8.1> Se cálculos do receptor terminaram, recupera blindagem do emissor;
 <9> Salva resultados em .txt e .FEM ;

Fim {Procedimento iterativo, indutores circulares concentrados, D_x fixo}

Figura 3.4 – Detalhes do Algoritmo II, procedimento de ajuste de L_x , com valores arbitrários

3.4.3 – Indutores Espirais, Número de Espiras Fixo

Indutores espirais são casos particulares das estruturas circulares. O algoritmo para este tipo de enrolamento começa pela definição da seção transversal de uma única espira, com as propriedades dos condutores previamente obtidas. W_x é ajustado apenas uma vez (com base em um alvo $W_{x,alvo}$) e a seção transversal resultante é replicada lado a lado N_x vezes. O procedimento de ajuste do fator de utilização neste caso foi implementado com uma estratégia semelhante à observada no Algoritmo I, ciclo principal, que é variar E_x de acordo com ΔE_x (calculado através do erro de W_x , ε_{Wucalc} , e um ganho escalar λ_w). O ciclo principal é ilustrado na Figura 3.5.

Detalhes da implementação computacional e da manipulação geométrica das camadas de blindagem são apresentados no Apêndice A.2.

ALGORITMO III INDUTORES ESPIRAIS, N_x FIXO

Início {Procedimento iterativo, indutores espirais, N_x fixo}

- <1> Abre arquivo com parâmetros dos enrolamentos;
- <2> Carrega valores iniciais e definições do usuário (*flags*, $W_{x,alvo}$, $L_{x,alvo}$);
- <3> Assume que enrolamento tem uma única espira;
- <4> Aplica corrente arbitrária em L_x ;
- <5> Discretiza Ω_{2D} ;
- <6> Executa processador do MEF e carrega resultados;
- <7> Obtém W_x para uma única espira;
- <8> Enquanto $W_x < W_{x,alvo}$, faça:
 - <8.1> $E_x = E_x + \Delta E_x$;
 - <8.2> Discretiza Ω_{2D} ;
 - <8.3> Executa processador do MEF e carrega resultados;
 - <8.4> Obtém W_x e $\varepsilon_{Wucalc} = W_{x,alvo} - W_x$;
 - <8.5> $\Delta E_x = \lambda_w \cdot \varepsilon_{Wucalc}$;
 - <8.6> Retorna para <8>;
- <9> Copia espira ajustada N_x vezes, horizontalmente, lado a lado;
- <10> Aplica corrente nominal em L_x e corrente nula no enrolamento oposto;
- <11> Se necessita de blindagem magnética, faça:
 - <11.1> Define material da primeira camada;
 - <11.2> Define espessura da primeira camada;
 - <11.3> Define material da segunda camada;
 - <11.4> Define espessura da segunda camada;
 - <11.5> Atualiza arquivo da geometria;
- <12> Enquanto $\varepsilon_{calc}^{(i)} > \varepsilon_{max}$, faça:
 - <12.1> $D_x^{(i)} = D_x^{(i-1)} + \Delta D_x^{(i-1)}$;
 - <12.2> Atualiza geometria da blindagem, se houver;
 - <12.3> Discretiza Ω_{2D} ;
 - <12.4> Executa processador do MEF e carrega resultados;
 - <12.5> Obtém $L_x^{(i)}$ e $\varepsilon_{calc}^{(i)} = L_{x,alvo} - L_x^{(i)}$;
 - <12.6> $\Delta D_x^{(i)} = \lambda_L \cdot \varepsilon_{calc}^{(i)}$;
 - <12.7> Se $i >$ valor limite, $\lambda_L = \lambda_L/2$;
 - <12.8> Contador de iterações, $i = i + 1$;
 - <12.9> Retorna para <12>;
- <13> Calcula R_x e $Q_{x,0}$ resultantes;
- <14> Se x refere-se ao emissor e há blindagem, neutraliza blindagem;
 - <14.1> Se cálculos do receptor terminaram, recupera blindagem do emissor;
- <15> Salva resultados em .txt e .FEM ;

Fim {Procedimento iterativo, indutores espirais, N_x fixo}

Figura 3.5 – Detalhes do Algoritmo III, procedimento de ajuste de L_x , com valores arbitrários

3.4.4 - Indutores Espirais, Diâmetro Fixo

ALGORITMO IV INDUTORES ESPIRAIS, D_x FIXO

Início {Procedimento iterativo, indutores espirais, D_x fixo}

<1> Abre arquivo com parâmetros dos enrolamentos;

<2> Carrega valores iniciais e definições do usuário ($flags$, $W_{x,alvo}$, $L_{x,alvo}$);

<3> Aplica corrente arbitrária em L_x ;

<4> Enquanto $W_x > 0,8$ ou $W_x < 0,7$, faça:

<4.1> Se $W_x > 0,8$, $E_x = E_x + \delta_w$;

<4.2> Se $W_x < 0,7$, $E_x = E_x - \delta_w$;

<4.3> Discretiza Ω_{2D} ;

<4.4> Executa processador do MEF e carrega resultados;

<4.5> Obtém W_x ;

<4.6> Retorna para <4>;

<5> Se necessita de blindagem magnética, faça:

<5.1> Define material da primeira camada;

<5.2> Define espessura da primeira camada;

<5.3> Define material da segunda camada;

<5.4> Define espessura da segunda camada;

<5.5> Atualiza arquivo da geometria;

<6> Aplica corrente nominal em L_x e corrente nula no enrolamento oposto;

<7> Se deve otimizar diâmetro, define $G_{x,max}$;

<8> Se deve otimizar altura, define $D_{x,max}$;

<9> Enquanto $\varepsilon_{calc}^{(i)} < \varepsilon_{calc}^{(i-1)}$, faça;

<9.1> Se deve otimizar diâmetro, faça:

<9.1.1> Adiciona espira na posição vertical enquanto $G_x < G_{x,max}$;

<9.2> Se deve otimizar altura, faça:

<9.2.1> Adiciona espira na posição horizontal enquanto $D_x < D_{x,max}$;

<9.3> Discretiza Ω_{2D} ;

<9.4> Executa processador do MEF e carrega resultados;

<9.8> Calcula $L_x^{(i)}$;

<9.9> Contador de iterações, $i = i + 1$;

<9.10> Calcula $\varepsilon_{calc}^{(i)} = L_{x,alvo} - L_x^{(i)}$ e salva $\varepsilon_{calc}^{(i-1)}$;

<9.11> Retorna para to <9>;

<10> Desfaz última iteração (recupera geometria de menor ε_{calc});

<11> Calcula R_x e $Q_{x,0}$ resultantes;

<12> Se x refere-se ao emissor e há blindagem, neutraliza blindagem;

<12.1> Se cálculos do receptor terminaram, recupera blindagem do emissor;

<13> Salva resultados em .txt e .FEM ;

Fim {Procedimento iterativo, indutores espirais, D_x fixo}

Figura 3.6 – Detalhes do algoritmo IV, (a) otimização da altura total (b) otimização do diâmetro

Este algoritmo pode ser usado para incluir uma restrição mecânica diferente, onde D_x é entendido como o diâmetro máximo, $D_{x,max}$, e não como diâmetro alvo (como foi o caso no Algoritmo II). Após W_x ser ajustado nos passos <4.1> a <4.6>, o usuário tem liberdade para escolher a orientação do acréscimo de espiras, na direção horizontal ou vertical. Na primeira possibilidade, D_x é aumentado enquanto a altura do indutor é mantida fixa. Se o diâmetro máximo é atingido e $L_{x,alvo}$ não foi alcançado, aí sim uma camada vertical é adicionada.

Na segunda possibilidade, a altura total do indutor $G_x = N_x E_x$ é aumentada enquanto $G_x < G_{x,max}$. Se $L_{x,alvo}$ não for encontrado, uma camada horizontal é adicionada. Assim, é possível controlar o método de projeto, permitindo diferentes representações espirais. Ambas as alternativas são representadas nas Figuras 3.6(a) e 3.6(b).

No capítulo 4 será mostrado que mínimas variações construtivas do SFA (como espaçamento entre espiras ou orientação mais vertical ou mais horizontal das mesmas) são perceptíveis na potência não-compensada, S_u .

3.5 - Algoritmos de Especificação de Saída Alvo

Ao invés de definir $L_{x,alvo}$, pode ser de maior interesse satisfazer um nível mínimo de S_u , V_{sa} , I_{sc} ou uma combinação destes parâmetros.

A partir de modelos clássicos de transformadores, considerando secundário a vazio, (3.6) é obtida como uma função de k , L_x , V_{sa} e da tensão sobre o indutor primário V_p (a qual pode ser expressa como $V_{p,aph}$ quando se considera apenas a componente fundamental, a já discutida Aproximação de Primeiro Harmônico).

Seja L_p definido pelo projeto, uma vez que tem forte relação com o circuito ressonante emissor, incluindo a sua frequência de operação. Os parâmetros V_p e V_{sa} são também definições de projeto, uma vez que eles são inerentes ao circuito primário (no caso de V_p) ou à saída do secundário (no caso de V_{sa}). A fim de atingir tensão mínima com secundário em aberto, $V_{sa,min}$, (3.7) deve ser satisfeita.

$$\frac{L_p}{L_s} = k^2 \frac{V_{p,aph}^2}{V_{sa}^2} \quad (3.6)$$

$$L_s \geq \frac{L_p V_{sa,min}^2}{k^2 V_{p,aph}^2} \quad (3.7)$$

Do ponto de vista da potência de saída não compensada, S_u , calculada por (3.8) de acordo com Elliott *et al.* (2010), (3.9) deve ser obedecida para garantir $S_{u,min}$. Note-se que (3.7) e (3.9) relacionam-se por $M = k(L_p L_s)^{1/2}$. Além disso, k não é conhecido e tipicamente comporta-se como uma função da geometria e dos materiais magnéticos do emissor e do receptor, bem como do posicionamento espacial relativo. De qualquer forma, como sugerido por Covic e Boys (2013), a aproximação $k \approx 1/Q_s$ (onde Q_s é o fator de qualidade do secundário quando a carga está presente) pode ser utilizada para definir um coeficiente de acoplamento mínimo, a fim de evitar problemas de sintonização da malha ressonante secundária. Para maior compreensão desta relação entre k e Q_s , recomenda-se observar o desenvolvimento matemático proposto no Apêndice A de Hu (2009).

$$S_u = \frac{\omega M^2 I_p^2}{L_s} \quad (3.8)$$

$$M_{Su} \geq \sqrt{\frac{L_s S_{u,min}}{\omega I_p^2}} \quad (3.9)$$

Sendo $S_u = V_{sa} I_{sc}$, onde $V_{sa} = j\omega M I_p$, a corrente de curto-circuito I_{sc} também pode ser determinada como em (3.10), com a ajuda da impedância do secundário $Z_s = R_s + j\omega L_s$, em que R_s é a resistência série do indutor secundário. A condição (3.11) deve ser satisfeita para garantir a corrente de

curto-circuito mínima do projeto, $I_{sc,min}$. Os sub-índices em M_{Su} e M_{Isc} são usados para indicar a indutância mútua necessária para atender o critério de potência e de corrente de curto-circuito, respectivamente.

$$I_{sc} = \frac{j\omega M I_p}{R_s + j\omega L_s} \quad (3.10)$$

$$M_{Isc} \geq \left| \frac{(R_s + j\omega L_s) I_{sc,min}}{j\omega I_p} \right| \quad (3.11)$$

Portanto, considerando esta formulação, o Algoritmo V resume as etapas fundamentais do procedimento de obtenção de uma saída específica. Observe que o passo <2> corresponde às entradas de projeto e inclui as especificações de saída desejadas, os parâmetros de excitação (ω e I_p), formas geométricas dos indutores (circular, espiral ou outros) e posicionamento espacial relativo. O ciclo de <6.1> a <6.7> desenvolve o indutor primário buscando $L_{p,alvo}$. Contudo, diferentemente do que ocorre para os algoritmos I a IV, $L_{p,alvo}$ é alcançado considerando-se a influência de quaisquer materiais magnéticos existentes no secundário, uma vez que o usuário já definiu todas as camadas de material magnético ou de blindagem, e localização espacial em <2>. O mesmo ocorre com o enrolamento secundário, que é desenvolvido nos passos <8.1> a <8.10>.

ALGORITMO V

ALGORITMO DE ESPECIFICAÇÃO DE SAÍDA

Início { Algoritmo de especificação de saída }

<1> Abre arquivo em branco .fem;

<2> Carrega definições do projeto (alvos, dimensões, posição espacial);

<3> Projeta condutores;

<4> Desenha entidades geométricas a partir das dimensões e posição espacial;

<5> Define Ω_{2D} e aplica condições de contorno;

<6> Enquanto $\epsilon_{calc}^{(i)} > \epsilon_{max}$ e $\epsilon_{calc}^{(i)} < \epsilon_{calc}^{(i-1)}$, faça:

<6.1> $N_p^{(i)} = N_p^{(i-1)} + 1$;

<6.2> Atualiza geometria;

<6.3> Discretiza Ω_{2D} ;

<6.4> Executa processador do MEF e carrega resultados;

<6.5> Obtém $L_p^{(i)}$ e $\epsilon_{calc}^{(i)} = L_{p,target} - L_p^{(i)}$;

<6.6> Contador de iterações, $i = i + 1$;

<6.7> Retorna para <6>;

<7> Calcula valores mínimos, de acordo com (3.7), (3.9) e/ou (3.11).

<8> Enquanto $(S_u^{(i)}, I_{sc}^{(i)}, V_{sa}^{(i)}) < (S_{u,min}, I_{sc,min}, V_{sa,min})$, faça:

<8.1> $N_s^{(i)} = N_s^{(i-1)} + 1$;

<8.2> Atualiza geometria;

<8.3> Discretiza Ω_{2D} ;

<8.4> Executa processador do MEF e carrega resultados;

<8.5> Obtém $L_s^{(i)}$ e $R_s^{(i)}$;

<8.6> Atualiza $M_{Su}^{(i)}$ com $L_s^{(i)}$, se aplicável;

<8.7> Atualiza $M_{Isc}^{(i)}$ com $L_s^{(i)}$, se aplicável;

<8.8> Obtém $S_u^{(i)}, I_{sc}^{(i)}, V_{sa}^{(i)}$;

<8.9> Contador de iterações, $i = i + 1$;

<8.10> Retorna para <8>;

<9> Salva resultados;

Fim { Algoritmo de especificação de saída }

É através do número de espiras do receptor que os mínimos de potência, tensão e corrente de curto-circuito podem ser atendidos. De fato, observando atentamente (3.9) e (3.11), torna-se evidente a dependência destas com relação à indutância própria do receptor, L_s .

Vale ressaltar que, como emissor e receptor são desenvolvidos em fases independentes, cada um deles pode assumir qualquer geometria. Assim, é possível, por exemplo, a concepção de um SFA onde o emissor é do tipo circular concentrado e o receptor do tipo espiral.

Para o sistema hipotético descrito na Tabela 3.1, os limites de atendimento de V_{sa} , S_u e I_{sc} são graficamente demonstrados na Figura 3.7. Estes limites definem o conjunto de possíveis soluções de L_s .

Tabela 3.1 – SFA Hipotético

Parâmetro	Valor
Frequência de ressonância, f_0	38,4 kHz
I_p	21,2 A
V_p	250 V
$V_{sa,min}$	60 V
$I_{sc,min}$	6 A
$S_{u,min}$	400 VA
$L_{p,alvo}$	50 μ H
Diâmetro condutor emissor	3 mm
Diâmetro condutor receptor	2 mm
Geometrias	Circulares, com blindagem
Espessura de Alumínio	2 mm
Espessura de Ferrite	3 mm
D_p	200 mm
D_s	150 mm
Posicionamento relativo	$e = 20$ mm, $d_c = 30$ mm, $\alpha = 0^\circ$

Os resultados obtidos após o uso do algoritmo V são apresentados na Tabela 3.2, tendo sido necessário o tempo total de 21,7 minutos para obtenção de uma solução. O tempo médio de iteração é 44,3 s para o desenvolvimento do emissor e 81,8 s para o receptor (conforme recursos computacionais da seção 3.7, computador B), com $\Omega_{2D} = 630$ mm x 315 mm, malha 2 mm para o meio (ar) e 0,5 mm para todos os materiais dos indutores (cobre, alumínio e ferrite).

Figura 3.7 – Limites para atendimento simultâneo de $V_{sa,min}$, $I_{sc,min}$ e $S_{u,min}$ para o caso hipotético da Tabela 3.1

Observando a Tabela 3.2, nota-se que L_p difere de $L_{p,alvo}$ em +4,67%. Isto se deve ao erro ε_{max} aceitável no passo <6.5> do algoritmo de V, que é de 5% para este caso hipotético.

Tabela 3.2 – Resultados do SFA Hipotético

Parâmetro	Valor
L_p	52,31 μ H
N_p	13 espiras
L_s	28,83 μ H
N_s	9 espiras
V_{sa}	74,71 V
I_{sc}	7,59 A
S_u	401,19 VA
Tempo desenv. emissor	9,6 minutos
Tempo desenv. receptor	10,9 minutos

Esta é considerada uma solução, uma vez que simultaneamente excede $V_{sa,min}$, $I_{sc,min}$ e $S_{u,min}$. Ela pode ainda ser otimizada utilizando aspectos discutidos no capítulo 3 da tese de Budhia (2012). Tem-se observado experimentalmente, e também de acordo com Nagendra, Covic e Boys (2014), que a otimização aumenta o desempenho do SFA em +20%, quando muito (em termos de S_u , geralmente). De qualquer forma, dependendo da geometria dos indutores, talvez seja possível reduzir a utilização de cobre ou de ferrite após algumas rodadas de otimização. O capítulo seguinte trata dos princípios gerais de otimização para diversas geometrias de indutores.

3.6 - Algoritmos Adicionais

Após finalização de qualquer um dos procedimentos iterativos de indutância-alvo, pode-se caracterizar o SFA em termos de desalinhamentos axiais (ou verticais), laterais (ou horizontais) e/ou angulares, uma vez que soluções de TIP são geralmente sujeitas a uma ou mais destas condições espaciais adversas. Basicamente, estes procedimentos são desenvolvidos na rotina Análise de Desalinhamento (conforme Figura 3.1) e dão-se da seguinte forma:

- Análise axial: k é calculado enquanto a distância de separação e (como mostra a Figura 3.2) é aumentada. Durante o procedimento, $d_c = 0$ mm (indutores são mantidos concêntricos) e $\alpha = 0^\circ$ (indutores são mantidos paralelos entre si). O incremento de e pode ser ajustado como desejado (por exemplo, passos de 1 mm). Para cada separação uma nova simulação é feita e os resultados são armazenados;

- Análise Lateral: Nesta análise, d_c é variado enquanto e é mantido fixo em um valor escolhido. Os indutores são paralelos um ao outro, $\alpha = 0^\circ$. Deve ser mencionado que, uma vez que este

procedimento exige uma representação não axissimétrica, o equivalente 2D planar deve ser obtido. Isso é feito automaticamente pelos algoritmos propostos;

- Análise angular: A distância e é fixada enquanto α varia de 0° a 180° . Isto pode ser feito para qualquer desalinhamento lateral. Além disso, o incremento de α pode ser ajustado.

Após a caracterização, obtêm-se as curvas k vs. e , k vs. d_c e k vs. α e com elas tem-se mais uma ferramenta para avaliação de S_u sob condições espaciais quaisquer.

Outro algoritmo adicional refere-se à otimização da indutância mútua e é conhecido como Otimização-M: Como a função $L_x(N_s, D_x)$ tem um número infinito de soluções possíveis se não forem impostas restrições, as abordagens analíticas, semi-analíticas e empíricas não podem indicar facilmente as combinações de (N_s, N_p) ou (D_s, D_p) para uma indutância $L_{x, alvo}$ que maximize o coeficiente de acoplamento, que é uma função do tipo $k(e, d_c, \alpha)$. De fato, apenas um método computacional é capaz de executar uma análise combinatória tão extensa em tempo prático.

Para fornecer uma solução ao problema, uma rotina de otimização foi desenvolvida e seu objetivo é indicar a melhor combinação de diâmetros para emissor e receptor, de forma que $L_{x, alvo}$ seja obtida e k seja maximizado para a separação axial de interesse.

Basicamente, qualquer algoritmo de I a IV é executado várias vezes para diferentes valores de D_x (escolhidos com os critérios do projetista), mas mantém-se sempre o mesmo $L_{x, alvo}$ (note-se que é possível ter $L_p = L_s$ ou $L_p \neq L_s$). O resultado é um conjunto de n possíveis representações geométricas para L_p e m possíveis representações para L_s .

Assim, uma análise combinatória é feita: Primeiro, o algoritmo de otimização cria entidades geométricas e representa todas as combinações possíveis de D_p e D_s (um arquivo para cada combinação), certificando-se de que primário e secundário estejam separados exatamente pela distância e . Isto resulta em $m.n$ combinações, que são então discretizadas, simuladas e pós-processadas. A indutância mútua é calculada para cada caso e os dados brutos são organizados em um gráfico, que indica o par (D_p, D_s) que maximiza M (ou k).

A Figura 3.8 mostra o comportamento da indutância mútua (normalizada) para algumas das possíveis combinações de D_s e D_p para um SFA hipotético em que $L_p = 3L_s/2$ e uma separação arbitrária e fixa. Se a melhor relação D_p/D_s é escolhida, a transferência de energia pode ser aumentada.

Também é proposto o algoritmo Mapeamento-H: Como conversores TIP normalmente fazem uso de frequências de dezenas de kHz e correntes de até várias centenas de A, é possível que elevada intensidade de campo magnético, $|\mathbf{H}|$, resulte de seu funcionamento. Com base em ICNIRP (2010), que prevê limites para a exposição do público em geral em função de f_0 , uma rotina dedicada calcula a intensidade de campo magnético de referência (máximo permitido), H_{ref} , e indica aquelas coordenadas espaciais que estão de acordo com as diretrizes de segurança. Isto é feito pela leitura dos resultados de simulação do *FEMM*, ponto a ponto em Ω_{2D} .

Figure 3.8 – Exemplo de resultado da rotina Otimização-M indicando a relação D_p/D_s que maximiza M

A resolução do mapa obtido depende da malha de discretização, a qual é determinada automaticamente de acordo com os materiais presentes no domínio de simulação e suas dimensões. Um exemplo de mapeamento é mostrado na Figura 3.9, onde um SFA axissimétrico foi simulado e as coordenadas para as quais $|\mathbf{H}| > H_{ref}$ foram hachuradas em azul.

Este procedimento permite visualização e análise da área sob influência do conversor e evidencia se há necessidade de melhoria na técnica de blindagem magnética. Na Figura 3.9, o conversor (nos seus parâmetros máximos de excitação ω e I_p) está de acordo com ICNIRP (2010) se o público em geral encontrar-se fora da área definida pelos limites horizontais e verticais indicados. Partes do algoritmo de mapeamento são mostradas no Apêndice A.3.

Figura 3.9– Exemplo de resultado da rotina Mapeamento-H indicando regiões onde a intensidade de campo magnético excede os limites de referência

3.7 - Demonstrações Experimentais

Para as simulações apresentadas a seguir, dispunha-se dos seguintes recursos computacionais: Computador A, de alto desempenho, cuja configuração possui processador *Intel i7*, 16 GB RAM e placa de vídeo dedicada, cedido pelo Departamento de Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade de Auckland; Computador B, de baixo custo e uso convencional, com processador *Intel i3 M380* 2,53 GHz, 4 GB de RAM.

Quando necessário, utilizou-se o *MatLab R2010b* funcionando sem função *multi-thread* ou qualquer outra configuração especial, em sistema operacional 64 bits.

3.7.1 - MEF 2D vs. MEF 3D

O objetivo de uma comparação entre o Método dos Elementos Finitos em sua formulação bidimensional e tridimensional é mostrar que, se respeitadas as limitações de representação da forma bidimensional, ambos levam a resultados muito similares e suficientes para o projeto do SFA. É bastante óbvio que o MEF bidimensional é mais rápido, tomados como referência os mesmos recursos computacionais.

Para quantificar estes comentários, foi desenvolvido um projeto de SFA contendo indutores espirais, com blindagem, de acordo com a Tabela 3.3. A simulação com o MEF tridimensional foi realizada no aplicativo *JMAG Studio*, cedido pelo grupo de pesquisas da Universidade de Auckland, Nova Zelândia, durante realização das pesquisas deste capítulo naquela instituição.

Esta simulação (tridimensional) não pôde ser feita com o Computador B, devido a várias falhas do sistema durante o processamento. Assim, usando o Computador A, de alto desempenho, o tempo necessário para uma única simulação foi de 25 minutos para malha de 1 mm e domínio tridimensional $\Omega_{3D} = 1800 \text{ mm} \times 1800 \text{ mm} \times 1800 \text{ mm}$ (como regra prática, cada uma destas dimensões corresponde a três vezes o maior elemento do domínio de simulação, que é o indutor emissor).

Para a simulação bidimensional, entre os algoritmos apresentados o recomendado é o algoritmo III (espiral, N_x fixo). Portanto, com $\varepsilon_{max} = 0,1\%$ e os mesmos parâmetros alvo apresentados na Tabela 3.3, os resultados são $D_p = 569,3 \text{ mm}$ e $D_s = 432,8 \text{ mm}$ com $L_p = 641,70 \text{ } \mu\text{H}$ e $L_s = 425,07 \text{ } \mu\text{H}$. O tempo de desenvolvimento com o algoritmo III foi de 9,9 minutos para o emissor e 9,2 minutos para o receptor, e neste caso foi possível usar o computador de baixo custo.

Note-se que os diâmetros diferem levemente do projeto usando formulação tridimensional, sendo o erro de -5,11% para o indutor emissor e -7,91% para o receptor. Isso ocorre devido a

diferenças na modelagem dos materiais magnéticos entre as bibliotecas do *JMAG* e do *FEMM*, abordagens inerentemente diferentes no equacionamento bi e tridimensional, bem como suas condições de contorno e organização dos métodos numéricos.

Tabela 3.3 – Parâmetros do Projeto Tridimensional de Referência

Parâmetro	Valor
Frequência de ressonância, f_0	85 kHz
I_p	32,5 A
L_p	642,0 μ H
L_s	425,0 μ H
N_p e N_s	24 espiras
Condutor emissor e receptor	10 AWG
Tipo de indutor	Espiral, blindado
Espessura de Alumínio	4 mm
Espessura de Ferrite	5 mm
D_p	600 mm
D_s	470 mm
Posicionamento relativo	$e = 150$ mm, $d_c = 0$ mm, $\alpha = 0^\circ$

A Figura 3.10(a) mostra a evolução de $\varepsilon_{calc}^{(i)}$ durante desenvolvimento do indutor emissor. Curva semelhante se aplica ao receptor. Como ΔD_x é função do ganho escalar λ_L , o número de iterações muda conforme se altera este ganho. Em geral, quanto maior λ_L , mais elevado o passo ΔD_x , e menos iterações são necessárias para que se atinja a indutância alvo. No entanto, a probabilidade de se cair em uma condição instável e não-convergente aumenta significativamente.

A Figura 3.10(b) mostra o tempo de simulação como uma função da iteração para ambos os indutores. Embora $D_s < D_p$, o tempo de simulação para o indutor secundário é sempre mais elevado e isto ocorre porque os elementos finitos do enrolamento primário (de cobre) não foram neutralizados durante o desenvolvimento do secundário. Assim, cada iteração do secundário envolve também o processamento de elementos finitos do enrolamento emissor. Do mesmo modo, nota-se que a Figura 3.10(b) contém curvas crescentes para ambos os indutores. Isso acontece porque as camadas de blindagem magnética (ferrite e alumínio) aumentam a cada iteração, uma vez que D_x está sendo aumentado. Estas são camadas com malhas finas e, portanto, com maior número de elementos de cálculo.

Cabe mencionar que os demais algoritmos de indutância alvo apresentam evolução do erro e tempos de simulação diferentes, como se pode deduzir a partir das Figuras 3.3 a 3.6.

Uma segunda comparação entre o MEF bidimensional e o tridimensional diz respeito ao SFA sob condições de desalinhamento. Para realizar este estudo, o projeto tridimensional (referência) não foi alterado (mantém-se como mostrado na Tabela 3.3), mas o projeto bidimensional foi modificado para ter exatamente as mesmas dimensões da referência (em outras palavras, foi usada a seção transversal do modelo tridimensional no *FEMM*). Assim, variou-se a distância axial entre emissor e receptor de forma a se obter $k(e)$, como mostrado na Figura 3.11. O erro máximo entre as duas ferramentas de simulação foi de -4,78% e ocorre quando $e = 260$ mm (quanto maior a distância e ,

maior o erro). Cada ponto simulado na formulação bidimensional tem um tempo médio de execução de 49,4 s, contra até 20 minutos no equivalente tridimensional.

Figura 3.10 – Evolução de parâmetros durante execução do algoritmo III, (a) $\varepsilon_{calc}^{(i)}$ para diferentes ganhos escalares λ_L (desenvolvimento do emissor) e (b) tempo de simulação para emissor e receptor em função da iteração ($\lambda_L = 100$)

Figura 3.11 – Comparativo de curvas $k(e)$ para formulações bi e tridimensionais do MEF

3.7.2 - Comparação de desempenho entre Algoritmos I a IV

Para caracterizar o desempenho dos quatro algoritmos de indutância alvo, cada um deles foi executado com os parâmetros mostrados na Tabela 3.4.

Tabela 3.4 – Parâmetros para Comparação dos Algoritmos de Indutância Alvo

Parâmetro	Valor
Frequência de ressonância, f_0	30,0 kHz
I_p	15,0 A
$L_{p,target}$	180 μ H
$L_{s,target}$	115 μ H
Condutor emissor e receptor	4 x 20 AWG
Esp. Alumínio (emissor)	20 mm
Esp. Ferrite (emissor)	2 mm
Esp. Alumínio (receptor)	1 mm
Esp. Ferrite (receptor)	4 mm
D_p , para algoritmos de D_x fixo	293 mm
D_s , para algoritmos de D_x fixo	241 mm
N_p , para algoritmos de N_x fixo	15 espiras
N_s , para algoritmos de N_x fixo	15 espiras
ε_{max}	0,1%
Ω_{2D}	1050 mm x 600 mm, malha 0,5 mm para materiais magnéticos e 2 mm para o meio

Os resultados, apresentados na Tabela 3.5 demonstram que todos os algoritmos alcançam a seu modo as indutâncias alvo. Em termos dos tempos de simulação, os algoritmos II e IV (ambos trabalham com D_x fixo) são consideravelmente mais lentos do que os outros e isto ocorre porque o número de espiras aumenta de uma iteração para a próxima (a seção transversal de cada uma destas espiras é altamente malhada, isto é, contém grande número de elementos finitos a serem computados. Assim, o tempo de iteração aumenta).

Tabela 3.5 – Comparativo de Resultados

Parâmetro	Algoritmo I	Algoritmo II	Algoritmo III	Algoritmo IV
L_p (μ H)	180,11	179,59	179,93	182,47
L_s (μ H)	114,90	114,60	114,97	120,60
D_p (mm)	293,16	293,00	310,79	161,36
D_s (mm)	241,03	241,00	244,71	142,89
Iterações para o emissor	7	14	5	41
Iterações para o receptor	6	14	3	36
Tempo simulação emissor (s)	30,9	292,2	77,4	772,8
Tempo simulação receptor (s)	13,8	157,9	65,4	1640,6

Deve-se sempre ter em mente que cada algoritmo de indutância alvo é conceitualmente diferente dos demais, pois cada um modela o indutor de maneira diferente ou usa uma variável de projeto diferente (N_x ou D_x).

3.7.3 - Algoritmos vs. Implementação Experimental

Diversos indutores foram desenvolvidos com auxílio dos algoritmos I a V. Para alguns deles, na Tabela 3.6, são apresentados os erros entre simulação e experimento. A Figura 3.12 ilustra alguns dos indutores, utilizando núcleos magnéticos NB-55/52/4 - TH50, cedidos pela empresa Thornton Eletrônica Ltda. Indutâncias e resistências série foram obtidas com ponte RLC Philips PM6303 em 1 kHz.

Tabela 3.6 – Resultados de Simulação e Experimentais

Indutor	Desenvolvido com	Rx(Ω) MEF	Rx(Ω) Exp	Erro Rx (%)	Lx(μ H) MEF	Lx(μ H) Exp	Erro Lx (%)
C1, núcleo de ar, planar espiral	Algoritmo IV	1,001	0,918	+9,04	6,7	6,7	0,00
C2, ferrite, planar espiral	Algoritmo III	1,001	0,927	+7,98	11,0	11,0	0,00
C3, núcleo de ar, circular	Algoritmo I	2,150	2,700	-20,37	1024,8	1023,0	+0,17
C4, ferrite, circular	Algoritmo II	2,149	2,800	-23,25	1199,8	1231,0	-2,53
C5, DD, blindado	Algoritmo III modif.	0,023	0,023	0,00	14,3	14,2	+0,70

Como se observa, os resultados experimentais das indutâncias possuem boa correspondência com as simulações. Ocorreu o maior erro no indutor C4, mas esta geometria não é cabível em um conversor prático devido à alta indutância (este indutor foi implementado apenas para avaliação do erro experimental em casos de grande número de espiras). Curiosamente, foram obtidos erros elevados de resistência série também para C4. Como este indutor possui $N_x = 80$ espiras, é possível que o erro de modelagem do enrolamento tenha se propagado espira a espira até um ponto que se tornou expressivo.

Figura 3.12 – Indutores desenvolvidos para comprovação dos algoritmos I a V.

Na Tabela 3.6 o algoritmo III foi modificado para permitir o projeto de uma estrutura mais complexa que a espiral. Trata-se do indutor Duplo D, mostrado na Figura 3.12 e melhor comentado no capítulo 4. O indutor Duplo D é formado por dois indutores espirais idênticos e contém

obrigatoriamente um núcleo de alta permeabilidade magnética. Por ora, deve-se considerar este caso como um exemplo da versatilidade dos algoritmos desenvolvidos e da possibilidade de empregá-los em projetos mais avançados.

A comparação entre resultados experimentais e os de simulação é ainda embasada em ampla literatura, tal qual descrevem Engel e Rohe (2006) para indutores coaxiais. Com certa frequência surgem publicações comparando MEF e métodos analíticos ou empíricos de cálculo de indutância. Estes métodos e suas simplificações constam principalmente nos trabalhos de Grover (2009) (métodos tabulados, onde equações para cálculo de indutâncias próprias e mútuas provêm de expansões da série de Taylor), McLyman (2004) (para indutores com núcleos não lineares), Nagaoka (1909) (que é a referência original para os coeficientes de Nagaoka, usados na previsão de indutâncias de solenóides) e Wheeler (1982) (para indutores circulares e quadrados).

3.8 - Limitações e Comentários Adicionais

Pelo fato de que os procedimentos aqui apresentados têm por base um processador do MEF bidimensional, todos eles são intrinsecamente limitados a geometrias com simetria radial ou planar, de acordo com Bastos e Sadowski (2003). Embora simplificações possam ser incluídas em modelos complexos a fim de representá-los com simetria radial ou planar, não há garantias de que os resultados tenham boa confiabilidade e baixo erro quando implementados experimentalmente.

Esta limitação também existe quando é realizada a análise de desalinhamento lateral. Por exemplo, na representação planar, Ω_{2D} permite entidades geométricas nos eixos x e y apenas. Todas as seções transversais definidas em Ω_{2D} , obrigatoriamente devem ter a mesma dimensão z ("para dentro da página"). Esta é uma fonte comum de erros de modelagem e é uma desvantagem do processador bidimensional.

Ao usar os algoritmos, pode-se observar também que a condição de contorno aplicada é o Vetor Potencial Magnético Nulo nas fronteiras de Ω_{2D} ($\mathbf{A} = 0$, nas direções x e y). Esta condição de contorno também é conhecida como Condição de Dirichlet e garante que as linhas de fluxo magnético não cruzem os limites de Ω_{2D} . Portanto, o domínio de simulação deve ser suficientemente grande para que as linhas de fluxo magnético originadas do indutor emissor não se tornem distorcidas devido à proximidade com os limites do domínio de simulação. Os algoritmos propostos podem ser modificados para incluir outras condições de contorno, mas atualmente a precisão do método computacional e o tempo de simulação são assegurados por uma relação empírica adequada entre tamanho da malha e dimensões de Ω_{2D} .

Outra observação relevante é sobre as geometrias discutidas neste capítulo. A contribuição é mais direcionada para indutores circulares e espirais e estes, embora sejam formas básicas, são

extremamente úteis para equipamentos eletrônicos portáteis, com severas restrições dimensionais. Mesmo veículos elétricos e aplicações biomédicas têm se beneficiado de estruturas circulares.

Todas as rotinas computacionais encontram-se organizadas de maneira a compor um *toolbox* para o *MatLab*. Embora ainda não haja uma interface gráfica aprimorada (por ora as informações de projeto e decisões do usuário são fornecidas por meio de perguntas feitas no *workspace* do *MatLab*), isto pode ser um próximo passo de desenvolvimento deste trabalho. Este conjunto de ferramentas (ao qual se somarão as ferramentas do capítulo 5 e 6) pode ser disponibilizado ao grupo de pesquisas em transferência indutiva de potência (que se espera formar na Universidade de São Paulo) para então ser aprimorado e incluir rotinas de otimização e de projeto de SFAs mais complexos. Iniciativa semelhante foi feita com o *toolbox PLECS*, proposto por Allmeling e Hammer (1999), que se tornou referência para simulação de circuitos de Eletrônica de Potência, e mais recentemente com o aplicativo *WiCAD*.

3.9 - Considerações Finais

A natureza dos algoritmos apresentados é a modificação iterativa de parâmetros geométricos dentro do domínio de simulação do Método dos Elementos Finitos. Estes algoritmos proporcionam maior compreensão das relações entre variáveis elétricas, magnéticas e dimensões físicas dos indutores e foram extremamente importantes nas primeiras investigações desta tese. O conjunto de algoritmos traz alguma inteligência aos projetos de SFA, que em sua maioria têm sido feitos simplesmente por tentativa, e ajuda a criar um senso crítico para futuros projetos, mais complexos.

Em geral, os algoritmos de indutância alvo (algoritmos I a IV) têm os seguintes atributos: Convergem para a indutância desejada em poucos minutos, cada iteração tendo tipicamente dezenas de segundos; O tempo de convergência pode ser reduzido alterando-se o ganho escalar λ_L dos algoritmos I e III; As iterações são tipicamente 20 vezes mais rápidas do que na simulação tridimensional. Com este tempo de simulação reduzido, os algoritmos propostos são perfeitamente adequados para computadores domésticos (mesmo sendo necessárias diversas iterações).

O algoritmo de especificação de saída tem as mesmas boas vantagens computacionais mencionadas acima e também é capaz de buscar uma solução que atenda simultaneamente V_{sa} , I_{sc} e S_u . Uma observação importante é que mais restrições de projeto podem ser adicionadas à Figura 3.7, reduzindo-se o conjunto de valores possíveis para L_s para satisfação dos requisitos mínimos. Como exemplo simples, pode-se definir um valor máximo aceitável para L_s baseado no fato de que o aumento da indutância leva a maior resistência série R_s , afetando assim $Q_{s,0}$. Quanto mais restrições de projeto são adicionadas, mais a solução obtida pelo algoritmo se aproxima da solução ótima.

Capítulo 4

Caracterização de Acopladores Magnéticos

4.1 - Introdução

Um número crescente de geometrias para indutores emissores e receptores tem sido proposto nos últimos anos. São em sua maioria variações daquelas configurações estudadas no capítulo 3, contudo aprimoradas para uma ou outra aplicação. Durante as pesquisas na Universidade de Auckland, observou-se que o projeto dimensional de tais indutores ainda é feito por tentativa e erro. Isto ocorre por dois motivos: Primeiro, no caso particular do grupo de pesquisa de tal universidade, há disponibilidade de aplicativo de simulação de elementos finitos e capacidade computacional elevada, que torna atrativo o procedimento de estimar uma dimensão e verificar o resultado. Não raro os pesquisadores envolvidos neste processo investem mais de dois meses para ajustar precisamente a relação entre dimensões dos indutores e os parâmetros de saída desejados, dada a complexidade das geometrias e o tempo de simulação de cada tentativa. Segundo, não existe literatura concisa que indique o efeito da variação de uma dimensão do indutor sobre parâmetros como o coeficiente de acoplamento ou a potência disponibilizada ao receptor (na verdade, as rotinas do capítulo anterior possuem foco exatamente em contribuir para a solução deste problema). O segundo argumento mencionado há pouco é mais importante, do ponto de vista de que, se não há literatura a respeito do problema, não há como difundir boas práticas de projeto ou uniformizar o conhecimento (que hoje, na opinião do autor desta tese, está concentrado entre o grupo de pesquisa liderado pelos Profs. John Boys e Grant Covic, da Universidade de Auckland, Nova Zelândia, e aquele liderado pelo Prof. Chun T. Rim, do Instituto Coreano Avançado de Ciência e Tecnologia (KAIST), Coreia do Sul).

Este capítulo ocupa-se em caracterizar 11 configurações de acopladores magnéticos (*magnetic couplers*, como consta na literatura), do ponto de vista de desalinhamentos espaciais, distribuição da densidade de campo magnético e resposta à mudança de dimensões dos núcleos magnéticos. A metodologia consiste em representar, por meio de simulações de elementos finitos, o emissor e o receptor com a geometria de interesse e então extrair informações como indutâncias próprias, coeficiente de acoplamento e potência não compensada. Atribui-se ao emissor corrente senoidal, frequência, número de espiras e dimensões fixas, enquanto o receptor assume diferentes números de espiras e dimensões.

Trabalhos como os de Beh, Covic e Boys (2014), Zaheer *et al.* (2015) e Nagendra, Covic e Boys (2014) já iniciaram tal caracterização, mas são estudos focados em uma ou outra geometria em

particular e, como dito, concentrados em um grupo de pesquisa já avançado em transferência indutiva de potência.

A contribuição deste capítulo, portanto, está em analisar, organizar, registrar em um único documento e discutir a relação entre dimensões geométricas e parâmetros elétricos de geometrias complexas, por meio de exemplos numéricos (cuos resultados são generalizáveis, em sua maioria).

4.2 - Caracterização Geométrica

Para todas as 11 configurações, procura-se solução para o seguinte problema ilustrativo: Desenvolver um acoplador magnético (emissor e receptor) cujas dimensões máximas não excedam 150 mm, considerando que o indutor emissor será alimentado por um inversor capaz de manter corrente senoidal $I_p = 15$ A e $f = 38,4$ kHz. A carga a ser conectada ao receptor é puramente resistiva, resulta em fator de qualidade $Q_s = 5$ e tem potência nominal $P_L = 500$ W. A separação axial emissor-receptor nominal é $e = 30$ mm.

A potência não compensada, S_u , é redefinida conforme (4.1) em função da potência ativa na carga e do fator de qualidade do secundário, segundo Hu (2009). Trata-se da mesma potência S_u definida previamente em (2.5) e (3.8). A potência não compensada, portanto, é um indicador da potência ativa que pode ser extraída de um acoplador magnético. Tal acoplador pode ser projetado simplesmente em termos de ω , M , I_p e L_s . Para o problema que se deseja resolver, busca-se $S_u = 100$ VA.

$$S_u = \frac{P}{Q_s} \quad (4.1)$$

Todas as simulações são feitas com o aplicativo *FEMM*. Condutores sólidos e circulares de cobre são utilizados (para os quais $\sigma_{cu} = 59$ MS.m⁻¹), sendo que os condutores do emissor possuem diâmetro 3 mm e os dos receptores são sempre de diâmetro 2 mm. Os condutores encontram-se dispostos lado a lado de forma que não haja espaço entre as espiras. A blindagem magnética, quando existente, é composta de alumínio, $\sigma_{al} = 34,4$ MS.m⁻¹ e permeabilidade magnética relativa $\mu_r = 1$. Os núcleos de alta permeabilidade magnética respeitam a curva da Figura 4.1, que é típica de ferrites empregadas em Eletrônica de Potência. Quando necessário, assumiu-se a densidade da ferrite como 4850 kg/m³ e a densidade do cobre como 8960 kg/m³.

Nas sub-seções seguintes, são discutidas as particularidades de cada configuração estudada. Nas ilustrações de cada geometria são mostradas as cotas mantidas fixas e também aquelas que foram variadas entre simulações. Por exemplo, na Figura 4.2(a), o número de espiras N_s é variável, enquanto a largura do núcleo E é sempre 150 mm. Para as simulações onde a posição espacial relativa entre emissor e receptor é variada, mantém-se válida a Figura 3.2.

Figura 4.1 – Curva B-H dos núcleos de ferrite empregados nas simulações

Uma nota importante é que se garante a não ocorrência de saturação magnética para todos os resultados apresentados a seguir, tal que eles são passíveis de reprodução experimental.

Para avaliação da densidade de fluxo magnético, os dados são coletados conforme Figura 4.2. Por exemplo, movendo-se o receptor para a direita, a densidade de fluxo é analisada na direção oposta, à meia distância axial ($e/2$), no eixo horizontal de coleta. Assim, a densidade de fluxo observada é aquela resultante do emissor desprotegido (afastando o receptor, as linhas de campo magnético tornam-se cada vez mais dispersas no espaço circundante, sendo cada vez menos confinadas pelo núcleo magnético do receptor). Em alguns casos, é de maior interesse a coleta no eixo vertical. Nesta situação, a densidade de fluxo é avaliada em um eixo imediatamente atrás do receptor.

Figura 4.2 – Procedimento de coleta dos resultados para densidade de fluxo magnético

4.2.1 - Acoplador E-E

O acoplador E-E consiste em dois núcleos magnéticos do tipo E, é uma estrutura simples (principalmente porque os núcleos estão disponíveis comercialmente), usada por Martins (2011) e ilustrada na Figura 4.3.

Figura 4.3 – Representação do acoplador magnético E-E, (a) vista frontal e (b) vista em perspectiva. Dimensões em mm

Para as condições espaciais da Figura 4.3(a), quando o indutor emissor é excitado, a distribuição das linhas de fluxo é similar àquela apresentada na Figura 4.4. O enrolamento secundário captura as linhas de fluxo, que são praticamente verticais na perna central do receptor.

Figura 4.4 – Distribuição típica de linhas de fluxo magnético para o acoplador E-E para $e = 30$ mm, $\alpha = 0^\circ$, $d_c = 0$ mm

Conforme a Figura 4.5(a), mantendo-se $e = 30$ mm, $N_s = 5$, e variando a largura da perna central a , facilmente se obtém $S_u \geq 100$ VA. Isto ocorre porque a largura a é fortemente correlacionada com a relutância do caminho magnético entre emissor e receptor (maior a , maior S_u), para o caso em que as pernas laterais não se encontram saturadas. Nota-se ainda que a posição p do enrolamento receptor também é relevante para elevar S_u . O coeficiente de acoplamento k , sob as mesmas condições de a e p , também pode ser significativamente elevado, sem elevar dimensões críticas do projeto.

Tomando $a = 50$ mm e $p = 8$ mm, a Figura 4.5(b) mostra que alterar a dimensão c dos núcleos magnéticos emissor e receptor eleva S_u enquanto k não se altera. Escolheu-se $c = 200$ mm, para atender o critério de S_u . Evidentemente há que se ter compromisso com a massa total do sistema, que aumenta proporcionalmente. Para todos estes resultados, não foi necessário variar N_s , tal que sempre $N_s = 5$.

Na Figura 4.5(c), tem-se a curva de S_u (para $N_s = 5$, $a = 50$ mm, $p = 8$ mm e $c = 200$ mm) quando a posição lateral d_c é variada. Observa-se também a evolução de k em função de d_c . Estes são

resultados que somente fazem sentido quando se limita o desalinhamento lateral (pois não é possível extrair potência útil para toda a faixa de d_c).

Figura 4.5 – Resultados para acoplador E-E, (a) S_u vs. a , (b) S_u vs. c , (c) S_u vs. d_c , (d) η_{SFA} vs. d_c , (e) B_{RMS} vs. distância lateral, (f) S_u vs. e e (g) S_u vs. α

Quando S_u é apresentada em conjunto com a eficiência do sistema fracamente acoplado, η_{SFA} , durante o estudo de desalinhamento lateral, o que se obtém é a Figura 4.5(d). A eficiência é calculada conforme (2.74) e se observa que $\eta_{SFA} = 87,2\%$ é o valor máximo e ocorre quando $d_c = 0$ mm. Durante

o desalinhamento $Q_{p,0}$ e $Q_{s,0}$ modificam-se ao mesmo tempo que k se comporta como mostrado na Figura 4.5(c). Esta curva demonstra que η_{SFA} é mais um fator que varia dinâmica e amplamente devido à operação com k reduzido. Para os demais acopladores deste capítulo os resultados da curva η_{SFA} versus d_c são razoavelmente semelhantes, sendo as eficiências típicas máximas da ordem de 90%, com fatores de qualidade a vazio, $Q_{p,0}$ e $Q_{s,0}$, entre 20 e 30.

Para diferentes posições laterais, a Figura 4.5(e) mostra o comportamento do valor eficaz da densidade de fluxo magnético, B_{RMS} . O limite de 27 μT recomendado por ICNIRP (2010) também é mostrado. Sem nenhuma blindagem, mesmo o pior caso (quando o receptor está em $d_c = 0$ mm) atende a norma para distâncias superiores a 100 mm.

A Figura 4.5(f) demonstra que, se $e < 15$ mm, a redução da separação axial emissor-receptor eleva S_u acentuadamente. Este é um resultado óbvio, pois o que se faz é reduzir o entreferro e minimizar a relutância do caminho magnético. Nas proximidades de $e = 30$ mm a inclinação da curva é bem menos acentuada, ainda assim uma variação de $e = 30$ mm para $e = 25$ mm pode dobrar S_u . Pode-se dizer que a configuração E-E é pouco tolerante a grandes variações na separação axial. Além do comportamento de S_u , é preciso analisar se a evolução das indutâncias próprias L_p e L_s satisfaz os critérios de estabilidade e de operação do conversor ressonante. A Figura 4.5(g) mostra que a configuração E-E pode se beneficiar de pequenas variações na inclinação relativa entre emissor e receptor, pois S_u é ligeiramente maior em $\alpha = 15^\circ$ do que na condição nominal. As indutâncias próprias alteram-se pouco.

4.2.2 - Acoplador E-Trilha e E-Quadratura-Trilha

Quando, a partir da configuração E-E, o emissor é substituído por condutores longos (uma trilha), o que se obtém é uma nova estrutura chamada E-Trilha. Há ainda a variante E-Quadratura-Trilha, que contém um enrolamento receptor adicional posicionado verticalmente e que é representada na Figura 4.6.

Figura 4.6 – Representação do acoplador magnético E-Quadratura-Trilha, (a) vista frontal e (b) vista em perspectiva. Dimensões em mm

Figura 4.7 – Distribuição típica de linhas de fluxo magnético para o acoplador E-Trilha para $e = 30$ mm, $\alpha = 0^\circ$, $d_c = 0$ mm

Estas configurações foram comumente usadas nas primeiras implementações de veículos autônomos operando em circuitos fechados, como fábricas. A Figura 4.7 ilustra a distribuição usual das linhas de fluxo magnético.

Analisando primeiramente a configuração E-Trilha, o resultado da Figura 4.7 evidencia a necessidade de blindagem pelo lado do emissor, caso se deseje atendimento à regulamentação, pois o fluxo magnético estabelece-se amplamente abaixo da trilha. Na perna central do receptor, o fluxo é ainda vertical.

A Figura 4.8(a) indica que S_u é maior conforme se incrementa a distância entre os pólos da trilha. Entretanto, o comportamento torna-se menos acentuado a partir de $m = 75$ mm e é decrescente se $m > 90$ mm. Como referência, tomando-se m igual à metade da largura (no caso, 150 mm) do receptor, obtém-se S_u próximo do máximo. O coeficiente de acoplamento tem comportamento similar.

Submetida ao desalinhamento lateral, a configuração E-Trilha comporta-se de maneira similar à configuração E-E tanto em termos de S_u quanto de k (não mostrado). As indutâncias próprias são aproximadamente constantes, conforme Figura 4.8(b). Também o comportamento em relação ao desalinhamento axial, mostrado na Figura 4.8(c), lembra aquele da configuração E-E, embora a ausência de núcleo magnético no emissor torne as variações de relutância menos expressivas e assim S_u não varie tão acentuadamente. As indutâncias próprias tornam-se também menos susceptíveis ao desalinhamento axial. Quanto à inclinação relativa, Figura 4.8(d), S_u reduz-se para α crescente.

No que diz respeito à B_{RMS} , os resultados não são função de d_c (como esperado, dada a distribuição livre das linhas de fluxo do emissor). Isto torna mais previsível e fácil a determinação da região ao redor do sistema de indutores onde o limite recomendado por norma é satisfeito. Os resultados constam na Figura 4.8(e).

Figura 4.8 – Resultados para acoplador E-Trilha, (a) S_u vs. m , (b) S_u vs. d_c , (c) S_u vs. e , (d) S_u vs. α e (e) B_{RMS} vs. distância lateral

Quando o enrolamento vertical é adicionado, de número de espiras N_{sV} , adquire-se a capacidade de capturar maior número de linhas de fluxo quando há desalinhamento lateral. Esta é a vantagem da configuração E-Quadratura-Trilha em relação à E-E e E-Trilha. A distribuição das linhas de fluxo é mostrada na Figura 4.9. Na Figura 4.9(a), quando $d_c = 0$ mm, observa-se que o enrolamento horizontal é responsável por capturar as linhas de fluxo (verticais) oriundas do emissor. A superfície formada pelo enrolamento vertical é paralela às linhas de fluxo e ele não contribui para S_u . Tem-se o mesmo comportamento da configuração E-Trilha.

Com $d_c \neq 0$, linhas de fluxo passam a cruzar a superfície definida pelo enrolamento vertical. Conforme o desalinhamento aumenta, a contribuição do enrolamento vertical para S_u aumenta, enquanto diminui a parcela devida ao enrolamento horizontal. Quando $d_c = 60$ mm, Figura 4.9(b), o enrolamento receptor horizontal não captura linhas de fluxo (algumas linhas cruzam a superfície definida pelo enrolamento, mas voltam a cruzá-la novamente no sentido oposto, de forma que o fluxo magnético efetivo é nulo). Contudo, o enrolamento receptor vertical captura todo o fluxo magnético

que circula entre as pernas laterais do receptor (fluxo este que é praticamente horizontal). Portanto, conectando-se ambos os enrolamentos em série, são obtidos os resultados da Figura 4.10.

Figura 4.9 – Distribuição típica de linhas de fluxo magnético para o acoplador E-Quadratura-Trilha para $e = 30$ mm, $\alpha = 0^\circ$, (a) $d_c = 0$ mm e (b) $d_c = 60$ mm

A Figura 4.10(a) mostra a influência do número de espiras N_{sV} sobre S_u . Elevar N_{sV} não aumenta expressivamente S_u porque introduz-se resistência série e assim limita-se a corrente de curto-circuito. Contudo, o aumento de N_{sV} eleva a tensão V_{sa} . Nesta figura, S_u é a soma da potência advinda do enrolamento vertical S_{uV} e aquela advinda do enrolamento horizontal S_{uH} . Os resultados de V_{sa} (V_{saV} e V_{saH}) bem como de I_{sc} (I_{scV} e I_{scH}) são mostrados na Figura 4.10(b).

Na Figura 4.10(c) é mostrado o comportamento de S_{uV} , S_{uH} e S_u sob desalinhamento lateral, considerando $N_{sV} = 5$ e $b = 0$ mm. Para $d_c < 30$ mm, a maior parcela de S_u é originária do enrolamento horizontal ($S_{uH} > S_{uV}$). A partir deste ponto $S_{uV} > S_{uH}$, de forma que a potência total não mais se reduz drasticamente. Então, a configuração E-Quadratura-Trilha é mais tolerante a desalinhamentos laterais.

Figura 4.10 – Resultados para acoplador E-Quadratura-Trilha, (a) S_u vs. N_{sv} , (b) I_{sc} vs. N_{sv} , (c) S_u vs. d_c e (d) S_u vs. d_c variando b

Por fim, a Figura 4.10(d) indica que o parâmetro b é útil para modelar a curva de S_u . Com $b = 0$ mm (enrolamento vertical perfeitamente centralizado na perna central do núcleo E), tem-se a mesma curva obtida na Figura 4.10(c). Deslocando o enrolamento no mesmo sentido de d_c (de forma que $b = 20$ mm), aumenta-se a potência não compensada para d_c baixo. Para $b = -20$ mm ocorre elevação de S_u , com pico local em $d_c \approx 75$ mm. A escolha de b depende da aplicação e da forma que se deseja dar à curva de S_u .

4.2.3 - Acoplador S-Trilha

A configuração S-Trilha é uma tentativa de minimizar o fluxo de dispersão existente nas configurações baseadas em núcleo E. Isto é feito controlando a dimensão z (reduzindo ou aumentando o entreferro), conforme Figura 4.11. A aplicação desta estrutura, por enquanto, é limitada a robôs em automação de fábricas e veículos elétricos operando em percursos não sujeitos a grandes variações de posição lateral ou axial. A Figura 4.12 ilustra a distribuição das linhas de fluxo magnético, onde se observa o efeito da blindagem (colocada somente no lado superior, para ilustração).

Blindagens de alumínio podem ser colocadas próximas ao entreferro, pois ali ocorre o fenômeno de espraçamento das linhas de fluxo magnético. A Figura 4.13(a) mostra o comportamento de S_u em função da existência de blindagem em ambos os lados (acima e abaixo do núcleo S) e da

distância de tais blindagens até o núcleo de ferrite. Conclui-se que colocar blindagem em apenas um dos lados permite maiores potências não compensadas e que, S_u é tanto maior quando mais distante a blindagem estiver do núcleo de ferrite. Cabe então análise por parte do projetista, a fim de determinar o equilíbrio entre potência disponível e exposição a campos magnéticos nas proximidades. A mesma figura mostra o comportamento do coeficiente de acoplamento. Com $N_s = 5$ e $z = 15$ mm, não foi possível alcançar o critério de $S_u = 100$ VA.

Figura 4.11 – Representação do acoplador magnético S-Trilha, (a) vista frontal e (b) vista em perspectiva (blindagem inferior omitida). Dimensões em mm

Figura 4.12 – Distribuição típica de linhas de fluxo magnético para o acoplador S-Trilha

Figura 4.13 – Resultados para acoplador S-Trilha, (a) S_u vs. j e (b) S_u vs. z

Na Figura 4.13(b), para $N_s = 5$ e $j = 0$ mm, tem-se a evolução de S_u de acordo com z . Evidentemente há que se atentar sempre para a possibilidade de saturação magnética conforme o entreferro é reduzido. Nota-se ainda o acentuado aumento de L_s quando $z > 1/5$ da largura do acoplador.

4.2.4 - Acoplador Circular-Circular

Esta configuração é a mais comum, amplamente usada em aplicações de baixa até elevadas potências e conceitualmente simples (é a estrutura investigada no capítulo 3, algoritmos III e IV). Pode, entretanto, ser otimizada de acordo com os parâmetros da Figura 4.14.

A distribuição típica das linhas de fluxo magnético é mostrada na Figura 4.15, onde o paralelismo entre elas ocorre na região central do acoplador.

A Figura 4.16(a) mostra que, para diferentes valores de N_s , ao se adicionar um núcleo de alta permeabilidade magnética ao receptor (que antes não possuía núcleo ou blindagem), S_u é elevada em aproximadamente 50%. Se, neste receptor agora com núcleo magnético, for colocada a blindagem, S_u reduz-se em aproximadamente 10%. Um receptor somente com blindagem teria S_u bastante reduzida, qualquer que seja o número de espiras. Considerou-se $D_s/D_p = 1$. Para os resultados das figuras seguintes considera-se sempre que há blindagem e núcleo magnético.

Na Figura 4.16(b), tem-se a evolução de S_u para diferentes relações entre diâmetro do emissor e do receptor. A potência não compensada é expressivamente mais elevada quando $D_s/D_p = 1$, mas aqui cabe o cuidado de avaliar os parâmetros I_{sc} e V_{sa} do receptor e garantir que os mesmos atendam os requisitos de projeto.

Figura 4.14 – Representação do acoplador magnético Circular-Circular, (a) vista lateral e (b) vista superior (apenas emissor). Dimensões em mm

Figura 4.15 – Distribuição típica de linhas de fluxo magnético para o acoplador Circular-Circular para $e = 30$ mm, $\alpha = 0^\circ$, $d_c = 0$ mm

Na Figura 4.16(c), para $N_s = 5$, tem-se S_u em função da aba ou prolongamento lateral do emissor, h . Este é um resultado interessante para casos em que o emissor não possui grande restrição dimensional (por exemplo, se ele está abaixo do solo, em aplicações de recarga de baterias de veículos elétricos). O aumento da aba h fornece um caminho de baixa relutância magnética para o fluxo do próprio emissor. Resultados semelhantes são observados quando da variação da aba g do receptor.

Outro fator que influencia S_u é a distância entre espiras do emissor, conforme Figura 4.16(d): aumentar o distanciamento entre espiras, a fim de cobrir uma área maior, na verdade reduz S_u . Quanto ao desalinhamento lateral, Figura 4.16(e), claramente se nota o efeito positivo que as abas de emissor e receptor têm sobre a potência não compensada. Sempre que possível, deve-se prolongar o núcleo de ferrite para além das espiras de cobre, fornecendo um caminho preferencial ao fluxo magnético. As abas, contudo, não modificam as coordenadas onde ocorrem os máximos e mínimos locais de S_u .

Quanto às emissões eletromagnéticas, Figura 4.16(f), optou-se por avaliá-las atrás do indutor receptor porque a estrutura Circular-Circular pode ser usada em aplicações biomédicas (atrás do receptor existirá matéria orgânica). Conclui-se que a adição da blindagem reduz B_{RMS} significativamente (o gráfico está em escala logarítmica). Contudo, com ou sem blindagem o limite de exposição recomendado pela norma somente é alcançado para distâncias superiores a 150 mm. Em uma aplicação biomédica prática, se o diâmetro do receptor for de 30 mm, a norma somente seria atendida 30 mm dentro da matéria orgânica. Isto sugere a necessidade de melhorar a blindagem (pela adição de outras camadas ferromagnéticas, por exemplo).

Figura 4.16 – Resultados para acoplador Circular-Circular, (a) S_u vs. N_s , (b) S_u vs. N_s variando D_s/D_p , (c) S_u vs. h , (d) S_u vs. u , (e) S_u vs. d_c e (f) B_{RMS} vs. distância lateral

Figura 4.17 – Resultados para acoplador Circular-Circular, (a) S_u vs. D_i e (b) Redução percentual de massa de ferrite vs. D_i

Tanto a adição de blindagem quanto o aumento dos prolongamentos g e h , elevam a massa do sistema. Assim, a Figura 4.17 demonstra que a introdução de uma área livre de ferrite no centro do indutor emissor permite reduzir massa sem alterar expressivamente S_u . Considerando que $D_p = 150$

magnético do indutor solenóide confina apenas as linhas de fluxo mais internas e é pouco efetivo para reduzir o fluxo de dispersão no exterior do solenóide. A introdução da blindagem impede que as linhas de fluxo se distribuam livremente no espaço circundante e força com que sejam confinadas pelo núcleo magnético. Portanto, a configuração solenóide-solenóide idealmente deve ter blindagem no emissor e no receptor.

Considerando blindagem completa, a Figura 4.20(b) mostra que S_u pode ser bastante elevada com comprimento c crescente. Este resultado é bastante natural.

Figura 4.20 – Resultados para acoplador Solenóide-Solenóide, (a) S_u vs. N_p , (b) S_u vs. c , (c) S_u vs. d_c , (d) B_{RMS} vs. distância lateral e (e) B_{RMS} vs. distância atrás do secundário

A Figura 4.20(c) traz um resultado não observado antes. Neste caso S_u não é nula para $d_c = 60$ mm, como ocorre nas configurações E-E, E-Trilha e Circular-Circular. Isto acontece porque o núcleo magnético está alinhado à direção de variação de d_c , de maneira que, enquanto o receptor é

movimentado lateralmente, algumas linhas de fluxo ainda são concatenadas e atravessam a superfície delimitada pelas espiras receptoras, que se encontram perpendiculares ao sentido do movimento lateral.

A Figura 4.20(d) mostra que a densidade de fluxo magnético alcança até 5000 μT nas laterais da configuração solenóide-solenóide, já que não há blindagem lateral. Para a faixa de 300 mm investigada, ao lado do sistema, há sempre B_{RMS} acima do limite recomendado. Havendo blindagem atrás do receptor, B_{RMS} torna-se adequado à norma, como demonstra a Figura 4.20(e).

4.2.6 - Acoplador *Hand-Held*

Proposta inicialmente por Song *et al.* (2013) esta configuração não permite desalinhamento espacial (a menos de alguns poucos milímetros no sentido axial). Tem a finalidade de substituir as tomadas de potência e os contatos elétricos de veículos elétricos do tipo *plug-in*. O receptor (parte externa da Figura 4.21) fica no veículo elétrico, enquanto o emissor é manuseado pelo usuário (daí o nome *Hand Held*), que o encaixa no receptor no momento da recarga.

Figura 4.21 – Representação do acoplador magnético *Hand-Held*, (a) vista lateral em corte e (b) vista em perspectiva

A Figura 4.22 ilustra a distribuição espacial das linhas de fluxo magnético. A Figura 4.23 mostra a relação entre S_u e a distância axial a , para diferentes números de espiras do secundário. Como a dimensão a representa um entreferro, evidentemente seu incremento resulta em maior relutância do caminho magnético. Por outro lado, reduzir totalmente a dimensão a significa expor o sistema à saturação ou incorrer em grande volume de ferrite.

Uma vantagem desta estrutura é o campo magnético é completamente confinado ao núcleo quando emissor e receptor estão encaixados. Embora careça de comprovação experimental, espera-se que este conjunto, quando instalado na estrutura metálica de um veículo, opere sem induzir correntes parasitas nas proximidades metálicas de chassis e carenagem.

Figura 4.22 – Distribuição típica de linhas de fluxo magnético para o acoplador *Hand Held*

Figura 4.23 – Resultados para acoplador *Hand-Held*, S_u vs. a

4.2.7 - Acoplador Cilíndrico-Cilíndrico

A estrutura cilíndrica é uma variante da geometria circular. Tem sido empregada nos casos onde, para o receptor, há restrição mecânica ao aumento de diâmetro, como em carregadores de baterias para bicicletas elétricas descritos por Beh, Covic e Boys (2014). A Figura 4.24 ilustra esta configuração e a Figura 4.25 mostra a distribuição convencional das linhas de fluxo magnético.

Figura 4.24 – Representação do acoplador magnético Cilíndrico-Cilíndrico, (a) vista lateral e (b) vista em perspectiva. Dimensões em mm

Figura 4.25 – Distribuição típica de linhas de fluxo magnético para o acoplador Cilíndrico-Cilíndrico para $e = 30$ mm, $\alpha = 0^\circ$, $d_c = 0$ mm

Na Figura 4.26(a), sendo o receptor de diâmetro $D_s = 150$ mm e $d_c = 0$ mm, o aumento do diâmetro do emissor eleva S_u . Contudo, somente a partir de $D_p > 150$ mm é que a altura H_s do receptor influencia na potência não compensada. O diâmetro do emissor, entretanto, não pode ser aumentado livremente, pois isto afasta o enrolamento emissor do centro do núcleo de ferrite de maneira que o fluxo magnético não mais ocupa a linha central da estrutura (na Figura 4.25 isto é visível, não há linhas de fluxo próximas ao eixo de simetria do acoplador). Em outras palavras, S_u é reduzida porque o fluxo magnético tenderá a ocupar as bordas do emissor, e não seu centro, diminuindo o acoplamento magnético. Resultado semelhante é visto quando o emissor tem diâmetro fixo $D_p = 150$ mm e D_s é variado. Conforme Figura 4.26(b), S_u torna-se decrescente para aumentos em D_s quando $D_s/D_p > 1$.

Ainda para diferentes diâmetros de receptores, com D_p sempre fixo em 150 mm, a Figura 4.26(c) traz o comportamento de S_u em função da separação axial. Novamente, um resultado que somente pode ser julgado se a aplicação é conhecida. Por exemplo, se o projetista deseja obter S_u elevada sob condições de desalinhamento axial pequeno, então escolher $D_s = 150$ mm ($D_s = D_p$) é uma opção interessante. Contudo, caso se espere condições de grande desalinhamento axial, há que se investigar a possibilidade de ter $D_s = 210$ mm, pois após $e = 45$ mm, ambas as curvas são muito próximas, indicando que, para $D_s/D_p > 1$ a curva decrescente $S_u(e)$ é menos acentuada do que para $D_s/D_p = 1$.

Em termos de tolerância ao desalinhamento lateral, esta configuração é semelhante à configuração Circular-Circular.

Figura 4.26 – Resultados para acoplador Cilíndrico-Cilíndrico, (a) S_u vs. D_p , (b) S_u vs. D_s e (c) S_u vs. e

4.2.8 - Acoplador Circular-Cilíndrico

Trate-se de uma combinação de emissor circular e receptor cilíndrico. Como tal, comporta-se de forma semelhante às configurações circulares já discutidas, em termos de desalinhamentos laterais e axiais. A Figura 4.27 traz uma representação desta estrutura. Na Figura 4.28 pode se observar a distribuição de linhas de fluxo.

Figura 4.27 – Representação do acoplador magnético Circular-Cilíndrico, (a) vista lateral e (b) vista em perspectiva. Dimensões em mm

Figura 4.28 – Distribuição típica de linhas de fluxo magnético para o acoplador Circular-Cilíndrico para $e = 30$ mm, $\alpha = 0^\circ$, $d_c = 0$ mm

A dimensão H_s pouco influencia em S_u quando D_p é variado (D_s mantido em 150 mm). Isto indica que na combinação Circular-Cilíndrico, o receptor pode ser o mais compacto possível porque não há ganho significativo em S_u , de acordo com a Figura 4.29(a).

Por outro lado, D_s é fortemente correlacionado com S_u e não só a aumenta, quanto pode diminuí-la drasticamente se a relação D_s/D_p não for cautelosamente escolhida, conforme Figura 4.29(b). Os picos de potência para $H_s = 20$ mm, $H_s = 40$ mm e $H_s = 60$ mm ocorrem para diâmetros distintos do receptor. Quanto maior H_s , menor deve ser D_s para que se extraia maior potência não compensada da estrutura. Este resultado é de importância no projeto de acopladores compactos.

Figura 4.29 – Resultados para acoplador Circular-Cilíndrico, (a) S_u vs. D_p e (b) S_u vs. D_s

4.2.9 - Acoplador Bipolar

Até este ponto foram descritas estruturas de acopladores magnéticos genéricas, originárias basicamente do indutor circular e que diferem mais pela forma com que fazem aproveitamento de seus

núcleos magnéticos do que pelo conceito por trás de seu desempenho. O acoplador bipolar traz avanços mais fundamentais.

É uma configuração desenvolvida para casos onde se necessita maior tolerância ao desalinhamento lateral. Consiste em um núcleo magnético laminar ou em forma de barra, blindagem e dois enrolamentos espirais que se sobrepõem, conforme Figura 4.30 (onde somente o emissor é mostrado). Se apropriadamente posicionados, o coeficiente de acoplamento entre os dois enrolamentos emissores, k_e , torna-se idealmente nulo (na prática, pode-se obter $k_e < 0,05$, ou seja, uma década abaixo de k típico).

O desacoplamento magnético pode ser compreendido ao se observar atentamente a Figura 4.31(a), onde apenas um enrolamento emissor é excitado. As linhas de fluxo originárias do enrolamento excitado (hachurado em verde) atravessam duas vezes a superfície do enrolamento adjacente (não excitado), primeiramente no sentido de baixo para cima e depois de cima para baixo. Assim, o balanço de fluxo é nulo (ou próximo disto), resultando em coeficiente de acoplamento desprezível. A superfície do enrolamento não excitado é representada pela linha tracejada vermelha, e se estende “para dentro da página”. O grupo de linhas de fluxo de interesse foi hachurado em cinza e representa o fluxo concatenado pelo enrolamento não excitado.

Como este desacoplamento magnético é consequência da própria geometria, há independência total entre ambos os enrolamentos, podendo inclusive ser excitados por diferentes fontes elétricas. Os enrolamentos podem ainda ser conectados em série (excitados por fonte única), com polaridade aditiva ou subtrativa.

Na região central do acoplador os fasores de corrente, $\dot{I}_{p1}$ e $\dot{I}_{p2}$, podem estar em fase ou em oposição de fase e, tal qual apresentado na Figura 4.31, disto resultam diferentes distribuições de fluxo magnético. Nota: Na Figura 4.30(a), as setas indicam o sentido de $\dot{I}_{p1}$ e $\dot{I}_{p2}$ para que estas correntes estejam em fase. O mesmo vale para as Figuras 4.36(a) e 4.41(a).

Figura 4.30 – Representação do acoplador magnético Bipolar, (a) vista superior (apenas emissor) e (b) vista em perspectiva (apenas emissor). Dimensões em mm

Com correntes em fase, as linhas de fluxo magnético assumem a forma mostrada na Figura 4.31(b), indo de um lado a outro do emissor, cobrindo praticamente toda a extensão do mesmo e tornando-se aproximadamente horizontais na região central. Por outro lado, com correntes em oposição de fase, a estrutura comporta-se como um grande emissor circular, com linhas de fluxo magnético praticamente verticais no centro da estrutura.

Figura 4.31 – Distribuição típica de linhas de fluxo magnético para o acoplador Bipolar (somente emissor), (a) desacoplamento magnético, (b) emissor excitado com $|\angle \dot{I}_{p1} - \angle \dot{I}_{p2}| = 0^\circ$ e (c) emissor excitado com $|\angle \dot{I}_{p1} - \angle \dot{I}_{p2}| = 180^\circ$

A sobreposição dos indutores emissores, w , influencia na potência não compensada disponível, bem como a dimensão c , como mostra a Figura 4.32(a). O valor de $c = 150$ mm foi usado para todas as demais simulações desta subseção. Todos os resultados da Figura 4.32 foram obtidos

considerando que $\dot{I}_{p1}$ e $\dot{I}_{p2}$ estão em fase, ou seja, $|\angle \dot{I}_{p1} - \angle \dot{I}_{p2}| = 0^\circ$. Nota: Nas figuras desta seção e das próximas, a expressão $|\angle \dot{I}_{p1} - \angle \dot{I}_{p2}|$ foi substituída por $|\text{fase}(I_{p1} - I_{p2})|$, apenas por uma questão de edição das imagens.

Ainda na Figura 4.32(a), considera-se que emissor e receptor são idênticos, separados por $e = 30$ mm. Contudo, para manter o acoplamento k_e próximo da nulidade, w deve ser escolhido conforme mostra a Figura 4.32(b), pois somente para uma pequena faixa de valores é que o acoplamento entre emissores é suficientemente reduzido. Se o emissor é projetado sem a presença do receptor, k_e é nulo para $w = 35$ mm. A introdução do receptor (igualmente do tipo Bipolar, de mesmas dimensões do emissor), requer que w seja ajustado para $w = 37,5$ mm para $k_e \approx 0$ (portanto, $w = D_p/4$). Este ajuste é necessário porque a presença do receptor altera a relutância do caminho magnético, distorcendo (ainda que minimamente) as linhas de fluxo magnético. Será uma escolha do projetista o valor aceitável de k_e , com base nos efeitos disso sobre a operação do circuito ressonante de excitação. Cabe ainda mencionar que o indutor Bipolar não admite versão sem núcleo de alta permeabilidade magnética. Não é possível uma implementação com núcleo de ar.

A Figura 4.32(c) mostra o efeito da sobreposição dos enrolamentos do receptor, q , sobre S_u . É um comportamento similar ao que ocorre com o emissor. Na condição desta simulação ($d_c = 0$ mm), a potência S_u total é dividida aproximadamente em partes iguais entre os dois enrolamentos do receptor.

O aumento das abas do receptor ou do emissor causa redução em S_u (ainda que pouco acentuada), ao contrário do que se observou para a configuração Circular-Circular. Este resultado encontra-se na Figura 4.32(d).

Figura 4.32 – Resultados para acoplador Bipolar-Bipolar, (a) S_u vs. w , (b) k_e vs. w , (c) S_u vs. q e (d) S_u vs. h ou g

Conforme se altera a excitação do emissor, modifica-se a distribuição de potência em cada um dos enrolamentos que compõem o receptor. Assim, a Figura 4.33 mostra os resultados e evidencia que S_u (a soma de potências dos indutores do receptor) é mais constante quando o emissor é excitado com $|\angle \dot{I}_{p1} - \angle \dot{I}_{p2}| = 180^\circ$.

Figura 4.33 – Resultados para acoplador Bipolar-Bipolar, decomposição de potências entre enrolamentos receptores, (a) S_u vs. d_c para $|\angle \dot{I}_{p1} - \angle \dot{I}_{p2}| = 0^\circ$ e (b) S_u vs. d_c para $|\angle \dot{I}_{p1} - \angle \dot{I}_{p2}| = 180^\circ$

Um emissor Bipolar pode alimentar receptores de naturezas distintas. Neste sentido, a Figura 4.34 mostra S_u obtida quando o emissor é do tipo Bipolar, mas o receptor assume a forma Bipolar, Circular, Duplo D (DD) e Duplo D Quadratura (DDQuad) (aos leitores não familiarizados com as configurações DD e DDQuad, recomenda-se a visualização das Figuras 4.36 e 4.41). Para cada caso, avalia-se o desempenho excitando o emissor com $|\angle \dot{I}_{p1} - \angle \dot{I}_{p2}| = 0^\circ$ e em seguida $|\angle \dot{I}_{p1} - \angle \dot{I}_{p2}| = 180^\circ$. Por simplificação, nos casos em que o receptor é composto por mais de um indutor, apenas a potência total (a soma) é mostrada.

Figura 4.34 – S_u vs. d_c para diferentes receptores e modos de excitação, (a) Bipolar-Bipolar, (b) Bipolar-Circular, (c) Bipolar-DD e (d) Bipolar-DDQuad

Figura 4.35 – S_u para os casos de maior tolerância ao desalinhamento lateral com emissor Bipolar, para vários receptores e respectivos modos de excitação

A Figura 4.35 reúne, sob a mesma escala de potência, os resultados da Figura 4.34 de melhor desempenho em termos de tolerância ao desalinhamento lateral. Portanto, constam na Figura 4.35 as curvas de S_u com os receptores Circular, Bipolar e Duplo D Quadratura (todos com o emissor excitado com $|\angle \dot{I}_{p1} - \angle \dot{I}_{p2}| = 180^\circ$) e também o receptor Duplo D (emissor excitado com $|\angle \dot{I}_{p1} - \angle \dot{I}_{p2}| = 0^\circ$). A faixa de variação do desalinhamento lateral foi reduzida a 60 mm para melhor avaliação dos resultados.

Embora a combinação Bipolar-DD resulte em S_u mais elevado que nas demais configurações para $d_c = 0$ mm, é a combinação Bipolar-Bipolar que melhor atende em termos de uniformidade de S_u sob desalinhamento lateral. A combinação Bipolar-DDQuad também é mais tolerante, mas não é suficiente para atender o requisito de $S_u \geq 100$ VA.

4.2.10 - Acoplador Duplo D (DD)

Na estrutura Duplo D não há sobreposição entre os enrolamentos que compõem o indutor emissor (ou receptor).

Figura 4.36 – Representação do acoplador magnético Duplo D, (a) vista superior (apenas emissor) e (b) vista em perspectiva (apenas emissor). Dimensões em mm

Embora k_e possa ser minimizado por detalhes de projeto, experimentalmente assume valores da mesma ordem de k . A Figura 4.36 ilustra um emissor Duplo D e a distribuição típica das linhas de fluxo são apresentadas na Figura 4.37 (resultados significativamente diferentes dos obtidos para o acoplador Bipolar em termos de distribuição espacial).

Figura 4.37 – Distribuição típica de linhas de fluxo magnético para o acoplador Duplo D, (a) emissor excitado com $|\angle \dot{I}_{p1} - \angle \dot{I}_{p2}| = 0^\circ$ e (b) emissor excitado com $|\angle \dot{I}_{p1} - \angle \dot{I}_{p2}| = 180^\circ$

Figura 4.38 – Resultados para acoplador Duplo D, (a) S_u vs. d_c variando u

A Figura 4.38 indica que o parâmetro u , a distância entre espiras, pode ser usada para elevar S_u , sendo $u = 0$ mm a melhor opção. Entretanto o efeito de u sobre S_u é mínimo em situações de desalinhamento lateral, se $d_c > 30$ mm.

A Figura 4.39 reúne as curvas de S_u com emissores do tipo DD e diferentes receptores. Em todas as combinações, a condição em que $|\angle \dot{I}_{p1} - \angle \dot{I}_{p2}| = 0^\circ$ é significativamente superior à alternativa. As curvas foram reunidas na Figura 3.40, sob a mesma escala de potência, onde nota-se que não há secundário que se sobressaia em termos de tolerância ao desalinhamento lateral. Ainda assim, para $d_c < 20$ mm a decisão entre um receptor e outro pode se basear em S_u máximo disponível.

Observa-se ainda que a configuração DD-Circular não é atrativa: S_u é baixo se $d_c \approx 0$ mm, para qualquer que seja o modo de excitação.

Figura 4.39 – S_u vs. d_c para diferentes receptores e modos de excitação, (a) DD-Bipolar, (b) DD-Circular, (c) DD-DD e (d) DD-DDQuad

Figura 4.40 – S_u para os casos de maior tolerância ao desalinhamento lateral com emissor DD, para vários receptores e respectivos modos de excitação

4.2.11 - Acoplador Duplo D Quadratura (DDQuad)

Tomando o acoplador Duplo D como referência, o acoplador Duplo D Quadratura é obtido colocando-se um enrolamento adicional, tal qual Figura 4.41 e 4.42.

Figura 4.41 – Representação do acoplador magnético DDQuad, (a) vista superior (apenas emissor) e (b) vista em perspectiva (apenas emissor). Dimensões em mm

Figura 4.42 – Distribuição típica de linhas de fluxo magnético para o acoplador DDQuad, (a) emissor excitado com $|\angle \dot{I}_{dd} - \angle \dot{I}_q| = 0^\circ$ e (b) emissor excitado com $|\angle \dot{I}_{dd} - \angle \dot{I}_q| = 180^\circ$

Como visto na seção anterior, $|\angle \dot{I}_{p1} - \angle \dot{I}_{p2}| = 0^\circ$ é o modo de excitação mais adequado para o Duplo D e isto é alcançado simplesmente conectando-se os enrolamentos em série, obtendo-se um único indutor equivalente, tal que $\dot{I}_{p1} = \dot{I}_{p2} = \dot{I}_{dd}$. O fasor corrente do enrolamento em quadratura é chamado de $\dot{I}_q$, e este pode estar em fase ou em oposição de fase com $\dot{I}_{dd}$. Desta forma, os modos de excitação do acoplador DDQuad são $|\angle \dot{I}_{dd} - \angle \dot{I}_q| = 0^\circ$ e $|\angle \dot{I}_{dd} - \angle \dot{I}_q| = 180^\circ$.

Tratando os dois enrolamentos da estrutura Duplo D como um único indutor equivalente, não faz sentido definir coeficiente de acoplamento entre eles. Pode-se, entretanto, definir o coeficiente de acoplamento k_e entre estes indutores e o indutor em quadratura, podendo ser da ordem de 1/4 de k , conforme posicionamento do indutor adicional.

No modo de excitação $|\angle \dot{I}_{dd} - \angle \dot{I}_q| = 0^\circ$ as linhas de fluxo tendem ao lado esquerdo do conversor. O lado oposto (direito) é priorizado se $|\angle \dot{I}_{dd} - \angle \dot{I}_q| = 180^\circ$. Isto indica que o acoplador DDQuad é naturalmente assimétrico e pode-se tirar vantagem desta propriedade em casos onde o receptor é sujeito à variações laterais para apenas um dos lados. Por exemplo, nos resultados da Figura 4.43, a variação de d_c foi feita para a direita. Assim, o modo de excitação para o qual $\dot{I}_{dd}$ e $\dot{I}_q$ estão em oposição de fase resulta em melhor desempenho.

Figura 4.43 – S_u vs. d_c para diferentes receptores e modos de excitação, (a) DDQuad-Bipolar, (b) DDQuad -Circular, (c) DDQuad -DD e (d) DDQuad -DDQuad

Figura 4.44 – S_u para os casos de maior tolerância ao desalinhamento lateral com emissor DDQuad, para vários receptores e respectivos modos de excitação

Quando se mantém o emissor do tipo DDQuad mas alterna-se o receptor entre as configurações Circular, Bipolar, DD e DDQuad, chega-se às Figuras 4.43 e 4.44. Novamente, comprova-se o baixo desempenho do receptor circular.

4.3 - Comparação para o Caso de Mesma Potência Aparente Não-Compensada

Se a corrente ou o número de espiras do emissor é alterado para que, seja qual for o acoplador magnético, tenha-se sempre $S_u = 100 \pm 1$ VA, pode-se avaliar as densidades VA/cm³ e VA/kg. Considerando que o volume do SFA (em cm³) é dado pelo volume do emissor mais o volume do receptor (incluindo cobre e núcleo de ferrite), e que a massa total (em kg) é a massa de cobre e ferrite existente em emissor e receptor, a Figura 4.45 mostra claramente o desempenho superior da estrutura Circular-Circular (o que reforça a utilidade dos algoritmos do capítulo anterior), sem nenhuma otimização.

Figura 4.45 – Relação VA/cm³ e VA/kg para diferentes acopladores, para o caso $S_u = 100 \pm 1$ VA

Esta figura expõe ainda as baixas, porém típicas, densidades volumétricas de potência encontradas em TIP.

Os acopladores de fluxo unilateral (Bipolar, Duplo D e Duplo D Quadratura) possuem desempenho semelhante nos quesitos aproveitamento do volume e da massa do SFA (aproximadamente $0,35 \text{ VA/cm}^3$ e 60 VA/kg , respectivamente). Existem poucas formas de melhorar estas densidades, pois são acopladores com múltiplos enrolamentos no emissor e com restrições de proximidade entre eles. A obrigatoriedade do núcleo de ferrite reduz a possibilidade de diminuição da massa total.

Para aqueles acopladores construídos sobre núcleos do tipo E ou cilíndricos, a utilização do elemento magnético não é uniforme (fluxos magnéticos se estabelecem em partes do núcleo de forma mais acentuada do que em outras), como já demonstrado nas Figuras 4.4, 4.25 e 4.28. Assim, as densidades de potência são as mais baixas entre os acopladores estudados, evidenciando SFAs pouco atrativos para a maioria das aplicações práticas (onde a relação volume-massa-potência é relevante).

Analisando a “força” magnetomotriz (em A-esp) necessária para que se obtenha $S_u = 100 \pm 1 \text{ VA}$ em todos os acopladores, novamente se observa a importância dos acopladores do tipo Circular-Circular que, juntamente com os sistemas E-E, S-Trilha e Duplo D - Duplo D, demandam menos de 100 A-esp (que se traduz em menor corrente no emissor, na maioria das vezes).

Figura 4.46 – Força magnetomotriz para obtenção de $S_u = 100 \pm 1 \text{ VA}$, para diversos acopladores

O comparativo de “força” magnetomotriz da Figura 4.46 é um demonstrativo indireto de que as estruturas E-Trilha, E Quadratura-Trilha e Solenoide-Solenoide possuem elevado fluxo magnético de dispersão (como já demonstrado e discutido nas seções anteriores) e demandam maior relação A-esp para obtenção de $S_u = 100 \text{ VA}$.

A Tabela 4.1 apresenta os dados apresentados nas Figuras 4.45 e 4.46. Em todos os acopladores, núcleos de ferrite de mesma espessura foram usados (5 mm), exceto nos casos com núcleo E e cilíndrico.

Tabela 4.1 – Dados comparativos entre acopladores para $S_u = 100 \pm 1$ VA.

SFA	S_u (VA)	I_p (A)	N_p	A-esp	V_{fe} (m ³)	M_{fe} (kg)	V_{cu} (m ³)	M_{cu} (kg)	VA/kg	VA/cm ³
E-E	100,09	15,50	5	77,5	1,44E-03	6,984	1,95E-05	0,175	13,98	0,069
E-Trilha	100,96	16,00	10	160	7,20E-04	3,492	2,96E-05	0,265	26,83	0,135
E Quad-Trilha	100,17	22,10	10	221	7,20E-04	3,492	3,56E-05	0,319	26,28	0,133
S-Trilha	100,55	17,20	2	34,4	4,93E-04	2,389	9,77E-06	0,088	40,59	0,200
Circular-Circular	100,74	8,45	10	84,5	1,58E-04	0,764	1,65E-05	0,148	110,49	0,579
Solenóide-Solenóide	100,57	12,50	20	250	2,25E-04	1,091	7,80E-05	0,699	56,18	0,332
Circular-Cilíndrico	100,26	13,90	10	139	7,58E-04	3,676	7,11E-05	0,637	23,24	0,121
Cilíndrico-Cilíndrico	100,34	11,90	10	119	1,16E-03	5,617	7,88E-05	0,706	15,86	0,081
Bipolar-Bipolar	100,84	11,45	10	114,5	2,25E-04	1,091	5,40E-05	0,484	64,02	0,361
Duplo D - Duplo D	100,14	8,05	10	80,5	2,25E-04	1,091	5,40E-05	0,484	63,57	0,359
DDquad - DDquad	100,80	9,10	15	136,5	2,25E-04	1,091	8,10E-05	0,726	55,47	0,329

4.4 - Considerações Finais

Este capítulo traz contribuições únicas à caracterização de diversas configurações de acopladores magnéticos. Estas contribuições são:

- Onze configurações, plausíveis para as mais diversas aplicações, foram metodicamente analisadas e avaliadas do ponto de vista de potência não compensada, k , L_p e L_s . Não foi encontrado na literatura um estudo detalhado sobre as diversas topologias como foi apresentado aqui;
- Para cada configuração, parâmetros geométricos foram modificados para que o efeito sobre S_u pudesse ser quantificado. Ainda que isto tenha sido feito a partir de um exemplo numérico, os resultados são generalizáveis e podem ser colocados em escalas dimensionais diferentes;
- Tornou-se evidente, com poucas exceções, que é possível atingir um requisito de potência não compensada sem que se altere a excitação elétrica. Ou seja, antes de elevar ω ou a relação A-esp do emissor ou receptor, deve-se atentar às dimensões dos mesmos, pois ajustes nos parâmetros geométricos permitem S_u crescente;
- Foram apresentadas as curvas de densidade de fluxo magnético, avaliadas em termos do valor eficaz e comparadas com a regulamentação existente. A introdução de blindagens passivas foi suficiente para reduzir B_{RMS} a 27 μ T nas imediações do emissor (considerando dimensão do emissor D_p , a adequação à norma tipicamente se dá antes de $2D_p$), com exceção da configuração Solenóide-Solenóide;
- Os acopladores de fluxo unilateral foram estudados ainda em termos de interoperabilidade, isto é, a possibilidade de seu usar um emissor Bipolar com receptores DD, DDQuad, Bipolar ou Circular. Observou-se que o receptor circular tem desempenho inferior aos demais nesta situação, mas

os acopladores de fluxo unilateral têm bom desempenho quando associados entre si. Eles são, portanto, candidatos a acopladores universais, sobretudo em veículos elétricos, onde ampla tolerância ao desalinhamento lateral é necessária.

Em conjunto, os resultados deste capítulo permitem maior compreensão dos sistemas fracamente acoplados, ao mesmo tempo em que revelam as linhas gerais para a otimização de tais estruturas magnéticas. Para uma lista de montagens experimentais, considere-se o Apêndice B.

Capítulo 5

Modelos Exatos e Estudos de Sensibilidade Paramétrica

5.1 - Introdução

Nas discussões feitas até este ponto, as únicas fontes de variabilidades de um conversor de TIP estavam associadas ao posicionamento relativo entre emissor e receptor. Contudo, em sistemas práticos, componentes não ideais e variações das grandezas elétricas também deterioram o desempenho do conversor. Cabe saber se estas não-idealidades são mais ou menos significativas que a aquelas resultantes do posicionamento espacial. Portanto, melhor compreensão a respeito de sensibilidade paramétrica é necessária para projeto do sistema e escolha dos seus componentes.

Em um modelo matemático $Y = f(X)$ onde $X = (x_a, x_b, \dots, x_i)$ representa as variáveis independentes (entradas) e Y é a variável dependente (saída), um Estudo de Sensibilidade Paramétrica (ESP) é conduzido para quantificar a contribuição de $x_a, x_b, \dots$, e/ou x_i em Y .

De acordo com Hamby (1994), um modelo pode ser sensível a um certo parâmetro se: a) as saídas do modelo são fortemente correlacionadas com um parâmetro de entrada, de forma que pequenas variações na entrada resultam em ampla variação da saída ou b) a variabilidade ou a incerteza de um parâmetro de entrada se propaga pelo modelo produzindo grande variabilidade na saída geral. O conceito a) difere do b) no sentido de que no primeiro há obrigatoriamente uma forte dependência da saída com relação à entrada sendo analisada. Isto não ocorre em b), onde, embora a saída também possa ser amplamente afetada, tem-se principalmente uma questão de propagação de erros, a qual é amplificada pelo próprio modelo e interações entre parâmetros.

O ESP é usado em diferentes áreas do conhecimento e sua organização segue basicamente a seguinte ordem: Primeiro, o modelo matemático é levantado com a técnica mais apropriada que, a depender da complexidade e disponibilidade de dados, pode ser empírica, analítica, numérica ou combinações destas. Segundo, assumindo os valores nominais para cada entrada, determina-se a saída também nominal. Esta será a referência. Terceiro, faz-se variar as entradas $X = (x_a, x_b, \dots, x_i)$, uma por vez, ou agrupadas conforme uma regra ou ainda todas simultaneamente, respeitando uma tolerância conhecida. Para x_a , por exemplo, esta tolerância define a faixa de valores aceitáveis ou esperados em uma situação prática/experimental. Por ora, se x_a é a capacitância de um elemento reativo do circuito ressonante, pode-se definir a faixa de valores esperados com base na própria tolerância do componente. Mas pode-se também modelar sua capacitância para incluir efeitos de temperatura ou envelhecimento do componente. Aquilo que se define para x_a será levado em conta na determinação da saída Y . Quarto, $Y = f(X)$ é avaliado e o que se obtém é uma representação do conjunto de valores

possíveis para a saída Y . Quinto, procura-se compreender quais entradas tem maior influência em Y , com base em análise dos resultados numéricos, de gráficos ou abordagens estatísticas. Havendo diversas entradas, estas podem ser organizadas em uma lista em ordem decrescente de influência (um *ranking*). Aquelas entradas mais significativas serão as que receberão maior atenção, seja durante a etapa de projeto do sistema, ou durante sua operação, ou ainda quando de sua produção em larga escala.

Muito importante é observar que no quinto passo a ordem das variáveis de entrada no *ranking* pode diferir dependendo da técnica de quantificação da influência empregada. Mas isto raramente é um problema já que o que se espera é apenas separar consistentemente as variáveis relevantes daquelas não-relevantes.

A Transferência Indutiva de Potência é uma tecnologia cujo desempenho em regime permanente está condicionado à operação próxima do ponto de ressonância de um circuito RLC. Em condições reais, tal circuito tem suas propriedades influenciadas por:

- Tolerâncias intrínsecas de cada componente, como resultado dos processos de fabricação. No caso de capacitores submetidos à elevadas correntes, não raramente estas tolerâncias são da ordem de $\pm 10\%$;
- A disposição (série, paralelo e associações) e quantidade de elementos reativos no circuito ressonante, pois isto leva a diferentes modelos $Y = f(X)$;
- Pequenos desalinhamentos espaciais que ocorrem entre emissor e receptor, devidos à montagem mecânica ou à dificuldade de posicionamento dos indutores na posição nominal. De acordo com o que foi apresentado no capítulo anterior, isto está relacionado com a geometria dos indutores e a aplicação em que se encontra o conversor. Cabe lembrar que estas fontes de variabilidade podem afetar simultaneamente indutâncias próprias e mútuas;
- Variações na frequência de operação imposta pelo estágio inversor e pela técnica de controle, pois estes também são subsistemas dotados de alguma variabilidade;
- Características dinâmicas, tais como o tempo de estabelecimento do regime térmico, durante o qual as resistências série dos indutores e as indutâncias próprias sofrem variações por apresentarem coeficiente de temperatura positivo, conforme Satish e Saxena (2014). O efeito da temperatura sobre a indutância, entretanto, é mais crítico quando o indutor encontra-se sob baixa excitação. Neste caso, devido à ampla variação da permeabilidade magnética inicial, a variação na indutância própria é da ordem de $\pm 20\%$ para os núcleos de ferrite Mn-Zn, segundo TDK (2014). A variação da resistência série e/ou da indutância própria implica em alteração no fator de qualidade do indutor.

Portanto, é importante compreender o efeito que estas fontes de variação podem introduzir sobre uma variável de saída do conversor, como a potência sobre a carga ou a corrente em um ramo indutivo/capacitivo. O ESP é usado neste caso para determinar quais parâmetros merecem mais atenção por estarem mais fortemente correlacionados com a saída do modelo. Em casos onde o

modelo é de alta complexidade, o ESP é útil ainda para indicar parâmetros relativamente insignificantes, de maneira que possam ser retirados do modelo matemático, simplificando-o.

A seção seguinte apresenta os modelos matemáticos de interesse.

5.2 - Modelos Matemáticos Fasoriais

Os modelos matemáticos aqui apresentados são obtidos a partir do circuito equivalente do tipo T, para indutores acoplados. A vantagem é que ele evidencia os efeitos do coeficiente de acoplamento (através da indutância mútua) sobre quaisquer correntes ou tensões do circuito. Para as malhas RLC alimentadas em tensão, o estágio inversor é substituído por uma fonte de tensão senoidal. Para os casos onde a malha ressonante é alimentada em corrente, uma fonte senoidal de corrente é usada.

O modelo baseado em grandezas fasoriais é válido somente para investigação de regime permanente sob frequências fixas. Além disso, conforme discutem Kazimierczuk e Czarkowski (2010) é preciso que o fator de qualidade dos indutores seja elevado ($Q_x > 2.5$), de forma que correntes e tensões de fato se aproximem de senóides. Respeitadas estas condições, o equacionamento das seções seguintes é válido.

Em comparação com Hu (2009), que realizou ESP para Transferência Indutiva de Potência ao analisar um emissor CLC por meio de simulação do circuito elétrico, Besuchet *et al.* (2013) que avaliaram sensibilidade apenas com relação aos parâmetros geométricos, Swain, Devarakonda e Madawala (2014) que realizaram o ESP para o circuito ressonante LCL, Triviño *et al.* (2013) que avaliaram brevemente a sensibilidade paramétrica dos circuitos Série-Paralelo e Paralelo-Série em termo de eficiência apenas, a abordagem proposta no presente capítulo é mais completa, na medida em que:

- Investiga as dez topologias de compensação de reativos mais comuns na literatura a partir de um método estatístico único, permitindo assim comparação de resultados entre topologias;
- O equacionamento fasorial (modelo analítico) é apresentado para todas as topologias investigadas e permite avaliar emissor e receptor simultaneamente;
- O método de análise foi implementado exclusivamente para este estudo e com ele pode-se atribuir diferentes comportamentos de variação dos parâmetros de entrada;
- A partir do equacionamento exato, pode-se avaliar toda e qualquer variável do circuito elétrico (potências, tensões, correntes em quaisquer componentes do circuito).

5.2.1 - Circuito Série-Série Alimentado em Tensão

Figura 5.1 – Circuito série-série alimentado em tensão

O circuito Série-Série, ou SS, representa a forma mais simples de compensação das reatâncias indutivas introduzidas por L_p e L_s . A fonte de tensão do emissor corresponde a um inversor Classe D, alimentado em tensão, do tipo *half-bridge* ou *full-bridge*, descrito por Kazimierczuk e Czarkowski (2010) em seu capítulo 6. O capacitor C_s conectado em série com L_s permite aplicações onde se necessita de elevadas tensões e baixas correntes na carga. As equações que descrevem o circuito da Figura 5.1 são as seguintes, sendo $Z_L = R_L + j\omega L_L$ e r_{int} a resistência interna da fonte.

$$\dot{I}_p = \frac{\dot{V}_p}{\left(R_p + j\omega L_p + \frac{1}{j\omega C_p} + r_{int} \right) + \frac{\omega^2 M^2}{\left(R_s + j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C_s} + Z_L \right)}} \quad (5.1)$$

$$\dot{I}_s = \frac{j\omega M \dot{I}_p}{R_s + j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C_s} + Z_L} \quad (5.2)$$

$$\dot{I}_L = \dot{I}_s \quad (5.3)$$

$$\dot{V}_{ac} = \dot{V}_p - \left(\frac{1}{j\omega C_p} + r_{int} \right) \dot{I}_p \quad (5.4)$$

$$\dot{V}_{bc} = \left(\frac{1}{j\omega C_s} + Z_L \right) \dot{I}_s \quad (5.5)$$

5.2.2 - Circuito Série-Paralelo Alimentado em Tensão

Figura 5.2 – Circuito série-paralelo alimentado em tensão

A colocação de C_s em paralelo com a carga torna este circuito candidato a aplicações de TIP onde haja baixa tensão de saída e elevada corrente, tal qual nos carregadores de baterias.

Para o circuito da Figura 5.2 vale (5.4) e também:

$$\dot{I}_p = \frac{\dot{V}_p}{\left(R_p + j\omega L_p + \frac{1}{j\omega C_p} + r_{\text{int}} \right) + \frac{\omega^2 M^2}{\left(R_s + j\omega L_s + \frac{Z_L}{1 + j\omega Z_L C_s} \right)}} \quad (5.6)$$

$$\dot{I}_s = \frac{j\omega M \dot{I}_p}{R_s + j\omega L_s + \frac{Z_L}{1 + j\omega Z_L C_s}} \quad (5.7)$$

$$\dot{I}_L = \frac{\dot{I}_s}{1 + j\omega Z_L C_s} \quad (5.8)$$

$$\dot{V}_{bc} = \frac{Z_L \dot{I}_s}{1 + j\omega Z_L C_s} \quad (5.9)$$

5.2.3 - Circuito Paralelo-Série Alimentado em Tensão

Figura 5.3 – Circuito paralelo-série alimentado em tensão

Ao se conectar a fonte de tensão (também um inversor classe D) em paralelo com C_p , tem-se um artifício para emular um conversor excitado com corrente não constante em termos de amplitude. Os dois circuitos com características de fonte de tensão (o inversor que cuja amplitude de tensão de saída é V_p e a malha formada por R_p , L_p e C_p) são conectados através de r_{int} .

Para o circuito da Figura 5.3 são válidas as expressões (5.2), (5.3) e (5.5), dado que o receptor também possui compensação série. As grandezas do emissor são dadas por (5.10), (5.11), (5.12) e (5.13).

$$\dot{I}_p = \frac{\left(1 - \frac{r_{\text{int}}}{\frac{1}{j\omega C_p} + r_{\text{int}}} \right) \dot{V}_p}{\left(R_p + j\omega L_p - \left(\frac{r_{\text{int}}^2}{\frac{1}{j\omega C_p} + r_{\text{int}}} - r_{\text{int}} \right) \right) + \frac{\omega^2 M^2}{\left(R_s + j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C_s} + Z_L \right)}} \quad (5.10)$$

$$\dot{I}_{vp} = \dot{I}_{cp} + \dot{I}_p \quad (5.11)$$

$$\dot{I}_{cp} = j\omega C_p \dot{V}_{ac} \quad (5.12)$$

$$\dot{V}_{ac} = \dot{V}_p - r_{\text{int}} \dot{I}_p \quad (5.13)$$

5.2.4 - Circuito Paralelo-Paralelo Alimentado em Tensão

Figura 5.4 – Circuito paralelo-paralelo alimentado em tensão

As expressões que descrevem o circuito da Figura 5.4 são (5.7), (5.8) e (5.9). E as grandezas do emissor são dadas por (5.11), (5.12), (5.13) e (5.14).

$$\dot{I}_p = \frac{\left(1 - \frac{r_{\text{int}}}{\frac{1}{j\omega C_p} + r_{\text{int}}} \right) \dot{V}_p}{\left(R_p + j\omega L_p - \left(\frac{r_{\text{int}}^2}{\frac{1}{j\omega C_p} + r_{\text{int}}} - r_{\text{int}} \right) \right) + \frac{\omega^2 M^2}{\left(R_s + j\omega L_s + \frac{Z_L}{1 + j\omega Z_L C_s} \right)}} \quad (5.14)$$

5.2.5 - Circuito Paralelo-Série Alimentado em Corrente

Figura 5.5 – Circuito paralelo-série alimentado em corrente

A fonte de corrente do circuito emissor resulta de um inversor Classe D alimentado em corrente (*push-pull*), tal qual descrito em Kazimierczuk e Czarkowski (2010) capítulo 10, pode ser conectada diretamente ao capacitor paralelo C_p e fornece corrente de amplitude I_{vp} .

As expressões que descrevem esta topologia em regime permanente são (5.15), (5.16), (5.17) e (5.18), e são válidas ainda as expressões (5.3) e (5.5).

$$\dot{I}_p = \dot{I}_{vp} \frac{\left(1 + \frac{a_0}{j\omega M}\right) \left(\frac{1}{j\omega C_p a_0}\right)}{1 + \left[\left(1 + \frac{a_0}{j\omega M}\right) \left(\frac{1}{j\omega C_p}\right) + R_p + j\omega(L_p - M)\right] a_0} \quad (5.15)$$

$$\dot{I}_s = \frac{\dot{I}_p}{\left(1 + \frac{a_0}{j\omega M}\right)} \quad (5.16)$$

$$\dot{V}_{ac} = \frac{\dot{I}_{vp} - \dot{I}_p}{j\omega C_p} \quad (5.17)$$

Onde,

$$a_0 = R_s + j\omega(L_s - M) + \frac{1}{j\omega C_s} + Z_L \quad (5.18)$$

5.2.6 - Circuito Paralelo-Paralelo Alimentado em Corrente

Figura 5.6 – Circuito paralelo-paralelo alimentado em corrente

Para esta topologia, mantêm-se válidas (5.8) e (5.9) e as seguintes expressões.

$$\dot{I}_p = \dot{I}_{vp} \frac{\frac{a_1}{j\omega C_p} \left(\frac{1}{1 + a_1(R_s + j\omega(L_s - M))} \right) - \left(\frac{1}{\omega^2 C_p M} \right)}{1 + \frac{1}{\omega^2 C_p M} + \frac{R_p + j\omega(L_p - M)}{j\omega M} + \frac{a_1 \left(\frac{1}{j\omega C_p} + R_p + j\omega(L_p - M) \right)}{1 + a_1(R_s + j\omega(L_s - M))}} \quad (5.19)$$

$$\dot{I}_s = \frac{\frac{\dot{I}_{vp}}{j\omega C_p} - a_1 \left(\frac{1}{j\omega C_p} + R_p + j\omega(L_p - M) \right) \dot{I}_p}{1 + a_1(R_s + j\omega(L_s - M))} \quad (5.20)$$

Onde,

$$a_1 = \frac{1}{Z_L} + j\omega C_s \quad (5.21)$$

5.2.7 - Circuito LCL-Série Alimentado em Tensão

Figura 5.7 – Circuito LCL-série alimentado em tensão

A malha LCL é formada por L_a , C_p e L_p (que faz parte do modelo T). O circuito emissor desta topologia é tipicamente chamado de inversor ressonante Classe D paralelo, conforme capítulo 7 de Kazimierczuk e Czarkowski (2010). As equações descritivas são as seguintes e também (5.2), (5.3) e (5.5).

$$\dot{I}_p = \frac{a_2 \dot{V}_p}{R_p + j\omega L_p + a_2(r_{int} + j\omega L_a) + \frac{\omega^2 M^2}{\left(R_s + j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C_s} + Z_L \right)}} \quad (5.22)$$

$$a_2 = \left(1 - \frac{r_{int} + j\omega L_a}{\frac{1}{j\omega C_p} + r_{int} + j\omega L_a} \right) \quad (5.23)$$

$$\dot{I}_{cp} = \frac{\dot{V}_p - (r_{int} + j\omega L_a) \dot{I}_p}{\frac{1}{j\omega C_p} + r_{int} + j\omega L_a} \quad (5.24)$$

5.2.8 - Circuito LCL-Paralelo Alimentado em Tensão

Figura 5.8 – Circuito LCL-paralelo alimentado em tensão

A corrente no indutor emissor é dada por (5.25), com a_2 de acordo com (5.23). As grandezas do receptor são descritas por (5.7), (5.8) e (5.9).

$$\dot{I}_p = \frac{a_2 \dot{V}_p}{R_p + j\omega L_p + a_2 (r_{int} + j\omega L_a) + \frac{\omega^2 M^2}{\left(R_s + j\omega L_s + \frac{Z_L}{1 + j\omega Z_L C_s} \right)}} \quad (5.25)$$

5.2.9 - Circuito CLC-Série Alimentado em Tensão

Figura 5.9 – Circuito CLC-série alimentado em tensão

A fonte de tensão é conectada à malha ressonante composta por R_p , C_p e L_p através do circuito π formado por C_a , L_a e C_b . Esta malha adicional eleva a impedância de entrada vista pelos terminais da fonte e serve como um filtro passa-faixa capaz de eliminar harmônicos que circulariam no indutor emissor. Um estágio inversor completo baseado nesta topologia é descrito no capítulo 4 de Hu (2009).

Além das expressões abaixo, valem (5.3) e (5.5).

$$\dot{I}_p = \dot{I}_s (1 + a_3) \quad (5.26)$$

$$\dot{I}_s = \frac{\frac{1}{a_4} \left(\frac{\dot{V}_p}{R_p + j\omega(L_p - M) + \frac{1}{j\omega C_p}} + a_5 \right)}{1 + a_3 \left(1 + \frac{1}{a_4} \left(\frac{j\omega M}{R_p + j\omega(L_p - M) + \frac{1}{j\omega C_p}} \right) \right)} \quad (5.27)$$

Onde,

$$a_3 = \frac{Z_L + R_s + j\omega(L_s - M) + \frac{1}{j\omega C_s}}{j\omega M} \quad (5.28)$$

$$a_4 = 1 + \frac{j\omega L_a}{\left(R_p + j\omega(L_p - M) + \frac{1}{j\omega C_p} \right) (1 - \omega^2 C_b L_a)} \quad (5.29)$$

$$a_5 = \frac{\omega^2 C_b L_a \dot{V}_p}{\left(R_p + j\omega(L_p - M) + \frac{1}{j\omega C_p} \right) (1 - \omega^2 C_b L_a)} \quad (5.30)$$

5.2.10 - Circuito CLC-Paralelo Alimentado em Tensão

Figura 5.10 – Circuito CLC-paralelo alimentado em tensão

Para este caso, vale (5.31). A corrente no indutor receptor é dada por (5.27) e permanecem úteis as expressões (5.8) e (5.9).

$$\dot{I}_p = \dot{I}_s (1 + a_6) \quad (5.31)$$

Onde,

$$a_6 = \frac{R_s + j\omega(L_s - M) + \frac{1}{j\omega C_s} - \frac{1}{j\omega C_s - \omega^2 Z_L C_s^2}}{j\omega M} \quad (5.32)$$

As equações apresentadas até aqui descrevem a maior parte (se não a totalidade) das topologias de compensação comumente encontradas na literatura de TIP. Ainda, em qualquer topologia, a potência sobre a carga Z_L é calculada por (5.33).

$$S_L = Z_L \dot{I}_L \dot{I}_L^* \quad (5.33)$$

Portanto, tem-se informação suficiente para compor o modelo matemático de cada topologia e é necessário agora definir o método para avaliar a sensibilidade paramétrica.

5.3 - Índice de Sensibilidade Local Normalizado

O presente trabalho não tem o objetivo de revisar as diversas técnicas de avaliação paramétrica existentes. Para maior informação, a leitura dos trabalhos de Fasso e Perri (2012) e Hamby (1994) é bastante recomendada.

A formulação mais direta e objetiva para avaliação da sensibilidade de $Y = f(x_a, x_b, \dots, x_i)$ é a que envolve a derivada parcial de Y com relação à entrada de interesse. Um índice de sensibilidade $S_{x_i}^Y$ (lê-se “sensibilidade da saída Y em relação à entrada x_i ”) pode ser escrito como em (5.34).

$$S_{x_i}^Y = \frac{\partial f(x_a, x_b, \dots, x_i)}{\partial x_i} = \frac{\partial Y}{\partial x_i} \quad (5.34)$$

Se a expressão resultante de (5.34) é avaliada no ponto de interesse $X = (x_a, x_b, \dots, x_i)$, então tem-se a sensibilidade de $Y = f(X)$ neste ponto. Nota-se que este índice nada mais é do que a inclinação da reta tangente ao ponto de interesse.

Embora conceitualmente importante, a definição de (5.34) é pouco útil se o modelo matemático é de razoável complexidade, pois se torna difícil a obtenção da “forma fechada” ou exata da derivada parcial de $Y = f(X)$.

Uma alternativa, que não requer a obtenção da forma fechada da derivada parcial, é utilizar a definição geométrica da derivada, conforme (5.35). Neste caso, $X_0 = (x_{a,0}, x_{b,0}, \dots, x_{i,0})$ indica todas as entradas em seus respectivos valores nominais. Assim, $Y_0 = Y(X_0)$ é a saída nominal ou de referência. Por sua vez, $Y(X_0 + \Delta x_i)$ corresponde à saída obtida para uma condição Δx_i maior que a condição nominal. A aproximação (5.35), por definição, só é válida se $\Delta x_i \rightarrow 0$.

$$S_{x_i}^Y = \frac{\partial f(x_a, x_b, \dots, x_i)}{\partial x_i} \cong \frac{Y(X_0 + \Delta x_i) - Y(X_0)}{\Delta x_i} \quad (5.35)$$

Se, para o objetivo deste capítulo, deseja-se avaliar a influência das tolerâncias dos componentes capacitivos e indutivos de um conversor de TIP e tais tolerâncias são naturalmente da ordem 5% ou mais, não se pode assumir que $\Delta x_i \rightarrow 0$ sem prejudicar o resultado do índice de

sensibilidade. Tudo isto colocado em consideração, ainda assim é interessante obter $S_{x_i}^Y$ por (5.35) sob o argumento de que o índice em si (seu valor numérico) não é de extrema importância e o que de fato se almeja é o ranqueamento (classificação por relevância) das entradas.

Ainda a respeito de (5.35), se a saída Y tem unidade $[Y]$ e a entrada x_i em questão tem unidade $[x_i]$ nota-se que o índice $S_{x_i}^Y$ possui unidade $[Y]/[x_i]$. Isto é inconveniente quando se deseja comparar o índice de sensibilidade resultante de entradas de diferentes naturezas. Para que isto não ocorra, (5.35) será normalizado, conforme (5.36), para que se torne adimensional.

$$\bar{S}_{x_i}^Y = S_{x_i}^Y \frac{X_0}{Y_0} = \frac{\left(\frac{Y - Y_0}{Y_0} \right)}{\left(\frac{X - X_0}{X_0} \right)} \quad (5.36)$$

O índice $\bar{S}_{x_i}^Y$ é chamado de Índice de Sensibilidade Local, no sentido de estar restrito a avaliar a contribuição de uma única variável de entrada sobre a saída e somente em um ponto. As demais variáveis são mantidas em seus valores nominais. A este tipo de ESP dá-se o nome de “Um por Vez” ou *One-at-a-Time (OAT)*, como consta na literatura e é útil principalmente na fase de projeto do conversor de TIP, pois evidencia individualmente a contribuição de cada parâmetro sobre uma saída crítica.

Como exemplo de interpretação, se $\bar{S}_{x_i}^Y = -5$, diz-se que o erro observado na variável de saída é cinco vezes maior do que aquele introduzido na variável de entrada. Erro este sempre tomado com base nos valores nominais, Y_0 e $x_{i,0}$. O sinal negativo indica que, se a entrada diminui, a saída aumenta e vice-versa. Se o erro na entrada é de 5%, neste exemplo a saída seria afetada em -25%.

5.4 - Índice de Sensibilidade Global

Se, ao invés de avaliar as contribuições individuais, for necessário compreender a resposta de uma saída enquanto todas as entradas apresentam suas variabilidades, um índice de Sensibilidade Global será útil. Esta é a situação realística, onde os parâmetros variam dentro de tolerâncias de forma mais ou menos previsível, mas raramente assumem seus valores nominais.

Sendo $X = (x_a, x_b, \dots, x_i)$ o vetor dos parâmetros de entrada, o efeito combinado das i variáveis sobre Y é dado formalmente pela série de Taylor, conforme (5.37), onde n e m indicam as variáveis em estudo, sendo m o número de variáveis que apresentam interação entre si, conforme Zainea, Iordache e Rezmerita (2015).

$$\Delta Y = \sum_{n=1}^i \frac{\partial Y}{\partial x_n} \Delta x_n + \frac{1}{2} \sum_{n=1}^i \sum_{m=1}^i \frac{\partial^2 Y}{\partial x_n \partial x_m} \Delta x_n \Delta x_m + \dots \quad (5.37)$$

Para compreensão do índice de Sensibilidade Global, considere-se o seguinte exemplo: Seja o modelo matemático $Y = f(x_a, x_b)$ onde x_a tem tolerância $\pm 10\%$ enquanto x_b tem tolerância $\pm 20\%$. Se N_{am} amostras de Y forem obtidas (sendo N_{am} suficientemente grande), elas provavelmente conterão os resultados de casos extremos de x_a e x_b , tal como Y para 90% de $x_{a,0}$ e 80% de $x_{b,0}$ ou Y para 110% de $x_{a,0}$ e 120% de $x_{b,0}$. Mas nada se pode inferir a respeito da contribuição de x_a ou x_b sobre a saída e, mais importante, não se conhece o efeito da interação $x_a x_b$ sobre Y^1 .

Ao avaliar um gráfico de $Y = f(x_a, x_b)$ vs. x_a , o que se observará é uma nuvem de N_{am} pontos que se distribuem aleatoriamente no plano cartesiano se x_a for pouco correlacionado com o modelo matemático $Y = f(x_a, x_b)$ ou se distribuem sob certa tendência, se x_a possuir correlação significativa com $Y = f(x_a, x_b)$. A mesma análise pode ser feita para x_b , onde os N_{am} pontos se mostrarão organizados de forma diferente.

Novamente, muitos índices para esta avaliação já foram propostos e há ampla discussão a respeito de suas aplicações e limitações, vide EPA (2015). Contudo, a descrição do parágrafo anterior, ao mencionar que os pontos se distribuirão de forma mais ou menos organizada em um plano cartesiano, sugere a necessidade uma medida da dispersão destes pontos e ainda, uma medida da correlação entre entrada e saída.

A medida de correlação a ser usada neste trabalho é chamada de Coeficiente de Correlação de Pearson, conforme (5.38), onde o numerador calcula a covariância entre a saída Y e a entrada x_i . De maneira simplificada, a covariância é um indicador numérico de como duas variáveis se comportam juntas. Portanto, a covariância por si só quantifica uma correlação entre entrada e saída.

Por sua vez, o denominador de (5.38) atua no sentido de normalizar o cálculo da covariância, usando os desvios padrão de x_i e Y , σ_{x_i} e σ_Y , respectivamente. O coeficiente de Pearson assume valores no intervalo de -1 a 1, sendo que valores próximos dos extremos indicam forte correlação e o valor nulo indica que não há correlação. O coeficiente será positivo se x_i e Y tem comportamentos iguais (ambos são crescentes ou ambos são decrescentes) e será negativo se x_i e Y tem comportamentos opostos.

$$\rho_{x_i}^Y = \frac{\text{cov}(x_i, Y)}{\sigma_{x_i} \sigma_Y} \quad (5.38)$$

¹ A depender da natureza do problema, interações entre parâmetros de entrada são insignificantes ou nem mesmo existem, tal que o efeito de $x_a x_b$ sobre Y pode ser desprezado, reduzindo (5.37) apenas ao primeiro termo da soma. Contudo, para manter o caráter generalizado desta discussão, cabe saber que sistemas analíticos de grande complexidade podem apresentar interações múltiplas entre variáveis de entrada. Discussão a este respeito é feita por Fukuyama e Kato (2001), para o conversor CC-CC Cuk.

O uso de ferramentas estatísticas no Estudo de Sensibilidade Paramétrica não é ocasional. De fato, quando se introduzem os conceitos de covariância (que formalmente é calculada com base na média amostral ou populacional) e de desvio padrão, tem-se a oportunidade de estudar o comportamento de uma variável em torno de seu valor nominal (sua média) e entre suas tolerâncias sob condições muito mais realísticas. Para isto, basta atribuir à variável uma Função Distribuição de Probabilidade, que pode assumir comportamentos diversos, como Normal (Gaussiana), Lognormal, Beta, entre outras, a depender do tipo de variável. Esta abordagem é mais completa e consistente do que a suposição de que uma variável tem distribuição uniforme na sua tolerância de -10% a +10% (por exemplo), como supõem Hu (2009) e Swain, Devarakonda e Madawala (2014) em seus estudos.

Por possuir fundamento estatístico, o Método de Monte Carlo será usado no ESP de Transferência Indutiva de Potência proposto aqui, considerando o índice local e o índice global definidos como $S_{x_i}^Y$ e $\rho_{x_i}^Y$, respectivamente (Note-se que foi omitida a “barra” em $S_{x_i}^Y$ apenas por conveniência. Contudo, trata-se ainda do índice normalizado).

Antes de prosseguir, cabe a nota: uma condição para a realização do ESP com os índices mencionados anteriormente é a independência entre as variáveis de entrada. Nos modelos matemáticos apresentados, não há dependência entre as capacitâncias e as indutâncias. Elevar C_p não altera a indutância L_p ou L_s , por exemplo. Entretanto, há dependência entre f e as indutâncias próprias, tal que $L_p(f)$ e $L_s(f)$. Além disso, quando os indutores emissor e receptor possuem núcleos de alta permeabilidade magnética relativa e encontram-se em proximidade, ocorre $L_p(L_s)$ e $L_s(L_p)$, pois a relutância dos caminhos magnéticos se modifica devido à presença e posição relativa de ambos os núcleos. Como observado no capítulo anterior, a dependência entre as indutâncias de emissor e de receptor é peculiar à geometria de ambos.

Os resultados de simulação já discutidos, contudo, indicam que tais dependências são pequenas ou tornam-se acentuadas apenas em condições de variação muito ampla de f (no caso de $L_p(f)$ e $L_s(f)$) ou em condições dinâmicas como o movimento relativo (no caso de $L_p(L_s)$ e $L_s(L_p)$). Desta maneira, assumindo que tais situações não ocorrem, o ESP será realizado considerando total independência entre as variáveis de entrada.

5.5 - Método de Monte Carlo

O Método de Monte Carlo (MMC) baseia-se em retirar um pequeno conjunto de amostras de uma população e estimar o comportamento da população a partir daí. Em resumo o método empregado aqui consiste em três passos:

- Gerar conjuntos de amostras aleatórias para as variáveis de entrada $X = (x_a, x_b, \dots, x_i)$ a partir das respectivas populações, cujos valores são determinados por Funções Distribuição de Probabilidade quaisquer;
- Analisar a função (ou funções) $Y = f(x_a, x_b, \dots, x_i)$, usando para tanto os conjuntos aleatórios obtidos no passo anterior;
- Estimar a relação entre entradas e saídas através dos índices de sensibilidade.

5.5.1 - Algoritmo para Análise de Sensibilidade Local

A Figura 5.11 ilustra o algoritmo desenvolvido em *MatLab* para execução da análise *OAT*. Por se tratar da variação de um parâmetro por vez, o algoritmo é executado para uma variável enquanto as demais são mantidas em seus valores nominais. Em seguida, outra variável de entrada é abordada, sendo que aquela primeira retoma seu valor nominal.

Figura 5.11 – Ilustração do algoritmo *OAT*

O algoritmo começa pela seleção da primeira variável a ser estudada. Por exemplo, tome-se a variável de entrada V . Esta variável é descrita por uma população $T_{po,v}$ de N_{po} elementos, com média μ_v e tolerância ε_v tal que sua Função Distribuição de Probabilidade contém os limites $(\mu_v - \varepsilon_v)$ e $(\mu_v + \varepsilon_v)$. Com base nos valores nominais de todas as variáveis, obtém-se $Y_0 = f(\mu_a, \mu_b, \mu_c, \dots, \mu_v)$.

Neste ponto, as seguintes notas devem ser feitas:

- A Figura 5.11 ilustra a distribuição de probabilidade como um histograma da curva normal, mas qualquer outra Função Distribuição de Probabilidade pode ser adotada, a depender da natureza do processo de fabricação do componente (indutor ou capacitor). Ilustrativamente, considere-se o estudo experimental apresentado no Apêndice C, onde 230 amostras de um indutor foram avaliadas. Este

indutor especial, com múltiplos materiais magnéticos e geometria de razoável complexidade, faz parte de um atuador eletromecânico desenvolvido pelo autor desta tese, é atualmente comercializado por uma indústria brasileira e protegido como parte da patente descrita por Jacto (2012);

- A população, de onde serão extraídas as amostras para estudo, deve ser proveniente de um levantamento experimental, de registros históricos ou outra fonte confiável;
- Ao assumir uma distribuição de probabilidade e transformar as tolerâncias do componente (indutor ou capacitor) nos limites inferior e superior da distribuição, é preciso assumir também uma probabilidade de que os valores estejam abaixo do limite mínimo ou acima do limite máximo, já que se trata de uma abordagem estatística. Na fabricação de indutores e capacitores, um processo dito 4 σ (lê-se “quatro sigmas”) é típico, e tal probabilidade é de 0,62% (ou seja, há 0,62% de probabilidade de que algum dos valores da população esteja abaixo do mínimo ou acima do máximo). Um processo 4 σ é usado para todos os resultados apresentados neste capítulo. Como referência, em um processo 6 σ , a probabilidade seria de apenas 0,00034%, indicando que os valores da população estão agrupados muito próximos da média e bastante afastados dos limites inferior e superior.

Um procedimento de amostragem é então aplicado à população de V . Entre as diversas técnicas de amostragem possíveis e descritas por Mackay (1998), aqui se utiliza a amostragem aleatória. O domínio de estudo é então reduzido a N_{am} valores da variável V . No presente algoritmo, $N_{am} = N_{po}/100$ e $N_{po} = 600.000$ elementos.

Se N_{am} é um número suficientemente grande para representar a população original e se a amostragem é de fato aleatória, então o conjunto de valores amostrados $T_{am,v} = \{v_1, v_2, v_3, \dots, v_{N_{am}}\}$ deve guardar semelhanças com o conjunto original, como médias, limites e a própria distribuição de probabilidades, tal que (5.39) é válida. Neste conjunto de expressões, $\bar{x}_v$ é a média amostral e t_v é a tolerância amostral.

$$\begin{aligned}\mu_v &\cong \bar{x}_v \\ (\mu_v + \varepsilon_v) &\cong (\bar{x}_v + t_v) \\ (\mu_v - \varepsilon_v) &\cong (\bar{x}_v - t_v)\end{aligned}\tag{5.39}$$

Para cada uma das N_{am} amostras calculam-se as respostas do sistema, obtendo-se $Y_v(\mu_a, \mu_b, \mu_c, \dots, T_{am,v})$, que pode ser avaliado graficamente ou por meio do índice de sensibilidade local.

5.5.2 - Resultados para Análise de Sensibilidade Local

Para ilustrar resultados de sensibilidade local, é preciso realizar um exemplo numérico. Considerem-se então os dados da Tabela 5.1, que descrevem os circuitos em ressonância.

Tabela 5.1 – Circuito hipotético

Parâmetro	Especificação ¹
L_p	120 μH
L_s	190 μH
L_a	200 μH
C_p	Conforme circuito ²
C_s	Conforme circuito ²
C_a	100 nF
C_b	100 nF
R_p	300 m Ω
R_s	500 m Ω
f (ou $Freq$)	38,4 kHz
k	0,4
r_{int}	10 m Ω

¹ - A especificação corresponde à média populacional.

² – As capacitâncias de compensação são calculadas conforme cada circuito, de acordo com a Tabela 2.1 do capítulo 2.

Sob diferentes arranjos dos elementos reativos, os valores de correntes, tensões e potências serão diferentes, ainda que respeitadas as condições da Tabela 5.1. Portanto, quando necessário, os dados serão apresentados em sua forma normalizada.

A análise *OAT* deste exemplo somente avalia $S_{x_i}^{S_L}$ (índice de sensibilidade da potência na carga, S_L , com relação aos diversos parâmetros de entrada), a fim de ilustrar o ESP sem criar um volume excessivo de dados (a análise global, esta sim, discutirá outras grandezas de saída). O argumento para avaliar apenas S_L é reforçado pelo fato de que qualquer propagação de erros deve tornar-se observável em S_L , que é uma saída dependente de todas as grandezas do circuito.

A análise leva em conta fatores de qualidade do receptor $Q_s = 0,5, 1, 5$ e 10 e todas as simulações foram obtidas para variáveis de entrada com tolerância de $\pm 5\%$. Ainda, os circuitos simulados são separados em quatro classes, para facilitar a comparação: a primeira classe contém os circuitos SS e CLC SS, que diferem pela introdução de uma malha de alta impedância, de acordo com a Figura 5.12. A segunda classe contém os circuitos SP e CLC SP, cujos resultados estão na Figura 5.13. Na terceira classe, conforme Figura 5.14, estão os circuitos cuja compensação é do tipo PS (PS, PS alimentado em corrente e LCL S). Por fim, a quarta classe contém os circuitos PP, PP alimentado em corrente e LCL P e seus resultados encontram-se na Figura 5.15.

Os comentários são os seguintes:

- R_s e R_p , as resistências série dos indutores, são sempre insignificantes em S_L , sendo valores típicos $S_{R_p}^{S_L} < 0,3$ e $S_{R_s}^{S_L} < 0,2$. Isto contradiz parte da conclusão de Kurs *et al.* (2007), que atribuiu a baixa eficiência experimental observada ao fator de qualidade sem carga dos enrolamentos;
- De forma geral, Q_s é determinante na contribuição dos parâmetros de entrada $L_p, L_s, L_a, C_p, C_s, C_b$ e f sobre a potência S_L . Portanto, em conversores sujeitos a variação de carga (não somente degrau de carga, mas também variações lentas, como em carregadores de bateria) a sensibilidade a um parâmetro modifica-se dinamicamente. A dependência do índice de sensibilidade em relação ao fator de qualidade é menos observável nas topologias da Figura 5.12, pois nestes casos a dessintonização

dos circuitos ressonantes não está associada às mudanças na carga (C_p e C_s não dependem de Z_L , conforme Tabela 2.1);

- Tomado isoladamente, f é o parâmetro que mais contribui para a variação de S_L . Mesmo que se considere apenas $Q_s = 5$, que é tipicamente o melhor que se pode obter experimentalmente sem recorrer a técnicas complexas de sintonização de circuitos, ainda assim observa-se $S_f^{S_L} > 5$ para os circuitos PS, PP, LCL S, PS e PP alimentados em corrente. Para estes dois últimos, o erro observado em S_L ultrapassa 40%;

- As topologias CLC SS e CLC PP possuem mais elementos reativos, mas seus respectivos $S_{x_i}^{S_L}$ são expressivos apenas para a f e L_a . Os elementos adicionais introduzidos C_a e C_b são minimamente significantes;

- Todas as topologias provenientes da compensação PS ou PP (Figuras 5.14 e 5.15) possuem $S_{L_s}^{S_L}$ e $S_{C_s}^{S_L}$ significativos para $Q_s \geq 5$. Um resultado interessante, na Figura 5.15(a), é que para $Q_s = 0,5$ ou $Q_s = 1$ a indutância L_s , se aumentada, contribui para reduzir S_L . Contudo, se $Q_s = 5$ ou $Q_s = 10$, o aumento de L_s contribui para aumentar S_L . Isto demonstra, mais uma vez, a ocorrência de resultados pouco intuitivos originários da operação sob reduzido coeficiente de acoplamento magnético.

Figura 5.12 – Índice de sensibilidade local $S_{x_i}^{S_L}$ para compensações do tipo SS, (a) SS e (b) CLC SS

Figura 5.13 – Índice de sensibilidade local $S_{x_i}^{S_L}$ para compensações do tipo SP, (a) SP e (b) CLC SP

Figura 5.14 – Índice de sensibilidade local $S_{x_i}^{SL}$ para compensações do tipo PS, (a) PS, (b) PS alimentado em corrente e (c) LCL S

Figura 5.15 – Índice de sensibilidade local $S_{x_i}^{SL}$ para compensações do tipo PP, (a) PP, (b) PP alimentado em corrente e (c) LCL P

O conjunto de dados usado para geração das Figuras 5.12 a 5.15 é apresentado no Apêndice D.

Ao serem identificados os parâmetros mais significantes para a saída Y desejada, pode-se então estabelecer um plano de controle que reduza suas respectivas variabilidades. A Tabela 5.2 compara, por exemplo, o parâmetro f quando são assumidas tolerâncias de $\pm 5\%$ e $\pm 1\%$. Em todos os casos, $Q_s = 5$.

Tabela 5.2 – Índices de sensibilidade de S_L em relação à f

Topologia	$S_f^{S_L}, \varepsilon_f = \pm 5\%$	$S_f^{S_L}, \varepsilon_f = \pm 1\%$
SS	-4,47	-2,39
SP	-2,15	-0,43
PS	6,87	8,14
PP	6,94	7,92
PS em corrente	-8,46	-8,47
PP em corrente	-8,60	-8,62
CLC SS	3,45	-0,26
CLC SP	1,35	-2,02
LCL S	5,85	3,36
LCL P	3,93	0,92

Tomando a topologia PS como exemplo, interpreta-se a Tabela 5.2 da seguinte maneira: Para $\varepsilon_f = \pm 5\%$, obteve-se $S_f^{S_L} = 6,87$, indicando que o erro em S_L é 6,87 vezes maior que o erro da entrada f , ou seja, $6,87 \times 0,05 = 34,3\%$. Por outro lado, para $\varepsilon_f = \pm 1\%$, obteve-se $S_f^{S_L} = 8,14$, tal que o erro observado em S_L é $8,14 \times 0,01 = 8,1\%$.

Evidentemente, a importância de f sobre S_L reduz-se para todas as topologias quando ε_f diminui. O fato da redução de $S_f^{S_L}$ ser maior em uma topologia do que em outra é explicado pelo comportamento da curva S_L vs. f , que resulta do modelo matemático particular a cada circuito. As curvas normalizadas, para $\varepsilon_f = \pm 5\%$ e $Q_s = 5$ são mostradas na Figura 5.16 e contém $N_{am} = 6000$ pontos de simulação (com os modelos analíticos obtidos no início deste capítulo, a simulação deste número de pontos é feita em poucos segundos).

A Figura 5.16 exhibe o comportamento normalizado de S_L em relação à frequência do circuito, mas evoluções tão diversas quanto estas se observam para S_L em relação às demais variáveis de entrada. Nota-se que em diversos casos da Figura 5.16, a inclinação da curva inverte-se nas proximidades do ponto de ressonância ($f/\mu_f = 1$). Mas isto não ocorre para aquelas topologias básicas onde o emissor é compensado por C_p em paralelo com L_p .

Figura 5.16 – S_L / μ_{SL} vs. f / μ_f com $\varepsilon_f = \pm 5\%$ e $Q_s = 5$ para topologia (a) SS, (b) SP, (c) PS, (d) PP, (e) PS alimentado em corrente, (f) PP alimentado em corrente, (g) CLC SS, (h) CLC SP, (i) LCL S e (j) LCL P.

5.5.3 - Algoritmo para Análise de Sensibilidade Global

O algoritmo de análise global difere do *OAT* no sentido de que as variáveis de entrada $X = (x_a, x_b, \dots, x_i)$ são todas simultaneamente aleatórias. Em outras palavras, $Y = f(x_a, x_b, \dots, x_i)$ é calculado N_{am} vezes, e em cada uma destas vezes é usado um conjunto de variáveis de entrada extraídas aleatoriamente de suas respectivas populações iniciais.

Figura 5.17 - Ilustração do algoritmo global

O algoritmo encontra-se ilustrado na Figura 5.17 e seu desenvolvimento em *MatLab* consta no Apêndice A.4.

Este procedimento estimula a ocorrência de combinações diversificadas de vetores de entrada. Cabe mencionar que não há no algoritmo desenvolvido aqui um método para forçar ocorrência do “pior caso”, ou seja, uma combinação dos fatores de entrada que resulte no maior erro possível entre Y e Y_0 . Isto se deve a dois motivos:

- Primeiro, há elevada complexidade em selecionar a pior combinação de fatores de entrada. Métodos de “pior caso” (ou *worst case*, como consta na literatura) tal qual aquele implementado por aplicativos como *OrCAD PSpice* 16.3 são na verdade métodos estatísticos e, por natureza, há sempre probabilidade de que o pior resultado indicado não seja de fato o pior (dito “pior absoluto”);

- Segundo, a identificação do “pior caso” (mesmo que seja o pior caso absoluto), contribui pouco para o estudo que se propõe aqui. Em um modelo com sete variáveis de entrada, como o SS, SP, PS e PP, considerando que todos os componentes provêm de processos 4σ , como já dito, tem-se 0,62% de probabilidade de encontrar valores acima da tolerância máxima ou abaixo da tolerância mínima. Se nestes modelos o pior caso ocorrer quando todas as variáveis assumirem valor fora da faixa de tolerâncias, há probabilidade de $(0,0062)^7 = 3,5 \times 10^{-16}$ de que de fato se observe a pior saída. Ainda que haja probabilidade não nula de ocorrência da pior combinação, sua relevância do ponto de vista de engenharia é questionável.

5.5.4 - Resultados para Análise de Sensibilidade Global

A Tabela 5.1 ainda é usada como referência, porém as seguintes variáveis de saída são analisadas:

- S_L , a potência complexa sobre a carga;
- I_p , o valor de pico de $\dot{I}_p$;
- θ_{I_p} , a fase de $\dot{I}_p$ considerando a fonte que alimenta o circuito como referência;
- I_s , o valor de pico de $\dot{I}_s$;
- V_L , o valor de pico de $\dot{V}_L$, a tensão na carga;
- I_L , o valor de pico de $\dot{I}_L$, a corrente na carga;
- V_{cp} , o valor de pico de $\dot{V}_{cp}$, a tensão no capacitor C_p ;
- I_{cp} , o valor de pico de $\dot{I}_{cp}$, a corrente em C_p ;
- V_{cs} , o valor de pico de $\dot{V}_{cs}$, a tensão no capacitor C_s ;
- I_{cs} , o valor de pico de $\dot{I}_{cs}$, a corrente em C_s ;

Em razão do ESP gerar um volume considerável de dados, a seguinte classificação será empregada: Se $|\rho_{x_i}^Y| < 0,4$, diz-se que há fraca correlação entre entrada e saída. Se $0,4 \leq |\rho_{x_i}^Y| < 0,7$, há correlação moderada. Se $|\rho_{x_i}^Y| \geq 0,7$, diz-se que há forte correlação entre x_i e Y . Para facilitar a identificação dos parâmetros mais relevantes, as células das tabelas seguintes foram hachuradas onde $|\rho_{x_i}^Y| \geq 0,4$.

Tabela 5.3 – Resultados de $\rho_{x_i}^Y$ para topologia SS, $Q_s = 5$

x_i	Y									
	S_L	I_p	θ_{I_p}	I_s	V_L	I_L	V_{cp}	I_{cp}	V_{cs}	I_{cs}
L_p	-0,284	-0,265	-0,156	-0,285	-0,285	-0,285	-0,215	-0,265	-0,179	-0,285
L_s	-0,290	-0,266	0,489	-0,291	-0,291	-0,291	-0,214	-0,266	-0,185	-0,291
C_p	0,004	0,007	-0,133	0,005	0,005	0,005	-0,224	0,007	-0,004	0,005
C_s	-0,014	-0,018	0,496	-0,012	-0,012	-0,012	-0,016	-0,018	-0,394	-0,012
R_p	0,005	0,010	-0,008	0,005	0,005	0,005	0,013	0,010	0,010	0,005
R_s	-0,009	0,007	0,015	-0,009	-0,009	-0,009	0,006	0,007	-0,003	-0,009
f	-0,618	-0,581	0,688	-0,617	-0,617	-0,617	-0,710	-0,581	-0,770	-0,617
k	-0,582	-0,542	0,010	-0,586	-0,586	-0,586	-0,437	-0,542	-0,368	-0,586
Mín. Y	1509,722	8,180	-25,310	12,832	117,651	12,832	227,283	8,180	571,894	12,832
Méd. Y	1691,022	9,109	0,012	13,578	124,489	13,578	263,876	9,109	622,728	13,578
Nom. Y	1679,208	8,979	0,000	13,533	124,079	13,533	259,965	8,979	620,397	13,533
Max. Y	2162,301	12,467	24,940	15,357	140,801	15,357	374,943	12,467	749,904	15,357

Figura 5.18 – Comportamento da nuvem de N_{am} pontos da topologia SS para (a) V_{cs} vs. f , onde $\rho_f^{V_{cs}} = -0,770$ e (b) V_{cs} vs. C_p , onde $\rho_{C_p}^{V_{cs}} = -0,004$

As variáveis de saída da topologia SS são basicamente dominadas por f e k (o coeficiente de acoplamento magnético foi adicionado ao modelo matemático para a análise global. Fez-se a suposição de $k = 0,4 \pm 5\%$, distribuição normal). Seja, por exemplo, V_{cs} para a qual o índice de correlação com f é -0,770 e encontra-se ilustrada graficamente na Figura 5.18(a). Os 6000 pontos de simulação aleatoriamente obtidos agrupam-se de forma razoavelmente organizada, definindo uma tendência de redução de V_{cs} conforme f aumenta. Tal curva é um exemplo de forte correlação entre variável de entrada e de saída.

O mesmo não ocorre na Figura 5.18(b), onde é mostrada a distribuição dos pontos de simulação no plano cartesiano para V_{cs} vs. C_p . Assim como para as demais entradas, o índice de

correlação entre V_{cs} e C_p é baixo, tal que a nuvem de pontos não apresenta nenhuma tendência clara. Tal distribuição é um exemplo típico de duas variáveis com fraca correlação.

A saída θ_{lp} , por outro lado, tem correlação moderada com f , L_s e C_s , simultaneamente. As respectivas distribuições da nuvem de pontos de simulação são mostradas na Figura 5.19.

Figura 5.19 – Comportamento da nuvem de N_{am} pontos da topologia SS para (a) θ_{lp} vs. f , onde $\rho_f^{\theta_{lp}} = 0,688$,
(b) θ_{lp} vs. L_s , onde $\rho_{L_s}^{\theta_{lp}} = 0,489$ e (c) θ_{lp} vs. C_s , onde $\rho_{C_s}^{\theta_{lp}} = 0,496$

Se de fato as variáveis f , C_s e L_s são as que mais contribuem para a saída θ_{lp} , então se deveria observar menor variação em θ_{lp} se estas entradas possuísssem menor variabilidade. A fim de ilustrar isto, tem-se a Figura 5.20.

Inicialmente, com todos as entradas com tolerância de $\pm 5\%$, observa-se que $\Delta\theta_{lp} = \theta_{lp,max} - \theta_{lp,min} = 50^\circ$ (diferença entre o máximo valor e o mínimo valor de θ_{lp} observado na nuvem de pontos em verde da Figura 5.20(a)). Sendo f a entrada com maior correlação com o ângulo da corrente no emissor, passa-se a controlá-la com tolerância $\pm 1\%$ enquanto todas as demais entradas mantêm-se com tolerância de $\pm 5\%$. A nuvem de pontos então se reduz, como representado em vermelho, e $\Delta\theta_{lp} = 34^\circ$.

Em seguida, passa-se a aplicar maior controle também na variabilidade de C_s e L_s , tal que agora ambas têm tolerância de $\pm 1\%$. O resultado é a nuvem de pontos em azul, para a qual $\Delta\theta_{lp} = 13^\circ$.

O fato de que a nuvem de pontos em azul não se concentra totalmente sobre o valor nominal ($\theta_{lp} = 0^\circ$) deve-se às demais variáveis de entrada, que ainda possuem tolerâncias de $\pm 5\%$ e para as quais $\rho_{x_i}^y$ é baixo, mas não nulo. O histograma é mostrado na Figura 5.20(b).

Esta figura, portanto, demonstra que o Estudo de Sensibilidade Paramétrica é capaz de identificar corretamente as entradas de maior relevância para uma saída qualquer.

Figura 5.20 – Comportamento da nuvem pontos da topologia SS, para diferentes tolerâncias de f , C_s e L_s , (a) θ_{ip} vs. f e (b) histograma de θ_{ip}

O procedimento de análise usado para se chegar à Figura 5.20 pode ser aplicado a todas as variáveis de saída, de qualquer topologia, e se provará correto. Isto não será feito, evidentemente por adicionar pouco à discussão deste capítulo.

A Tabela 5.4 apresenta os resultados para a topologia SP, onde k domina praticamente todas as saídas, com correlações fortes com as saídas relacionadas com a carga (S_L , V_L e I_L).

Tabela 5.4 – Resultados de $\rho_{x_i}^Y$ para topologia SP, $Q_s = 5$

x_i	Y									
	S_L	I_p	θ_{ip}	I_s	V_L	I_L	V_{cp}	I_{cp}	V_{cs}	I_{cs}
L_p	-0,410	-0,366	-0,127	-0,294	-0,410	-0,410	-0,319	-0,366	-0,410	-0,288
L_s	0,389	0,316	0,484	0,275	0,389	0,389	0,258	0,316	0,389	0,270
C_p	0,006	0,014	-0,095	0,003	0,006	0,006	-0,302	0,014	0,006	0,003
C_s	0,007	0,011	0,486	0,540	0,007	0,007	0,007	0,011	0,007	0,550
R_p	-0,008	0,004	0,009	-0,004	-0,008	-0,008	-0,007	0,004	-0,008	-0,004
R_s	0,030	0,045	0,014	0,028	0,030	0,030	0,045	0,045	0,030	0,028
f	-0,044	-0,057	0,723	0,495	-0,044	-0,044	-0,370	-0,057	-0,044	0,505
k	-0,759	-0,684	0,052	-0,514	-0,759	-0,759	-0,603	-0,684	-0,759	-0,503
Mín. Y	1472,491	7,959	-26,665	12,733	580,957	2,535	191,418	7,959	580,957	12,464
Méd. Y	1680,813	9,079	-1,195	13,809	620,616	2,708	220,865	9,079	620,616	13,541
Nom. Y	1671,819	8,960	-1,199	13,771	619,030	2,701	217,901	8,960	619,030	13,504
Max. Y	1894,858	10,771	21,228	15,347	659,031	2,875	261,059	10,771	659,031	15,078

Nas Tabelas 5.5 a 5.8 conclui-se que L_s , C_s e f são as entradas que se correlacionam de maneira moderada ou forte com uma saída qualquer, nas topologias PS, PP e respectivas versões alimentadas em corrente. Em especial, o coeficiente de acoplamento praticamente não tem efeito sobre as saídas estudadas e este é um resultado interessante, pois esta é uma ocorrência natural nas quatro topologias, independentemente da geometria de emissor e receptor. Ou seja, para os dados da Tabela 5.1, as topologias com compensação paralelo no emissor são inerentemente tolerantes a mudanças em k . Certamente um resultado inesperado, pois até aqui (e com base em toda a literatura), formou-se a noção de que o coeficiente de acoplamento magnético sempre afeta negativamente a transferência de potência.

Tabela 5.5 – Resultados de $\rho_{x_i}^Y$ para topologia PS, $Q_s = 5$

x_i	Y									
	S_L	I_p	θ_{Ip}	I_s	V_L	I_L	V_{cp}	I_{cp}	V_{cs}	I_{cs}
L_p	-0,107	-0,231	-0,013	-0,107	-0,107	-0,107	0,108	0,009	-0,128	-0,107
L_s	0,451	0,412	0,446	0,451	0,451	0,451	-0,451	-0,010	0,572	0,451
C_p	0,000	-0,002	0,001	0,000	0,000	0,000	0,000	0,711	-0,002	0,000
C_s	0,423	0,494	0,342	0,424	0,424	0,424	-0,424	-0,011	0,300	0,424
R_p	-0,005	0,000	-0,007	-0,006	-0,006	-0,006	0,004	-0,008	-0,008	-0,006
R_s	-0,015	-0,003	-0,014	-0,015	-0,015	-0,015	0,010	0,007	-0,018	-0,015
f	0,776	0,675	0,791	0,777	0,777	0,777	-0,776	0,713	0,751	0,777
k	0,077	-0,141	0,225	0,077	0,077	0,077	-0,074	0,009	0,093	0,077
Mín. Y	356,374	4,849	-66,836	6,235	57,161	6,235	199,952	3,941	304,253	6,235
Méd. Y	625,837	5,525	-52,808	8,244	75,587	8,244	199,967	4,212	377,739	8,244
Nom. Y	624,347	5,475	-52,440	8,252	75,659	8,252	199,967	4,211	378,295	8,252
Max. Y	903,194	7,035	-44,509	9,925	90,999	9,925	199,981	4,485	434,325	9,925

Deve ficar claro que estes resultados são válidos para o exemplo numérico da Tabela 5.1 e ainda, que se considera $Q_s = 5$.

Tabela 5.6 – Resultados de $\rho_{x_i}^Y$ para topologia PP, $Q_s = 5$

x_i	Y									
	S_L	I_p	θ_{Ip}	I_s	V_L	I_L	V_{cp}	I_{cp}	V_{cs}	I_{cs}
L_p	-0,093	-0,170	-0,005	-0,073	-0,093	-0,093	0,093	-0,009	-0,093	-0,073
L_s	0,425	0,471	0,331	0,342	0,426	0,426	-0,421	-0,013	0,426	0,339
C_p	-0,009	-0,013	-0,002	-0,009	-0,008	-0,008	0,009	0,705	-0,008	-0,009
C_s	0,447	0,426	0,438	0,516	0,447	0,447	-0,452	0,003	0,447	0,518
R_p	0,001	-0,002	0,008	0,004	0,001	0,001	-0,003	0,008	0,001	0,004
R_s	-0,002	0,009	-0,004	-0,002	-0,003	-0,003	-0,003	0,005	-0,003	-0,002
f	0,777	0,707	0,782	0,782	0,779	0,779	-0,777	0,708	0,779	0,782
k	0,072	-0,114	0,254	0,058	0,071	0,071	-0,068	0,016	0,071	0,058
Mín. Y	468,514	5,177	-62,172	6,851	327,702	1,430	199,938	3,979	327,702	6,700
Méd. Y	751,639	6,059	-48,435	9,222	414,208	1,807	199,960	4,310	414,208	9,043
Nom. Y	748,813	5,996	-48,014	9,216	414,290	1,807	199,960	4,311	414,290	9,037
Max. Y	1143,172	8,294	-40,320	12,140	511,886	2,233	199,975	4,579	511,886	11,933

Tabela 5.7 – Resultados de $\rho_{x_i}^Y$ para topologia PS alimentado em corrente, $Q_s = 5$

x_i	Y									
	S_L	I_p	θ_{ip}	I_s	V_L	I_L	V_{cp}	I_{cp}	V_{cs}	I_{cs}
L_p	0,103	0,007	-0,250	0,102	0,102	0,102	0,094	0,099	0,081	0,102
L_s	-0,458	-0,445	0,475	-0,460	-0,460	-0,460	-0,455	-0,489	-0,372	-0,460
C_p	0,029	0,029	-0,279	0,029	0,029	0,029	0,022	0,124	0,023	0,029
C_s	-0,445	-0,362	0,565	-0,445	-0,445	-0,445	-0,436	-0,466	-0,516	-0,445
R_p	0,013	0,016	-0,013	0,013	0,013	0,013	0,015	0,016	0,012	0,013
R_s	-0,022	-0,012	0,022	-0,022	-0,022	-0,022	-0,017	-0,017	-0,020	-0,022
f	-0,762	-0,770	0,479	-0,764	-0,764	-0,764	-0,767	-0,719	-0,769	-0,764
k	-0,003	-0,157	-0,240	-0,002	-0,002	-0,002	-0,016	-0,020	0,002	-0,002
Mín.Y	896,837	6,960	-60,099	9,890	90,678	9,890	196,706	4,231	423,813	9,890
Méd.Y	1413,738	8,322	-49,729	12,392	113,612	12,392	303,131	6,373	568,842	12,392
Nom.Y	1399,193	8,196	-50,231	12,354	113,263	12,354	299,353	6,304	566,313	12,354
Max.Y	2093,635	11,330	-35,068	15,111	138,547	15,111	453,870	9,376	725,409	15,111

Tabela 5.8 – Resultados de $\rho_{x_i}^Y$ para topologia PP alimentado em corrente, $Q_s = 5$

x_i	Y									
	S_L	I_p	θ_{ip}	I_s	V_L	I_L	V_{cp}	I_{cp}	V_{cs}	I_{cs}
L_p	0,129	0,033	-0,243	0,157	0,129	0,129	0,123	0,131	0,129	0,158
L_s	-0,439	-0,354	0,559	-0,558	-0,440	-0,440	-0,438	-0,471	-0,440	-0,564
C_p	0,001	0,004	-0,207	0,010	0,001	0,001	-0,003	0,098	0,001	0,010
C_s	-0,450	-0,438	0,455	-0,339	-0,451	-0,451	-0,444	-0,473	-0,451	-0,333
R_p	-0,016	-0,014	0,012	-0,015	-0,015	-0,015	-0,015	-0,014	-0,015	-0,015
R_s	-0,001	0,009	-0,003	-0,001	-0,001	-0,001	0,004	0,006	-0,001	-0,001
f	-0,768	-0,765	0,576	-0,746	-0,771	-0,771	-0,771	-0,725	-0,771	-0,744
k	-0,025	-0,202	-0,162	-0,033	-0,027	-0,027	-0,037	-0,045	-0,027	-0,034
Mín.Y	757,884	6,534	-55,296	9,660	416,791	1,818	166,314	3,671	416,791	9,487
Méd.Y	1173,172	7,570	-45,563	11,497	517,435	2,257	251,874	5,423	517,435	11,273
Nom.Y	1161,990	7,470	-45,934	11,481	516,082	2,252	249,091	5,371	516,082	11,258
Max.Y	1751,665	10,304	-31,517	13,533	633,640	2,764	381,875	8,114	633,640	13,248

O ESP para as topologias CLC SS e CLC SP indica que a indutância da malha L_a é o fator que mais influencia as saídas, seguido de f . As capacitâncias adicionais C_a e C_b não influenciam significativamente as saídas, com exceção apenas de C_b sobre o ângulo da corrente no emissor.

Tabela 5.9 – Resultados de $\rho_{x_i}^Y$ para topologia CLC SS, $Q_s = 5$

x_i	Y									
	S_L	I_p	θ_{ip}	I_s	V_L	I_L	V_{cp}	I_{cp}	V_{cs}	I_{cs}
L_p	0,287	0,054	-0,056	0,285	0,285	0,285	0,032	0,054	0,206	0,285
L_s	0,112	-0,144	0,003	0,110	0,110	0,110	-0,080	-0,144	0,100	0,110
L_a	-0,515	-0,546	-0,364	-0,511	-0,511	-0,511	-0,368	-0,546	-0,387	-0,511
C_p	0,031	0,053	-0,002	0,031	0,031	0,031	-0,302	0,053	0,015	0,031
C_s	-0,150	-0,169	0,028	-0,151	-0,151	-0,151	-0,121	-0,169	-0,464	-0,151
C_a	0,009	0,029	0,023	0,008	0,008	0,008	0,024	0,029	0,018	0,008
C_b	-0,031	-0,034	-0,423	-0,031	-0,031	-0,031	-0,029	-0,034	-0,025	-0,031
R_p	0,011	0,021	0,022	0,011	0,011	0,011	0,022	0,021	0,011	0,011
R_s	-0,033	-0,010	-0,007	-0,033	-0,033	-0,033	-0,010	-0,010	-0,038	-0,033
f	-0,263	-0,805	-0,823	-0,265	-0,265	-0,265	-0,868	-0,805	-0,542	-0,265
k	0,482	0,001	-0,100	0,478	0,478	0,478	0,011	0,001	0,353	0,478
Mín.Y	253,901	3,745	-97,290	5,262	48,248	5,262	103,426	3,745	228,208	5,262
Méd.Y	348,345	4,129	-94,249	6,162	56,494	6,162	119,619	4,129	282,597	6,162
Nom.Y	355,755	4,133	-94,334	6,229	57,111	6,229	119,657	4,133	285,557	6,229
Max.Y	418,558	4,441	-90,629	6,757	61,948	6,757	135,380	4,441	312,814	6,757

Tabela 5.10 – Resultados de $\rho_{x_i}^Y$ para topologia CLC SP, $Q_s = 5$

x_i	Y									
	S_L	I_p	θ_{Ip}	I_s	V_L	I_L	V_{cp}	I_{cp}	V_{cs}	I_{cs}
L_p	0,236	0,053	-0,059	0,253	0,233	0,233	0,043	0,053	0,233	0,252
L_s	-0,286	-0,177	0,079	-0,327	-0,287	-0,287	-0,118	-0,177	-0,287	-0,327
L_a	-0,404	-0,524	-0,368	-0,456	-0,398	-0,398	-0,338	-0,524	-0,398	-0,455
C_p	0,031	0,045	0,004	0,031	0,031	0,031	-0,316	0,045	0,031	0,031
C_s	-0,125	-0,177	0,022	0,292	-0,127	-0,127	-0,114	-0,177	-0,127	0,308
C_a	0,003	0,006	0,006	-0,007	0,002	0,002	0,003	0,006	0,002	-0,007
C_b	0,001	-0,014	-0,445	0,000	0,000	0,000	-0,004	-0,014	0,000	0,000
R_p	0,014	0,013	0,018	0,009	0,014	0,014	0,017	0,013	0,014	0,008
R_s	-0,010	0,013	0,008	-0,013	-0,009	-0,009	0,009	0,013	-0,009	-0,013
f	-0,562	-0,802	-0,780	-0,211	-0,564	-0,564	-0,864	-0,802	-0,564	-0,193
k	0,385	-0,021	-0,118	0,429	0,379	0,379	-0,009	-0,021	0,379	0,428
Mín.Y	243,113	3,754	-96,988	5,470	236,059	1,030	88,946	3,754	236,059	5,349
Méd.Y	349,442	4,137	-94,260	6,292	282,876	1,234	100,646	4,137	282,876	6,170
Nom.Y	356,836	4,139	-94,349	6,362	285,991	1,248	100,670	4,139	285,991	6,239
Max.Y	409,111	4,461	-90,790	6,867	306,223	1,336	113,711	4,461	306,223	6,736

Para os casos de LCL S e LCL P, observa-se que L_a , a indutância introduzida, possui correlação moderada apenas sobre o a corrente no emissor (módulo e fase). Ao contrário do que se poderia esperar, V_{cp} e I_{cp} , que também são fasores do circuito emissor, possuem correlação fraca com L_a . Estas duas últimas grandezas, contudo, possuem correlações moderadas com a indutância e capacitância do receptor (fato este explicado pela impedância refletida do secundário ao primário) e ainda f . Então V_{cp} e I_{cp} podem tornar-se de difícil controle, pois mantê-los nas proximidade do valor nominal requer restrição na variação de três parâmetros do conversor. Nota-se que na Tabela 5.12, o mesmo ocorre com θ_{Ip} .

Na parte de baixo de cada Tabela (5.3 a 5.12) estão os valores mínimos, médios, nominais e máximos de cada saída. O valor nominal evidentemente é aquele desejado. O valor médio representa a média dos 6000 pontos de simulação.

Tabela 5.11 – Resultados de $\rho_{x_i}^Y$ para topologia LCL S, $Q_s = 5$

x_i	Y									
	S_L	I_p	θ_{Ip}	I_s	V_L	I_L	V_{cp}	I_{cp}	V_{cs}	I_{cs}
L_p	0,224	-0,005	0,026	0,221	0,221	0,221	0,230	0,235	0,237	0,221
L_s	0,213	-0,059	-0,019	0,214	0,214	0,214	-0,436	-0,463	0,210	0,214
L_a	-0,167	-0,532	-0,431	-0,164	-0,164	-0,164	-0,122	-0,124	-0,184	-0,164
C_p	0,258	0,797	-0,390	0,254	0,254	0,254	0,142	0,387	0,266	0,254
C_s	-0,016	-0,034	0,020	-0,011	-0,011	-0,011	-0,485	-0,520	-0,461	-0,011
R_p	-0,002	-0,019	-0,009	-0,001	-0,001	-0,001	-0,002	-0,003	0,005	-0,001
R_s	-0,019	0,018	-0,005	-0,019	-0,019	-0,019	-0,012	-0,007	-0,021	-0,019
f	0,515	0,164	-0,815	0,517	0,517	0,517	-0,659	-0,471	0,083	0,517
k	0,484	0,005	-0,010	0,478	0,478	0,478	0,166	0,178	0,491	0,478
Mín.Y	245,781	4,031	-93,632	5,178	47,470	5,178	112,169	2,462	243,953	5,178
Méd.Y	356,901	4,181	-90,449	6,237	57,181	6,237	151,662	3,193	285,903	6,237
Nom.Y	364,791	4,185	-90,429	6,308	57,832	6,308	152,850	3,219	289,161	6,308
Max.Y	414,746	4,331	-87,976	6,726	61,665	6,726	172,421	3,685	313,020	6,726

Tabela 5.12 – Resultados de $\rho_{x_i}^Y$ para topologia LCL P, $Q_s = 5$

x_i	Y									
	S_L	I_p	θ_{I_p}	I_s	V_L	I_L	V_{cp}	I_{cp}	V_{cs}	I_{cs}
L_p	0,285	0,041	-0,035	0,238	0,282	0,282	0,165	0,186	0,282	0,235
L_s	-0,255	-0,120	0,013	-0,207	-0,253	-0,253	-0,494	-0,535	-0,253	-0,204
L_a	-0,267	-0,644	-0,414	-0,201	-0,265	-0,265	-0,112	-0,118	-0,265	-0,198
C_p	0,277	0,703	-0,416	0,224	0,274	0,274	0,101	0,303	0,274	0,221
C_s	-0,044	-0,129	-0,021	0,387	-0,044	-0,044	-0,425	-0,456	-0,044	0,398
R_p	-0,012	-0,034	-0,014	-0,002	-0,012	-0,012	-0,025	-0,027	-0,012	-0,002
R_s	-0,036	-0,015	-0,009	-0,016	-0,036	-0,036	-0,025	-0,026	-0,036	-0,015
f	0,034	-0,135	-0,810	0,445	0,032	0,032	-0,710	-0,577	0,032	0,456
k	0,531	-0,027	-0,029	0,442	0,527	0,527	0,115	0,122	0,527	0,436
Mín.Y	271,200	4,095	-94,241	5,222	249,323	1,088	97,848	2,174	249,323	5,106
Méd.Y	364,781	4,227	-91,070	6,429	289,079	1,261	140,258	3,023	289,079	6,304
Nom.Y	372,885	4,231	-91,088	6,504	292,351	1,275	141,105	3,042	292,351	6,377
Max.Y	415,622	4,366	-88,078	6,997	308,650	1,347	163,381	3,530	308,650	6,868

5.6 - Sobre Técnicas de Controle e a Sensibilidade Paramétrica

Um contra-argumento para a realização do ESP é que técnicas de controle podem ser adotadas para limitar os efeitos das variabilidades dos componentes de um conversor de TIP. Por exemplo, ao se adotar um controle de corrente no indutor emissor, evidentemente os resultados das tabelas anteriores perdem parte da validade. A corrente, que se comportava conforme previsão das tabelas, poderia ser mantida constante e em seu valor nominal por um controlador externo. Sob a ótica de que todas as saídas são passíveis de controle, o Estudo de Sensibilidade Paramétrica jamais teria sentido.

Contudo, por questões de custo e de ordem técnica, não é possível controlar simultaneamente todas as saídas, de forma que o controle de corrente não impede que as demais saídas divirjam da condição nominal. Mais além, (tomando ainda o exemplo do controle de corrente) manter a corrente constante implicaria em ajustar V_p e/ou f , impostos pelo estágio inversor. Neste caso, se modificariam parâmetros como V_{cp} e V_{cs} , a depender da topologia, e possivelmente não seria viável a manutenção de comutação suave. Portanto, a técnica de controle, ao reduzir a variabilidade de uma saída, transfere-a às outras, estas de menor importância para a aplicação do conversor.

Como comentam Swain, Devarakonda e Madawala (2014), o Estudo de Sensibilidade Paramétrica é uma ferramenta essencial justamente na fase de projeto de controladores, porque somente conhecendo-se e quantificando-se os fatores que afetam uma saída de interesse é que se pode propor uma solução que os minimize.

Ainda, o ESP justifica-se porque existem conversores desprovidos de técnicas de controle, que operam em malha aberta. São sim casos de baixo custo, contudo são de grande importância para a popularização de TIP. Como exemplo, tome-se o conversor *push-pull* auto-sustentado implementado no capítulo 2.

5.7 - Considerações Finais

Um método estatístico foi aplicado neste capítulo para avaliar a influência de uma variável de entrada sobre saídas de interesse. Para isso, foram obtidos modelos matemáticos fasoriais de dez circuitos usuais em Transferência Indutiva de Potência. Por se tratarem de modelos exatos, foi introduzida a simplificação de que não existem perdas nos núcleos magnéticos, embora as perdas nos enrolamentos tenham sido consideradas (pela presença de R_p e R_s). Todos os modelos permitem análise de emissor e receptor acoplados tal que é observável a interação entre suas malhas ressonantes, diferentemente do que se observa na literatura.

Segundo um exemplo numérico, o ESP foi feito com as variáveis de entrada sendo variadas uma a uma, conforme procedimento *OAT*, e assim obteve-se um indicador de quais delas individualmente contribuem mais para a resposta do sistema. Este indicador é o Índice de Sensibilidade Local e ele foi aplicado à potência aparente entregue à carga do receptor. Observou-se que o fator de qualidade do receptor modifica a sensibilidade da potência em relação aos parâmetros de entrada. Resultados semelhantes ocorrem para as demais saídas dos conversores.

O ESP foi estendido ao caso em que todas as entradas possuem respectivas variabilidades. Diversas respostas de cada circuito foram quantificadas com base em um indicador denominado Índice de Sensibilidade Global, que nesta tese define-se como uma medida estatística da dispersão de pontos no plano cartesiano. Dentre as diversas informações podem ser obtidas a partir dos resultados de sensibilidade global apresentados e que dependem da aplicação do conversor, sobressalta o fato de que as topologias com compensação paralelo no emissor podem tornar-se inerentemente tolerantes a mudanças em k , sendo para isto necessário somente a escolha adequada do valor numérico de L_s e L_p , independentemente da geometria do acoplador magnético.

Capítulo 6

Estudo de Conversores em Modo de Bifurcação

6.1 - Introdução

Este capítulo tem o objetivo de determinar precisamente as condições para as quais ocorre o fenômeno de bifurcação em uma das quatro topologias básicas de compensação, bem como estender a análise a conversores com múltiplos receptores.

Em um conversor com frequência fixa, busca-se sintonizar os elementos reativos de tal maneira que $f_0 = 1 / (2\pi\sqrt{L_s C_s})$ seja a frequência de ressonância, também chamada de frequência natural não amortecida (FNNA), e que representa a fronteira entre a carga com comportamento capacitivo ou indutivo. Como L_s e C_s possuem suas variabilidades intrínsecas, operar exatamente com f_0 é tarefa difícil, quase sempre não cumprida. Se aceita então operar nas proximidades de f_0 , como regra geral de projeto. Mas a FNNA não é a única frequência para se obter compensação completa de reatâncias.

Se o fator de qualidade do circuito ressonante é suficientemente grande, como mencionado no capítulo anterior, correntes e tensões serão senoidais. Assim, para certa frequência, a tensão e a corrente fornecidas por um inversor em regime permanente estarão em fase. A esta frequência dá-se o nome de frequência de ressonância de fase zero (FRFZ), f_r , calculada por (6.1), segundo Hu (2009). Ao contrário de f_0 , f_r depende da carga conectada ao circuito ressonante e varia com ela.

$$f_r \propto f_0 \sqrt{1 - \frac{1}{Q_s^2}} \quad (6.1)$$

Se for possível variar f_r continuamente em função de Q_s , obtêm-se as mesmas vantagens da operação em f_0 , isto é, potência reativa circulando apenas entre indutores e capacitores, com carga puramente resistiva vista pelos terminais do estágio inversor e conseqüente fator de potência unitário. Nesta situação, o inversor fornece apenas potência ativa ao circuito ressonante.

Considerando a compensação SS e as indutâncias hipotéticas da Tabela 5.1 (capítulo anterior), seja o circuito simplificado e genérico da Figura 6.1(a), para o qual a Figura 6.1(b) mostra o comportamento da reatância vista pelos terminais do inversor (Z_{in}), quando a frequência f imposta por ele é variada em $\pm 20\%$ de f_0 . Por simplificação, a parte imaginária de Z_{in} , $\text{Im}(Z_{in})$, foi normalizada por $\text{Re}(Z_{r0})$, a parcela real da impedância do secundário referida ao primário.

Para qualquer Q_s , $\text{Im}(Z_{in})$ é nulo quando $u = f/f_0 = 1$, pois nesta condição o circuito ressonante opera exatamente na FNNA. Entretanto, enquanto para $Q_s = 2$, $\text{Im}(Z_{in})$ é nulo apenas na FNNA (que é também uma frequência de ressonância de fase zero), para $Q_s = 6$ ou $Q_s = 8$ existirão outras duas

FRFZ, indicadas por u_2 e u_3 . O mesmo ocorre para $Q_s = 4$, embora a resolução do gráfico não seja suficiente para mostrar isto. À existência de mais de uma FRFZ, dá-se o nome de Bifurcação. Para uma comprovação experimental da ocorrência de múltiplas frequências de fase zero, considere-se o Apêndice E, para a topologia SP, utilizando um inversor *half-bridge* alimentado em tensão.

Figura 6.1 – Ilustração de bifurcação, (a) circuito genérico com impedância Z_{in} , (b) bifurcação na topologia SS para os dados da Tabela 5.1 e (c) exemplo hipotético do comportamento de potências e eficiência

A Figura 6.1(c) apresenta uma visão do fenômeno de bifurcação a partir das potências ativas de entrada (P_{in} , fornecida pelo inversor) e na carga (P_L), para a topologia SS com parâmetros arbitrários. Dois picos de potência na carga são observados, um abaixo e outro acima da frequência natural de ressonância (respectivamente, $f = 0,87f_0$ e $f = 1,40f_0$). A eficiência, por outro lado, possui três picos de mesma amplitude, sendo um deles em f_0 .

Este fenômeno deve ser estudado pelos seguintes motivos:

- Se o inversor opera em frequência fixa, mas, pelos motivos do capítulo anterior, admite-se variação em torno da frequência nominal, os limites de carga para ocorrência de bifurcação devem ser conhecidos, a fim de serem evitadas instabilidades operacionais no conversor e também para caracterizar $\text{Im}(Z_{in})$, que assumirá valores não nulos, levando à circulação de potência reativa no inversor;
- Se o inversor opera em frequência variável, as frequências de fase zero devem ser conhecidas, pois como se verá, nas proximidades da fronteira de bifurcação ocorre deterioração na potência transferida ao secundário. Novamente, instabilidades de controle e operação podem ocorrer na presença do fenômeno de bifurcação, uma vez que o sistema fracamente acoplado (conectado ao inversor) ora apresenta natureza capacitiva, ora indutiva. Além disso, o estabelecimento de equações que descrevem o fenômeno permite o projeto de controladores específicos para operação segura sob bifurcação ou livre dela;
- Sob operação em frequência fixa ou variável, a ocorrência de bifurcação está diretamente associada aos máximos de eficiência do conversor, de forma que o projeto otimizado para máximo rendimento global requer o conhecimento das condições de múltiplas frequências de fase zero.

6.2 - Condições Generalizadas de Bifurcação

O fenômeno foi primeiramente documentado por Wang (2004), que procurou obter equação analítica para determinar o valor máximo de Q_s para que uma dada topologia de compensação (SS, SP, PS ou PP) apresente bifurcação. Por meio de extenso desenvolvimento algébrico, Wang (2004) obteve equação tal qual (6.2), que expressa $\text{Im}(Z_{in})$ em função de Q_s , Q_p (o fator de qualidade do circuito emissor) e da frequência normalizada $u = f/f_0$.

$$\text{Im}(Z_{in}) = \frac{u^2 - 1}{D(Q_p, Q_s, u)} G(Q_p, Q_s, u) \quad (6.2)$$

Onde $D(Q_p, Q_s, u)$ é dado por (6.3) para topologia SS e SP, (6.4) para PS e (6.5) para PP.

$$D(Q_p, Q_s, u) = u Q_s^2 (u^2 - 1)^2 + u^3 \quad (6.3)$$

$$D(Q_p, Q_s, u) = u(1 + Q_p^2) \left\{ u^6 + \left[(u^2 - 1)^2 Q_p Q_s^2 + u^2 Q_p - u^2 Q_s (u^2 - 1) \right]^2 \right\} \quad (6.4)$$

$$D(Q_p, Q_s, u) = u(1 + Q_d^2) \left\{ u^2 + \left[(u^2 - 1)^2 Q_d Q_s^2 + u^2 Q_d - (u^2 - 1) Q_s \right]^2 \right\} \quad (6.5)$$

E ainda $G(Q_p, Q_s, u)$ é dado pelo polinômio (6.6), com coeficientes c_0 a c_8 da Tabela 6.1.

$$G(Q_p, Q_s, u) = c_8 u^8 + c_6 u^6 + c_4 u^4 + c_2 u^2 + c_0 \quad (6.6)$$

Ao repetir o procedimento e obter os mesmos coeficientes de Wang (2004), a presente tese encontrou dificuldades na solução dos polinômios $G(Q_p, Q_s, u)$, sobretudo para as topologias PS e PP. Isto ocorreu porque, para que não ocorra bifurcação é preciso que $G(Q_p, Q_s, u) > 0$. A solução desta inequação requer a determinação do discriminante polinomial, que para um polinômio de grau $h = 2$ é dado por (6.7), mas que precisa ser expandido conforme (6.8) para o polinômio de grau $h = 8$. Em (6.8), r_i e r_j são raízes do polinômio, que evidentemente são desconhecidas.

Ainda que (6.6) seja manipulada para resultar em um polinômio de grau $h = 4$, o discriminante é por si só uma função polinomial dos coeficientes da Tabela 6.1, com 16 termos. Isto torna o estudo analítico impeditivo, como foi sucintamente mencionado por Wang, Covic e Stielau (2004).

$$\Delta = c_2^2 - 4c_4c_0 \quad (6.7)$$

$$\Delta = c_h^{2h-2} \prod_{i,j}^h (r_i - r_j)^2 \quad (6.8)$$

Tabela 6.1 – Coeficientes de $G(Q_p, Q_s, u)$

	c_4	$Q_p Q_s^2 - Q_s$
SS	c_2	$Q_p - 2Q_p Q_s^2$
	c_0	$Q_p Q_s^2$
	c_4	$Q_p Q_s^2 - Q_s$
SP	c_2	$(1 - 2Q_s^2) \left(Q_p - \frac{1}{Q_s} \right) - Q_s$
	c_0	$Q_p Q_s^2 - Q_s$
	c_8	$Q_p^3 Q_s^4 - 2Q_p^2 Q_s^3 + Q_p Q_s^2$
	c_6	$-4Q_p^3 Q_s^4 + Q_p + 2Q_p^3 Q_s^2 + 5Q_p^2 Q_s^3 - Q_p Q_s^4 - Q_p Q_s^2 - 2Q_p^2 Q_s + Q_s^3$
PS	c_4	$6Q_p^3 Q_s^4 + Q_p - 4Q_p^3 Q_s^2 - 4Q_p^2 Q_s^3 + 3Q_p Q_s^4 - 2Q_p Q_s^2 + Q_p^3 + Q_p^2 Q_s - 2Q_s^3 + Q_s$
	c_2	$-4Q_p^3 Q_s^4 + 2Q_p^3 Q_s^2 + Q_p^2 Q_s^3 - 3Q_p Q_s^4 + 2Q_p Q_s^2 + Q_s^3$
	c_0	$Q_p^3 Q_s^4 + Q_p Q_s^4$
	c_8	$Q_d^3 Q_s^4$
	c_6	$-4Q_d^3 Q_s^4 + 2Q_d^3 Q_s^2 - 2Q_d^2 Q_s^3 - Q_d Q_s^4$
PP	c_4	$6Q_d^3 Q_s^4 - 4Q_d^3 Q_s^2 + 5Q_d^2 Q_s^3 + 3Q_d Q_s^4 - Q_d Q_s^2 - 2Q_d^2 Q_s + Q_d^3 + Q_s^3$
	c_2	$-4Q_d^3 Q_s^4 + 2Q_d^3 Q_s^2 - 4Q_d^2 Q_s^3 - 3Q_d Q_s^4 + Q_d Q_s^2 + Q_d^2 Q_s - 2Q_s^3 + Q_s$
	c_0	$Q_d^3 Q_s^4 + Q_d^2 Q_s^3 + Q_d Q_s^4 + Q_s^3$

Na Tabela 6.1,

$$Q_d = Q_p - \frac{1}{Q_s} \quad (6.9)$$

Recorrendo a múltiplas simulações numéricas e aleatórias, Wang, Covic e Stielau (2004) determinaram que a bifurcação ocorre se é atendida a inequação (6.10) para a topologia SS e estimaram que o fenômeno ocorre se são atendidas (6.11) para SP e PP e ainda (6.12) para PS.

$$Q_p < \frac{4Q_s^3}{4Q_s^2 - 1} \quad (6.10)$$

$$Q_p < Q_s + \frac{1}{Q_s} \quad (6.11)$$

$$Q_p < Q_s \quad (6.12)$$

Deve-se mencionar que outros autores, como Huang *et al.* (2014), também investigaram o fenômeno de bifurcação (ao qual atribuíram alternativamente o termo “divisão de frequência”, ou, originalmente, *frequency splitting*) e definiram condições de ocorrência. São, contudo, condições válidas para seus estudos específicos e não são generalizadas.

6.2.1 - Determinação Precisa das Condições de Bifurcação

Durante os estudos de sensibilidade paramétrica do capítulo anterior, constatou-se que muitas vezes as condições (6.10), (6.11) e (6.12) falham em determinar precisamente a ocorrência de bifurcação, em especial se $Q_s < 2$ (em todas as topologias) ou se $Q_s \approx Q_p$ (sobretudo para a topologia PS). Isto indica que tais condições não são conceitualmente exatas e também não são suficientes para o projeto de um controlador livre de bifurcação.

Para obter condições mais precisas, é necessário evitar a solução de (6.6). Portanto, o algoritmo da Figura 6.2 é proposto. Primeiramente, define-se a topologia em estudo e os parâmetros L_p , L_s e f_0 . Partindo-se de um valor baixo para Q_s , varia-se Q_p em uma faixa prática, como $Q_p = 1$ a $Q_p = 10$, incrementando-o a cada iteração por um valor ΔQ pequeno ($\Delta Q = 0,01$, como sugestão). A cada Q_p simulado, são calculadas as capacitâncias de compensação C_p e C_s , a depender da topologia, como já discutido. Note-se que para este cálculo a frequência natural de ressonância, f_0 , é usada, pois ela é o parâmetro nominal. Para o cálculo de C_p , nas topologias SP, PS e PP é necessário determinar inicialmente a indutância mútua e isto é feito implicitamente a partir dos fatores de qualidade, como demonstrado a seguir.

Para as topologias em que a compensação série é usada no secundário, Q_p é dado por (6.13). Quando a compensação do secundário é do tipo paralelo, (6.14) é válida.

$$Q_p = \frac{L_p R_L}{\omega_0 M^2} \quad (6.13)$$

$$Q_p = \frac{\omega_0 L_p L_s^2}{R_L M^2} \quad (6.14)$$

Manipulando (6.13) sabendo-se que $Q_s = (\omega_0 L_s)/R_L$ ou (6.14) considerando $Q_s = R_L/(\omega_0 L_s)$ e a já conhecida expressão de M em função de k , obtém-se sempre (6.15). A partir das expressões de Q_s , calcula-se também a carga R_L equivalente.

$$k = \frac{1}{\sqrt{Q_p Q_s}} \quad (6.15)$$

Tendo calculado todos os parâmetros, procede-se à determinação da impedância vista pelos terminais do inversor, Z_{in} , assumindo que a frequência varia entre o limite inferior f_{inf} e o limite superior f_{sup} e é incrementada por Δf .

Ao invés de se obter uma expressão para Z_{in} para cada topologia, o que seria um exercício algébrico apenas, faz-se a simplificação do modelo T pertinente a cada topologia (conforme capítulo anterior) na própria rotina computacional. A impedância Z_{in} de cada iteração i é então calculada e armazenada no vetor z .

Figura 6.2 – Algoritmo para determinação das condições de bifurcação

Finalizada a varredura em frequência, determina-se a parcela imaginária de z . Cabe fazer a observação de que, se uma expressão explícita de Z_{in} tivesse sido determinada, seria preciso escrevê-la na forma retangular, isto é, separar claramente a parcela real e imaginária da impedância (pelo método de multiplicação de numerador e denominador pelo complexo conjugado). Isto foi realizado para a topologia SS e se mostrou um exercício exaustivo e lento (trata-se da mesma equação determinada por Hu (2009), página 70, equação (3-29)).

De posse de $\text{Im}(z)$, um algoritmo simples para Detecção de Passagem por Zero (DPZ) foi implementado. Se $\text{Im}(z)$ possui um único cruzamento com zero, não há bifurcação e tem-se apenas u_1 .

Se existem dois ou mais cruzamentos, fica caracterizada a bifurcação. Neste caso, o valor de Q_p e Q_s é armazenado em um vetor $\mathbf{b}$, indexado por m .

O processo então recomeça para $Q_p = Q_p + \Delta Q_p$. Ao final da faixa de Q_p , Q_s é incrementado e novamente se avalia toda a faixa de Q_p . Ao final de toda a variação de Q_s , o algoritmo é finalizado e $\mathbf{b}$ é disponibilizado. Ele contém todas as ocorrências de bifurcação e pode ser avaliado graficamente.

6.2.2 - Redefinição das Condições de Bifurcação

A Figura 6.3 mostra o resultado da aplicação do algoritmo da Figura 6.2 para as quatro topologias básicas. Para cada uma delas, a condição de bifurcação proposta por Wang (2004) é mostrada (sob a legenda “Literatura”). Tal qual descrito por (6.10), (6.11) e (6.12), a bifurcação deveria ocorrer para qualquer combinação (Q_p, Q_s) abaixo do limite teórico (isto é, abaixo e/ou à esquerda da linha tracejada). Isto é inválido para Q_s reduzido, pois como mostrado, a região de bifurcação torna-se restrita à área hachurada.

Observa-se ainda que em todos os casos, a região de bifurcação é definida não só por um limite superior mas também por um limite inferior que não havia sido documentado na literatura. Ou seja, existe a possibilidade de operar com $Q_p < Q_s$, sem que se esteja sujeito à bifurcação.

A região onde ocorre bifurcação, redefinida, é dada por (6.16) e (6.17) para topologia SS.

$$Q_p < \frac{4Q_s^3}{4Q_s^2 - 1}, \text{ limite superior} \quad (6.16)$$

$$Q_p > \frac{1}{Q_s}, \text{ limite inferior} \quad (6.17)$$

Para topologia SP, tem-se (6.18) e (6.19).

$$Q_p < Q_s + \frac{1}{Q_s}, \text{ limite superior} \quad (6.18)$$

$$Q_p > \frac{6}{3Q_s + 1}, \text{ limite inferior} \quad (6.19)$$

Para topologia PS, são válidas (6.20) e (6.21).

$$Q_p < \frac{6Q_s^2 - 9Q_s}{6Q_s - 8}, \text{ limite superior} \quad (6.20)$$

$$Q_p > \frac{2}{Q_s}, \text{ limite inferior} \quad (6.21)$$

Figura 6.3 – Comparativo de condições de bifurcação para as quatro topologias básicas, (a) SS, (b) SP, (c) PS e (d) PP

Finalmente, tem-se (6.22) e (6.23) para topologia PP.

$$Q_p < Q_s + \frac{1}{Q_s}, \text{ limite superior} \quad (6.22)$$

$$Q_p > \frac{8}{4Q_s + 1}, \text{ limite inferior} \quad (6.23)$$

Mais além, considerando que em (6.15) tem-se sempre $k \leq 1$, (6.24) pode ser escrita. Este limite teórico também foi incluído nos casos da Figura 6.3.

$$Q_p \geq \frac{1}{Q_s} \quad (6.24)$$

Todos os limites inferiores foram obtidos aproximando-se os resultados numéricos do algoritmo da Figura 6.2 para uma função polinomial racional cujo numerador é uma constante e o denominador é de primeiro grau. Para os limites superiores assumiu-se numerador quadrático e denominador de primeiro grau, com exceção da topologia SS que precisou ser aproximada por numerador cúbico e denominador quadrático. O coeficiente de determinação (R^2) foi escolhido como índice de mérito para qualidade da aproximação polinomial e para todas as aproximações garantiu-se $R^2 > 0,95$.

6.2.3 - Prova das Condições Redefinidas

Considerando oito exemplos, dados na Tabela 6.2, prova-se que as expressões (6.16) a (6.23) prevêem mais corretamente a ocorrência ou não de bifurcação do que os limites atuais da literatura.

Tomando a topologia PS como exemplo, o procedimento de prova é feito como se segue: Na respectiva Figura 6.3 escolhe-se um ponto (Q_s, Q_p) abaixo do limite descrito na literatura (segundo o qual deveria ocorrer bifurcação), porém dentro da nova região onde diz-se não haver bifurcação. Na Figura 6.3(c), o ponto $Q_s = 1,6$ e $Q_p = 1$ é um exemplo. Aplicando (6.15), obtém-se $k = 0,79$ (portanto, um ponto válido, pois $k \leq 1$). Considerando $L_p = 120 \mu\text{H}$, $L_s = 190 \mu\text{H}$ e $f_0 = 38,4 \text{ kHz}$, calcula-se $C_p = 71,57 \text{ nF}$ e $C_s = 90,41 \text{ nF}$, pela Tabela 2.1, do capítulo 2, e determina-se a carga $R_L = 28,65 \Omega$, pois $Q_s = (\omega_0 L_s)/R_L$. Finalmente, estes parâmetros podem ser introduzidos em um aplicativo de simulação como *OrCAD PSpice* ou *MatLab Simulink* para que então se avalie $\text{Im}(Z_{in})$.

Na Figura 6.4 estão também exemplos para as demais topologias (são os exemplos marcados com “*” na Tabela 6.2). Todos os casos da Tabela 6.2 deveriam mostrar bifurcação segundo o equacionamento de Wang, Covic e Stielau (2004). Contudo, todos estes exemplos possuem apenas um cruzamento com $\text{Im}(Z_{in}) = 0$, e este ocorre exatamente em f_0 . Com isto, prova-se que as condições de

bifurcação redefinidas, conforme (6.16) a (6.23), são definitivamente mais adequadas para previsão do fenômeno.

Figura 6.4 – Provas de não-bifurcação

Tabela 6.2 – Prova das Condições de Bifurcação Redefinidas

Exemplo	Topologia	Q_s	Q_p	Previsão Literatura	Previsão Condições Redefinidas	Simulação PSpice
Caso 1*	SS	0,6	4,0	Ocorre	Não ocorre	Não ocorre
Caso 2	SP	1,0	1,2	Ocorre	Não ocorre	Não ocorre
Caso 3*	SP	3,0	0,4	Ocorre	Não ocorre	Não ocorre
Caso 4	PS	3,0	0,4	Ocorre	Não ocorre	Não ocorre
Caso 5*	PS	1,6	1,0	Ocorre	Não ocorre	Não ocorre
Caso 6	PS	3,0	2,8	Ocorre	Não ocorre	Não ocorre
Caso 7	PP	0,8	1,6	Ocorre	Não ocorre	Não ocorre
Caso 8*	PP	3,0	0,4	Ocorre	Não ocorre	Não ocorre

Deve-se observar que as expressões (6.16) a (6.23) valem para qualquer combinação de indutâncias próprias, mútuas e qualquer faixa de frequências. As condições de bifurcação redefinidas são generalizadas.

As topologias LCL-S e LCL-P, comportar-se-ão de maneira semelhante a PS e PP quando a compensação C_p for calculada para compensar também a reatância indutiva introduzida pelo indutor L_a adicional. Isto é feito calculando-se C_p para PS ou PP e em seguida corrigindo-o conforme (6.25). As condições de bifurcação serão funções de L_a . Para as topologias CLC-SS e CLC-SP, que derivam de SS e SP, irão se comportar conforme seus circuitos originais, quando a reatância introduzida por L_a for apropriadamente compensada por C_a e C_b , dados por (6.26). Nestes casos também as condições de bifurcação serão funções de L_a .

$$C_{p, \text{corrigido}} \cong C_p + \frac{1}{\omega_0^2 L_a} \quad (6.25)$$

$$C_a = C_b = \frac{1}{\omega_0^2 L_a} \quad (6.26)$$

6.3 - Efeito sobre Potência e Frequência

Nas seções anteriores foram discutidos os limites para ocorrência ou não de bifurcação. A partir deste ponto, demonstra-se como a variação da frequência de operação do conversor deve ser feita para que se mantenha $\text{Im}(Z_{in})$ nulo e qual o efeito de tal variação sobre a potência no secundário.

Um conversor para transferência indutiva de potência é projetado para operar com fatores de qualidade Q_p e Q_s nominais e um fator de acoplamento nominal. A partir destes parâmetros são determinados os elementos compensadores C_p e C_s . Todavia, durante operação normal, ainda que k seja mantido fixo, em aplicações de recarga de baterias, por exemplo, Q_s não o será. Isto ocorre porque a carga equivalente R_L modifica-se conforme o estado de carga da bateria varia entre descarregado (R_L mínimo) e totalmente carregado (R_L máximo). Se C_p e C_s são fixos, evidentemente a compensação de reatâncias indutivas é prejudicada.

Em um conversor variável em frequência, é possível manter a parcela reativa da impedância Z_{in} nula para toda a faixa de R_L , controlando-se apropriadamente f . Aproveitando o caso da recarga de baterias, serão analisadas a seguir as topologias SP e PP, cuja compensação secundária em paralelo é de grande utilidade quando se deseja obter elevadas correntes. Para toda esta seção, será considerado o mesmo exemplo numérico da Tabela 5.1 (capítulo anterior), sendo escolhido o valor nominal $Q_s = 2,5$. Além disso, todos os comentários referem-se ao regime permanente.

A Figura 6.5(a) mostra curvas f/f_0 vs. Q_s para que se mantenha $\text{Im}(Z_{in})$ sempre nula, para topologia SP. Para $Q_s = 2,5$, a frequência de fase zero é exatamente f_0 , tal que $f/f_0 = 1$. Conforme Q_s aumenta, pode-se manter $\text{Im}(Z_{in}) = 0$ mantendo-se a mesma frequência até que Q_s seja ligeiramente maior que três. Neste ponto ocorre a bifurcação, ou seja, têm-se outras frequências de ressonância de fase zero e pode-se afirmar que o inversor ficará isento de fornecer potência reativa se f for reduzida conforme a curva de u_1 ou se f for elevada conforme a curva de u_3 ou ainda se f for mantida como indicado por u_2 . Em qualquer caso, $\text{Im}(Z_{in})$ será nulo para Q_s crescente. Seria intuitivo optar por seguir a curva u_1 , reduzindo f . Mas a decisão mais acertada depende da análise da evolução da potência na carga.

A Figura 6.5(b) mostra a potência ativa na carga normalizada P/P_0 vs. Q_s . Observa-se que $P/P_0 = 1$ para $Q_s = 2,5$, já que esta é a condição nominal. Após alcançar Q_s onde ocorre bifurcação, seguir pela curva u_1 implicaria reduzir a potência na carga. E de maneira ainda mais interessante, elevar a frequência de acordo com u_3 resultaria igualmente em redução da potência. O melhor seria então manter f , de acordo com u_2 , o que tornaria a potência na carga uma função crescente.

Este resultado considera que o inversor do circuito primário é capaz de manter corrente constante excitando o indutor L_p . Esta é uma suposição que nem sempre será verdade, a depender de onde a técnica de variação de frequência for empregada. Por outro lado, fontes AC reguladas em corrente tem sido usadas em transferência indutiva corriqueiramente.

Figura 6.5 – Bifurcação na topologia SP, (a) f/f_0 vs. Q_s e (b) P/P_0 vs. Q_s

A respeito da topologia PP, cujos resultados são apresentados na Figura 6.6, se observa que para $Q_s < 2,5$ a frequência de fase zero é ligeiramente superior a f_0 . Além disso, antes que a bifurcação ocorra para Q_s pouco superior a quatro, não há alternativa de manter $\text{Im}(Z_{in}) = 0$ se não pela redução de f . Se isto for feito, no momento da bifurcação $f \approx 0,9f_0$, e as demais alternativas, u_2 e u_3 , iriam requerer $f \approx 1,1f_0$, demandando elevação abrupta de frequência caso a estratégia de controle opte por u_2 ou u_3 .

Evidentemente Q_s não se eleva rapidamente (em comparação com o período das formas de onda de corrente em questão), de modo que o conversor, ao detectar a proximidade da bifurcação, poderia iniciar uma rampa controlada e suave para obter o novo ponto de operação desejado, seja em u_1 , u_2 ou u_3 . Nesta situação, por alguns momentos é plausível que $\text{Im}(Z_{in})$ não seja absolutamente nulo.

Em termos de potência, seguir por u_2 traria a vantagem de $P > P_0$ para Q_s crescente, à custa de f cerca de 5% superior a f_0 .

Figura 6.6 – Bifurcação na topologia PP, (a) f/f_0 vs. Q_s e (b) P/P_0 vs. Q_s

6.4 - Bifurcação em Sistemas com Múltiplos Receptores

Existe interesse em conversores capazes de alimentar indutivamente mais de uma carga, por exemplo, múltiplos dispositivos pessoais como aparelhos telefônicos e similares. Considerando que todos os receptores são de naturezas iguais, isto é, todos compensados em série ou todos compensados em paralelo, tem-se a Figura 6.7, onde os diversos receptores são transformados em um único circuito equivalente através de procedimento proposto a seguir.

Figura 6.7 – Sistemas com múltiplos receptores, (a) em série e (b) em paralelo

Se cada secundário possui impedância Z_s e denotando a impedância do n -ésimo secundário por $Z_{s,n}$, o processo de obtenção do circuito equivalente se inicia por referir cada secundário individualmente ao primário, calculando-se $Z_{r,n}$. Isto é feito conforme (6.27), onde M_n é a indutância mútua entre emissor e o n -ésimo receptor.

$$Z_{r,n} = \frac{\omega_0^2 M_n^2}{Z_{s,n}} \quad (6.27)$$

Todas as impedâncias referidas são somadas, tal que se determina $Z_{r,eqv}$. Em seguida, este equivalente é referido de volta ao secundário, através de uma indutância mútua equivalente M_{eqv} , obtendo-se $Z_{s,eqv}$, de acordo com (6.28). Tal indutância, definida em (6.29), nada mais é do que a média geométrica das indutâncias mútuas individuais.

$$Z_{s,eqv} = \frac{\omega_0^2 M_{eqv}^2}{Z_{r,eqv}} \quad (6.28)$$

$$M_{eqv} = \sqrt[n]{\prod_{i=1}^n M_i} \quad (6.29)$$

Por este procedimento, o circuito equivalente pode ser estudado exatamente da mesma maneira que tem sido usada neste trabalho até então, através do circuito equivalente T. Todas as expressões dos capítulos anteriores podem ser diretamente aplicadas ao secundário equivalente.

Para todo o equacionamento deduzido nesta seção, se assume que não há acoplamento magnético entre receptores. Isto é possível pelo projeto adequado dos elementos magnéticos.

Aplicando o procedimento descrito, para múltiplos receptores compensados em série tem-se (6.30) e (6.31). São expressões que contemplam receptores com parâmetros (carga, capacitância e indutância) diferentes entre si, portanto, generalizadas.

$$Z_{r,n} = \frac{\omega_0^2 M_n^2}{\left(R_{L,n} + j\omega L_{s,n} + \frac{1}{j\omega C_{s,n}} \right)} \quad (6.30)$$

$$Z_{r,eqv} = \sum_{i=1}^n \left(\frac{\omega_0^2 M_i^2}{\left(R_{L,i} + j\omega L_{s,i} + \frac{1}{j\omega C_{s,i}} \right)} \right) \quad (6.31)$$

Conhecendo $Z_{r,eqv}$, através de (6.28) obtém-se a impedância do secundário equivalente $Z_{s,eqv}$. Fazendo $\text{Im}(Z_{s,eqv}) = X_{s,eqv}$ e assumindo que todos os indutores receptores são idênticos (tal que o indutor equivalente $L_{s,eqv}$ é dado por (6.32)), a capacitância equivalente $C_{s,eqv}$ é obtida por (6.33). Cabe comentar que a suposição feita em (6.32) é bastante cabível, pois quando um conversor alimenta múltiplos receptores, espera-se que eles sejam idênticos (a menos da carga conectada a cada um deles), pois compartilham um mesmo indutor emissor. Como emissor e receptores compartilham também a mesma frequência natural de ressonância, em muitas aplicações será possível assumir (6.34).

$$L_{s,eqv} = \frac{L_{s,n}}{n} \quad (6.32)$$

$$C_{s,eqv} = \frac{1}{\omega^2 L_{s,eqv} - \omega X_{s,eqv}} \quad (6.33)$$

$$C_{s,eqv} = n C_{s,n} \quad (6.34)$$

A carga equivalente $R_{L,eqv}$ é calculada como $\text{Re}(Z_{s,eqv}) = R_{L,eqv}$ e em termos dos parâmetros individuais dos receptores, ela é dada por (6.35). Para fins de modelagem e simulação, o fator de acoplamento equivalente k_{eqv} é dado por (6.36), que pode ser simplificada para (6.37) se todos os receptores possuírem mesmo fator de acoplamento k_n com o emissor.

$$R_{L,eqv} = \frac{M_{eqv}^2}{\sum_{i=1}^n \left(\frac{M_i^2}{R_{L,i}} \right)} \quad (6.35)$$

$$k_{eqv} = \frac{M_{eqv}}{\sqrt{L_p L_{s,eqv}}} \quad (6.36)$$

$$k_{eqv} = k_n \sqrt{n} \quad (6.37)$$

Por fim, o fator de qualidade equivalente aos múltiplos receptores $Q_{s,eqv} = \omega_0 L_{s,eqv} / R_{L,eqv}$ pode ser calculado de acordo com (6.38) empregando os fatores de qualidade individuais.

$$Q_{s,eqv} = \frac{1}{nM_{eqv}^2} \sum_{i=1}^n (Q_{s,i} M_i^2) \quad (6.38)$$

Quanto ao caso de múltiplos receptores compensados em paralelo, valem (6.39) e (6.40).

$$Z_{r,n} = \frac{\omega_0^2 M_n^2}{\left(j\omega L_{s,n} + \frac{1}{\frac{1}{R_{L,n}} + j\omega C_{s,n}} \right)} \quad (6.39)$$

$$Z_{r,eqv} = \sum_{i=1}^n \frac{\omega_0^2 M_i^2}{\left(j\omega L_{s,i} + \frac{1}{\frac{1}{R_{L,i}} + j\omega C_{s,i}} \right)} \quad (6.40)$$

Como (6.28), (6.29) e (6.32) também se aplicam, a impedância do secundário equivalente já descontando a reatância do indutor $L_{s,eqv}$, chamada aqui de $Z_{CR,eqv}$, é dada por (6.41) e sua admitância $Y_{CR,eqv}$ é calculada por (6.42).

$$Z_{CR,eqv} = Z_{s,eqv} - j\omega L_{s,eqv} \quad (6.41)$$

$$Y_{CR,eqv} = \frac{1}{Z_{CR,eqv}} \quad (6.42)$$

Assim se torna simples o cálculo de $R_{L,eqv} = 1/\text{Re}(Y_{CR,eqv})$ através dos parâmetros individuais, como mostrado em (6.43). A capacitância equivalente é dada por (6.44), que assume a mesma forma de (6.34) se os receptores possuírem todos a mesma capacitância de compensação.

$$R_{L,eqv} = \frac{1}{n^2 M_{eqv}^2} \sum_{i=1}^n (R_{L,i} M_i^2) \quad (6.43)$$

$$C_{s,eqv} = \frac{\text{Im}(Y_{CR,eqv})}{\omega} \quad (6.44)$$

Por último, $Q_{s,eqv}$ é obtido também por (6.38), sendo $Q_{s,eqv} = R_{L,eqv}/(\omega_0 L_{s,eqv})$.

6.4.1 - Exemplo Numérico: Remoção de Receptores

A partir deste equacionamento, propõe-se um exemplo numérico onde um número arbitrário de receptores é colocado em operação. Para os resultados das Figuras 6.8 a 6.11, deve-se considerar $L_p = L_s = 30 \mu\text{H}$, $n = 4$ receptores, $k_1 = k_2 = k_3 = k_4 = 0,2$, $f_0 = 38,4 \text{ kHz}$ e $Q_{s,eqv} = 2$ (condição nominal).

Figura 6.8 – Curvas de frequência normalizada sob bifurcação em topologia SP com múltiplos receptores, (a) frequência u_1 e (b) frequências u_2 e u_3

Esta configuração refere-se a um indutor emissor magneticamente acoplado a quatro receptores idênticos. A capacitância de compensação primária, C_p , é calculada para o caso em que todos os receptores estão presentes. Ao se variar o número de receptores, C_p é sempre mantida fixa.

Para topologia SP, a Figura 6.8 ilustra a evolução de curva f/f_0 vs. $Q_{s,eqv}$. Para melhor visualização, resultados para a frequência natural de ressonância, u_1 , encontram-se na Figura 6.8(a) enquanto u_2 e u_3 são apresentadas na Figura 6.8(b). Na Figura 6.8(a), se nota que $f/f_0 = 1$ ocorre apenas para o caso em que os quatro receptores estão presentes e a frequência de fase zero é sempre inferior a f_0 quando algum dos receptores está ausente.

Figura 6.9 – Curvas de potência normalizada sob bifurcação em topologia SP com múltiplos receptores, (a) frequência u_1 e (b) frequências u_2 e u_3

6.4.2 - Exemplo Numérico: Variação de Carga

Seja um sistema fracamente acoplado em que $L_p = L_s = 30 \mu\text{H}$, $n = 2$ receptores, $k_1 = k_2 = 0,2$, $f_0 = 38,4 \text{ kHz}$ e $Q_{s,eqv} = 2$ (condição nominal). Assumindo que os dois receptores estão sempre presentes e que o secundário 1 tem sempre $Q_{s,1} = 2$ enquanto $1 \leq Q_{s,2} \leq 6$, a Figura 6.10 mostra os pontos de operação resultantes.

Como C_p é calculado para as condições nominais, o ponto onde ocorre bifurcação ($Q_{s,eqv} \approx 3,5$) não se altera ainda que a carga de um dos receptores seja modificada.

Figura 6.10 – Curvas sob bifurcação em topologia SP com dois receptores, (a) pontos de operação em f/f_0 e (b) em P/P_0

O cálculo de $Q_{s,eqv}$ na Figura 6.10 é confirmado por (6.38). Outra propriedade interessante é que a ampla variação de carga em um deles contribui tanto menos para $Q_{s,eqv}$ quanto maior o número de receptores. Isto significa que, quanto maior o número de receptores, menos o fator de qualidade equivalente depende de um fator de qualidade individual, de maneira que a variação de carga neste é pouco representativa para o circuito primário.

6.5 - Síntese e Simulação de Controlador em Modo Bifurcação Pré-Programado

Esta seção propõe uma nova técnica de controle para um sistema fracamente acoplado sujeito a variação de frequência e com múltiplos receptores.

Tal qual no exemplo numérico anterior, se as indutâncias próprias e mútuas são conhecidas e se as capacitâncias de compensação são apropriadamente calculadas, as curvas da frequência ressonante

de fase zero são determinadas, para qualquer número de receptores. É possível obter as equações que descrevem estas curvas (por meio de regressões polinomiais, por exemplo) e incluí-las em um controlador pré-programado, o qual escolherá operar em u_1 , u_2 ou u_3 (de acordo com a pré-programação estabelecida), mantendo sempre $\text{Im}(Z_{in}) \approx 0$.

Seja então um circuito hipotético tal que $L_p = L_{s,n} = 30 \mu\text{H}$, $n = 4$ receptores, $k_n = 0,15$, $Q_{s,eqv}$ nominal igual a 3,0, topologia SP, $f_0 = 38,4 \text{ kHz}$. O circuito primário contém um inversor *full-bridge* alimentado em tensão por um barramento em que $V_{dc} = 18 \text{ V}$. Para que na condição nominal tenha-se $Q_{s,eqv} = 3,0$, cada secundário deve operar com carga equivalente $R_{L,n} = 21,7 \Omega$. Para a condição nominal determina-se $C_p = 629,2 \text{ nF}$ e $C_{s,n} = 572,6 \text{ nF}$.

A Figura 6.11 mostra o circuito simulado com *Matlab Simulink*, onde toda a estratégia de controle foi desenvolvida em uma *S-Function* (semelhante à programação em um microcontrolador ou processador digital de sinais) que recebe informação de sensores de corrente e tensão em cada secundário. Há também um sensor de corrente para monitorar a corrente no indutor emissor. Para simplificar a ilustração, na Figura 6.11 apenas dois receptores são mostrados.

O sistema fracamente acoplado é descrito por uma matriz de indutâncias próprias e mútuas, dada em (6.45) e pelas resistências série equivalentes de cada indutor (que foram consideradas desprezíveis para efeito de simulação). Em (6.45), considera-se que não há acoplamento magnético entre receptores.

$$[M] = \begin{bmatrix} L_{11} & M_{12} & M_{13} & M_{14} & M_{15} \\ M_{21} & L_{22} & M_{23} & M_{24} & M_{25} \\ M_{31} & M_{32} & L_{33} & M_{34} & M_{35} \\ M_{41} & M_{42} & M_{43} & L_{44} & M_{45} \\ M_{51} & M_{52} & M_{53} & L_{54} & L_{55} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 30 & 4,5 & 4,5 & 4,5 & 4,5 \\ 4,5 & 30 & 0 & 0 & 0 \\ 4,5 & 0 & 30 & 0 & 0 \\ 4,5 & 0 & 0 & 30 & 0 \\ 4,5 & 0 & 0 & 0 & 30 \end{bmatrix} \mu\text{H} \quad (6.45)$$

A *S-Function* apresentada no Apêndice F primeiramente busca manter o valor de pico da corrente $i_p(t)$ em um valor de referência $I_{ref} = 10 \text{ A}$ por meio de modulação *phase-shifted PWM*. A razão cíclica D é calculada por (6.46), onde θ_a é o ângulo de defasamento definido entre $0 \leq \theta_a \leq \pi$ radianos. Embora as distorções harmônicas totais sejam menores quando o inversor impõe $D = 2/3$, observou-se que a corrente no indutor emissor é aproximadamente senoidal para $Q_{s,eqv} \geq 2,5$ para qualquer que seja D .

$$D = 1 - \frac{\theta_a}{\pi} \quad (6.46)$$

Figura 6.11 – Circuito de potência e controle pré-programado

Com base na realimentação dos sensores de corrente e tensão de cada secundário, o algoritmo determina a carga $R_{L,n}$ e conseqüentemente quais receptores estão presentes. Em seguida, calcula-se $Q_{s,eqv}$ através de (6.38) para então escolher a curva f/f_0 vs. $Q_{s,eqv}$ adequada. A frequência ressonante de fase zero correspondente é determinada e imposta pelo inversor. Variações em $i_p(t)$ são corrigidas pela malha de controle de corrente (por ora implementado por faixas de ajuste, sem estágio PID).

6.5.1 - Comportamento Dinâmico em Aumento de Carga

A fim de ilustrar o comportamento do conversor e do algoritmo pré-programado, o número de receptores e respectivas cargas são variados de acordo com a Figura 6.12.

Considera-se que inicialmente nenhum secundário está presente. Nesta situação, o algoritmo mantém $D = 0$, e checka constantemente a presença de um secundário (em termos práticos, isto é facilmente realizado através de um sistema de comunicação sem fios que envia repetidos pedidos de resposta a receptores compatíveis).

Figura 6.12 – Condições de simulação em aumento de carga

A Figura 6.13 mostra o comportamento da corrente $i_p(t)$ a cada transição de carga. No domínio do tempo, o comportamento do sistema é o seguinte:

- Do instante $t = 0$ a $t = 1$ ms, nenhum secundário foi identificado e então $D = 0$;
- Evento 1 - Em $t = 1,0$ ms, um secundário com $R_{L,1} = 21,7 \, \Omega$ é inserido no sistema, de maneira que $Q_{s,eqv} = 3,0$. A frequência do inversor é ajustada para $f = 0,956f_0$, como indicado pelo ponto 1 da Figura 6.12 e a corrente $i_p(t)$ entra em regime permanente em $t = 2,5$ ms, sendo $D = 0,13$;
- Evento 2 - Em $t = 3,0$ ms, mais um secundário é inserido. Contudo, $R_{L,2} = 10,8 \, \Omega$, de forma que $Q_{s,eqv} = 2,3$. De acordo com a curva pré-programada para dois receptores, $f = 0,979f_0$ e $i_p(t)$ entra em regime permanente em $t = 3,8$ ms, quando $D = 0,20$;
- Evento 3 - No instante $t = 4,5$ ms dois receptores são adicionados e as cargas são respectivamente $R_{L,3} = 21,7 \, \Omega$ e $R_{L,4} = 64,0 \, \Omega$. O fator de qualidade calculado é $Q_{s,eqv} = 4,1$ e isto resulta em $f = 1,100f_0$. Esta é uma ampla variação de carga, e o regime permanente é alcançado em $t = 6$ ms, obtendo-se $D = 0,43$.

Na Figura 6.14 é mostrado o comportamento temporal da fase da impedância de entrada Z_{in} . As curvas pré-programadas são suficientes para manter $\text{Im}(Z_{in})$ muito próximo de zero sempre que ocorre estabelecimento de regime permanente. Nota-se que quando dois receptores estão presentes (um deles com carga leve), a fase de Z_{in} torna-se não nula. Isto acontece porque a curva pré-programada não descreve exatamente o comportamento de f/f_0 em função de $Q_{s,eqv}$, e em certos pontos as discrepâncias tornam-se notáveis. Entretanto, observa-se que a fase de Z_{in} é de $-7,5^\circ$, tal que o inversor deverá suprir apenas uma pequena quantidade de energia reativa, pois o fator de potência é 0,991.

Figura 6.13 – Comportamento temporal da corrente no indutor emissor sob aumento de carga

Figura 6.14 – Comportamento temporal da fase de Z_{in} sob aumento de carga

6.5.2 - Comportamento Dinâmico em Redução de Carga

Nesta condição, os quatro receptores estão inicialmente presentes e a remoção de cargas é feita conforme Figura 6.15 e a sequência cronológica seguinte. O comportamento da corrente no indutor emissor é mostrado em 6.16.

Figura 6.15 – Condições de simulação em redução de carga

- Em $t = 0$, o conversor é ligado com quatro receptores e $Q_{s,eqv} = 4,5$ e a frequência resultante é $f = 1,12f_0$;
- Evento 4 - Em $t = 1,5$ ms, o secundário 1 e sua carga $R_{L,1} = 21,7 \Omega$ são removidos e se obtém $Q_{s,eqv} = 4,9, f = 1,07f_0$;
- Evento 5 - Em $t = 3,0$ ms a carga no secundário 2 é variada de $R_{L,2} = 21,7 \Omega$ para $R_{L,2} = 64,0 \Omega$. Desta maneira, $Q_{s,eqv} = 6,9, f = 1,115f_0$ e em regime permanente $D = 0,33$;
- Evento 6 - Em $t = 4,5$ ms o secundário 4 é removido e assim restam apenas dois receptores no sistema. O fator de qualidade resultante é $Q_{s,eqv} = 5,9$ e $f = 0,918f_0$.

Figura 6.16 – Comportamento temporal da corrente no indutor emissor sob redução de carga

Figura 6.17 – Comportamento temporal da fase de Z_{in} sob redução de carga

Pela Figura 6.17 conclui-se que a pré-programação é suficiente para manter a parcela imaginária de Z_{in} próxima da nulidade.

Das Figuras 6.13 e 6.16, conclui-se que a minimização da parcela imaginária de Z_{in} , em um conversor operando sujeito a bifurcação, requer pequena variação de frequência, tipicamente inferior a $\pm 10\%$ de f_0 (nestas figuras mal se nota as alterações de frequência). Este é um resultado importante porque demonstra que o estágio inversor, os elementos magnéticos e os capacitores de compensação não precisam ser dimensionados para frequências significativamente diferentes de f_0 . Na verdade, a faixa de variação de frequência observada é similar àquela naturalmente encontrada em conversores de frequência fixa, resultante das variabilidades individuais dos componentes.

6.6 - Considerações Finais

O equacionamento completo das fronteiras de bifurcação, para as topologias SS, SP, PS e PP foi apresentado neste capítulo, bem como a extensão do fenômeno para sistemas com múltiplos receptores.

A literatura atual a respeito do fenômeno da bifurcação possui falhas ao tentar identificar a ocorrência de múltiplas frequências de fase zero e isto se deve à abordagem analítica que, embora exata em sua natureza, raramente permite a obtenção de expressões concisas e de forma fechada sem grandes simplificações no modelo matemático. Portanto, um algoritmo foi proposto, implementado e os dados resultantes foram analisados por meio de regressão polinomial. As equações das fronteiras de bifurcação foram obtidas e oito casos foram comparados com a literatura e simulação numérica, evidenciando que as novas equações são mais adequadas e precisas do que as previamente reportadas.

As novas equações são, de fato, generalizadas, isto é, permitem avaliação do fenômeno de bifurcação para quaisquer parâmetros de emissor e receptor e ainda para toda a faixa $0 \leq k \leq 1$.

Uma forma de análise de circuitos com múltiplos receptores foi também apresentada e se baseia em referir cada circuito receptor ao emissor e em seguida refletir o resultante a um receptor equivalente. Este se comporta exatamente como o sistema múltiplo e pode ser estudado em termos de tensão, corrente e potência a partir das mesmas equações obtidas no capítulo 5.

As análises e o equacionamento que foram apresentados servem como referência para o projeto e ajuste de controladores para conversores sujeitos a variação de frequência, quer seja para evitar completamente a ocorrência de bifurcação, quer seja para operar seguramente na presença da mesma.

Um controle baseado em curvas f/f_0 vs. $Q_{s,eqv}$ pré-programadas foi simulado e demonstrou-se que de fato é possível minimizar a parcela imaginária de Z_{in} ao mesmo tempo em que se mantém constante a corrente no indutor emissor.

Capítulo 7

Conclusões e Propostas de Continuidade

7.1 – Conclusões Gerais

Os objetivos desta tese, conforme seção 1.5 do capítulo inicial, dizem respeito sempre ao sistema fracamente acoplado. Este é o foco, o escopo do trabalho. Portanto, esta tese explora diferentes aspectos do sistema magnético formado por indutor emissor e receptor, entre eles:

- A relevância de abordagens computacionais para simulação automatizada do SFA;
- As relações quantitativas e qualitativas entre parâmetros geométricos e elétricos do SFA;
- O efeito das não-idealidades dos componentes do conversor sobre a transferência de potência;
- A ocorrência de múltiplas frequências de fase zero em um mesmo SFA.

Assim, as principais contribuições desta tese incluem:

- Algoritmos de projeto e caracterização de SFAs, utilizando um processador do Método dos Elementos Finitos gratuito, adequado para casos em que os recursos computacionais são limitados;
- Associação de variáveis geométricas com parâmetros elétricos e magnéticos em onze acopladores magnéticos distintos e definição de linhas gerais de otimização para cada um deles;
- Obtenção dos modelos analíticos de dez topologias de malhas ressonantes e análise comparativa de sensibilidade das mesmas a partir de um método estatístico;
- Evidenciou-se que a tolerância às variações do coeficiente de acoplamento, k , está associada não somente com a geometria do acoplador magnético, mas também com a escolha das variáveis do circuito elétrico do conversor (indutâncias, capacitâncias e frequência);
- Determinação e comprovação por simulação das equações que definem as regiões de bifurcação nas topologias SS, SP, PS e PP em função simplesmente de Q_s e Q_p ;
- Generalização do fenômeno de bifurcação para sistemas dotados de múltiplos receptores, sejam eles compensados em série ou paralelo.

7.2 – Publicações e Reconhecimentos

Os seguintes artigos em revista foram publicados ou aguardam publicação:

- FERNANDES, R.C.; OLIVEIRA, A.A. Tópicos selecionados sobre o estado-da-arte em transferência indutiva de potência. **Revista Eletrônica de Potência**, Campo Grande, v.19, n.1, p.58-71, 2014.
- FERNANDES, R.C.; OLIVEIRA, A.A. Design of loosely coupled magnetic systems based on finite element method for inductive Power transfer applications. **Revista Eletrônica de Potência**, Campo Grande, v.20, n.1, 2015. No prelo.
- FERNANDES, R.C.; OLIVEIRA, A.A. Exhaustive algorithms applied to the design of inductive Power transfer couplers. **Wireless Power Transfer**, Cambridge, v.3, n.1, 2015. No prelo.

Os seguintes artigos em congresso foram publicados ou aceitos para publicação:

- FERNANDES, R.C.; OLIVEIRA, A.A. Método de projeto e caracterização de conversores para transferência indutiva de potência. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE AUTOMÁTICA - CBA, 20., 2014, Belo Horizonte, **Proceedings...**, Belo Horizonte: SBA, 2014. p. 1004-1010.
- FERNANDES, R.C.; OLIVEIRA, A.A. Iterative Design Method of Weakly Coupled Magnetic Elements for Inductive Power Transfer. In: BRAZILIAN POWER ELECTRONICS CONFERENCE – COBEP, 12., 2013, Gramado, **Proceedings...**, Gramado: SOBRAEP, 2013. p. 1088-1094.
- FERNANDES, R.C.; OLIVEIRA, A.A. A finite element analysis package for comprehensive and optimized design of loosely coupled inductors for IPT converters. In: IEEE WIRELESS POWER TRANSFER CONGRESS – WPTC, 2014, Jeju, **Proceedings...**, Jeju: IEEE, 2014. Aceito para publicação.

Os seguintes reconhecimentos foram recebidos durante o desenvolvimento da tese:

- **Artigo Selecionado COBEP 2013**, tópico “*Industrial, Commercial and Residential Applications*” com convite para publicação na edição especial da Revista Eletrônica de Potência, *COBEP 2013 – Selected Papers at the Brazilian Journal of Power Electronics*.
- **IEEE Transactions on Power Electronics – Outstanding Reviewers of 2014**. Reconhecimento para os 12 melhores revisores do periódico *Transactions on Power Electronics* no ano de 2014. A totalidade dos artigos revisados em tal ano refere-se ao tema Transferência Indutiva de Potência. Premiação realizada durante o *Applied Power Electronics Conference - APEC 2015*.
-

7.3 - Propostas de Continuidade

As seguintes possibilidades de continuidade da tese foram identificadas:

Otimização de Geometrias de Acopladores

Ao longo dos capítulos desta tese, observa-se uma série de critérios que podem resultar em otimização do SFA, considerando que as geometrias magnéticas estudadas no capítulo 4 podem ser conectadas a qualquer uma das dez topologias de malha ressonante discutidas no capítulo 5. Como visto, a escolha de L_p e L_s não apenas define tensões e correntes no receptor, mas também define a tolerância do SFA ao desalinhamento espacial, já que k é uma das variáveis dos modelos analíticos obtidos no capítulo 5. Como as linhas gerais de otimização da estrutura magnética foram identificadas no capítulo 4, acredita-se que seja possível desenvolver uma ferramenta computacional baseada em redes neurais, que aprenda os critérios de otimização e aplique-os simultaneamente à execução de qualquer algoritmo do capítulo 3. Assim, seria possível de fato elevar a tolerância ao desalinhamento espacial de um SFA qualquer integrando as simulações do Método de Elementos Finitos com a Análise de Sensibilidade. Este é um desafio de grande importância e que já se encontra em estudo por parte do autor desta tese.

Análise do Desempenho Térmico do Sistema Fracamente Acoplado

A evolução da temperatura no SFA e em suas proximidades é de interesse em aplicações biomédicas, pois o receptor instalado em meio à matéria orgânica não pode levar a elevação perceptível de temperatura. Considerando materiais magnéticos e de blindagem particulares a cada aplicação, o Método dos Elementos Finitos pode ser empregado para simulações e determinação do comportamento térmico do SFA. Os algoritmos do capítulo 3 podem ser modificados para realizar a simulação térmica, pois o método matemático em si já se encontra desenvolvido no aplicativo *FEMM*. Modificações nos algoritmos podem ser feitas para extração de dados e pós-processamento.

Dinâmica de Sistemas Fracamente Acoplados

Para os sistemas fracamente acoplados sujeitos a variações dinâmicas na posição espacial entre emissor e receptor, como no carregamento de veículos elétricos em movimento, acredita-se que seja possível introduzir os efeitos do movimento relativo nos algoritmos do capítulo 3. Isto seria de grande valor científico, pois a transferência de potência *on-line* é a nova tendência em TIP.

Referências²

- ACERO, J. *et al.* Analysis of the mutual inductance of planar-lumped inductive power transfer systems. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, New York, v.60, n.1, p. 410-420, 2013.
- AHN, W. *et al.* Design of coupled resonators for wireless power transfer to mobile devices using magnetic field shaping. In: IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY. 2012, Pittsburgh, **Proceedings...**, Pittsburgh: IEEE, 2012. p.772-776.
- ALLMELING, J.H.; HAMMER, W.P. PLECS - piece-wise linear electrical circuit simulation for Simulink. In: IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS AND DRIVE SYSTEMS. 1999, Hong Kong, **Proceedings...**, Hong Kong: IEEE, 1999. p. 355-360.
- AMBRELL, Precision Induction Heating - EasyHeat Catalogue. Disponível em: <http://www.ambrell.com/Catalogue/product_easyheat.php>. Acesso em 27 Abril 2015.
- ARMSTRONG, N.R. *et al.* Small molecule organic solar cells with enhanced near-IR photoactivity: The role of texturing and molecular architecture of the active layers on solar cell performance. In: IEEE PHOTOVOLTAIC SPECIALISTS CONFERENCE, 35., 2010, Honolulu. **Proceedings...**, Honolulu: IEEE, 2010. p. 503-507.
- ARTAN, N.S. *et al.* Multi-layer coils for efficient transcutaneous power transfer. In: IEEE ANNUAL INTERNATIONAL CONFERENCE ON ENGINEERING IN MEDICINE AND BIOLOGY SOCIETY. 2011, Boston, **Proceedings...**, Boston: IEEE, 2011, p. 3031-3034.
- ARTEAGA, I.K. *et al.* Analytical sizing methodology for inductive power transfer systems. In: Proc. IEEE WORKSHOP ON CONTROL AND MODELING FOR POWER ELECTRONICS, 15., 2014, Santander. **Proceedings...**, Santander: IEEE, 2014, p. 1-7.
- ARTHUR, J.W. An elementary view of Maxwell's displacement current. **IEEE Antennas and Propagation Magazine**, New York, v.51, n.6, p. 58-68, 2009.
- BABIC, S.I.; SIROIS, F.; AKYEL, C. Validity check of mutual inductance formulas for circular filaments with lateral and angular misalignments. **Progress in Electromagnetics Research**, Cambridge, v.8, n.1, p. 15-26, 2009.
- BASHIRULLAH, R. Wireless implants. **IEEE Microwave Magazine**, New York, v.11, n.7, p. S14-S23, 2010.
- BASTOS, J.P.A.; SADOWSKI, N. **Electromagnetic modeling by finite element methods**. New York: CRC Press, 2003. 510 p.
- BEH, H.Z.Z.; COVIC, G.A.; BOYS, J.T. Investigation of magnetic couplers in bicycle kickstands for wireless charging of electric bicycles. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, New York, v.3, n.1, p. 87-100, 2014.
- BESUCHET, R. *et al.* Optimization of an inductive power transfer structure. **Journal of International Conference on Electrical Machines and Systems**, Busan, v.2, n.3, p. 349-355, 2013.
- BOSSCHE, A.; VALCHEV, V.C. **Inductors and transformers for power electronics**. New York: CRC Press, 2005, 440 p.
- BOYS, J.T.; COVIC, G.A.; GREEN, A.W. Stability and control of inductively coupled power transfer systems. **IEE Electric Power Applications**, New York, v.147, n.1, p. 37-43, 2000.

² De acordo com o documento Diretrizes para Apresentação de Dissertações e Teses da USP: Documento Eletrônico e Impresso – Parte I (ABNT), 2ª edição revisada e ampliada, utilizando o sistema autor-data.

BROWN, W.C. The history of power transmission by radio waves. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, New York, v.32, n.9, p. 1230-1242, 1984.

BUDHIA, M.B. Improved couplers for charging stationary and moving electric vehicles. 2012. 238 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica), Universidade de Auckland, Auckland, Nova Zelândia, 2012.

BUDHIA, M.; COVIC, G.A.; BOYS, J.T. Design and optimization of circular magnetic structures for lumped inductive power transfer systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, New York, v.26, n.11, p. 3096-3108, 2011.

BUSCHOW, K.H.J.; DE BOER, F.R. **Physics of Magnetism and Magnetic Materials**, New York: Springer, 2003. 190 p.

CANNON, B. L. *et al.* Magnetic resonant coupling as a potential means for wireless power transfer to multiple small receivers. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, New York, p. 1819-1825, 2009.

CHADWICK, P.E. Regulations and standards for wireless applications in eHealth. In: IEEE ANNUAL INTERNATIONAL CONFERENCE ON ENGINEERING IN MEDICINE AND BIOLOGY SOCIETY. 2007, Lyon, **Proceedings...**, Lyon, 2007, p. 6170-6173.

CHEN, X.L.; SANTIS, V.; UMENEI, A.E. Theoretical assessment of the maximum obtainable power in wireless power transfer constrained by human body exposure limits in a typical room scenario. **IOP Physics in Medicine and Biology**, Bristol, v.59, n.1, p. 3453-3464, 2014.

CHOI, B. *et al.* Design and implementation of low-profile contactless battery charger using planar printed circuit board windings as energy transfer device. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, New York, v.51, n.1, p. 140-147, 2004.

CHRIST, A. *et al.* Evaluation of Wireless Resonant Power Transfer System with Human Electromagnetic Exposure Limits. **IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility**, New York, v.55, n.2, p. 265-274, 2013.

CONSTANZO, A. *et al.* Rigorous modeling of mid-range wireless power transfer systems based on Royer oscillators. In: IEEE WIRELESS POWER TRANSFER CONFERENCE, 2013, Perugia, **Proceedings...**, Perugia: IEEE, 2013. p. 69-72.

COVIC, G.A.; BOYS, J.T. Modern trends in inductive power transfer for transportation applications. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, New York, v.1, n.1, p. 28-41, 2013.

COVIC, G.A. *et al.* A three-phase inductive power transfer system for roadway-powered vehicles. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, New York, v.54, n.6, p. 3370-3378, 2007.

DISSANAYAKE, T.D. **An effective transcutaneous energy transfer (TET) system for artificial hearts**. 2010. 210 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica), Universidade de Auckland, Auckland, Nova Zelândia, 2010.

EGHTESADI, M. Inductive power transfer to an electric vehicle - analytical model. In: IEEE VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE, 40., 1990, Orlando, **Proceedings...**, Orlando: IEEE, 1990. p. 100-104.

ELLIOTT, G.A.J. *et al.* Multiphase pickups for large lateral tolerance contactless power-transfer systems. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, New York, v.57, n.5, p. 1590-1598, 2010.

ELLIOTT, G.A.J.; BOYS, J.T.; GREEN, A.W. Magnetically coupled systems for power transfer to electric vehicles. In: IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS AND DRIVE SYSTEMS, 1995, **Proceedings...**, 1995. p. 797-801.

ENGEL, T.G.; ROHE, S.N. A comparison of single-layer coaxial coil mutual inductance using finite-element and tabulated methods. **IEEE Transactions on Magnetics**, New York, v.42, n.9, p. 2159-2163, 2006.

EPA, U.S. Environmental Protection Agency. Sensitivity analysis: How do we know what's important? **Risk assessment guidance for superfund (RAGS)**, v.3, n.1, p. 1-37, 2001. Disponível em: <<http://www.epa.gov/oswer/riskassessment/rags3adt/pdf/appendixa.pdf>>. Acesso em 04 Maio 2015.

EPC, **Enhancement-mode gallium nitride power transistor technology, eGaN FET**. El Segundo: EPC. Relatório técnico, 2015, p. 4.

ERICKSON, R.W.; MAKSIMOVIC, D. **Fundamentals of Power Electronics**. New York: Springer, 2001, 883 p.

ERREDE, S. **Inductance: Mutual Inductance and Self-Inductance, lecture notes 22**. Illinois: University of Illinois at Urbana-Champaign. Relatório técnico, 2008, p. 14.

FARIA, J.A.B. Poynting vector flow analysis for contactless energy transfer in magnetic systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, New York, v.27, n.10, p. 4292-4300, 2012.

FASSO, A.; PERRI, P.F. Sensitivity analysis. **Encyclopedia of Environmetrics**, Chichester, v. 4, n.1, p. 1968-1982, 2002.

FOTOPOULOU, K.; FLYNN, B.W. Wireless Power transfer in loosely coupled links: coil misalignment model. **IEEE Transactions on Magnetics**, New York, v.47, n.2, p. 416-430, 2011.

FREITAS, L.C.; GOMES, P.R.C. A high power high frequency ZCS-ZVS-PWM buck converter using a feedback resonant circuit. **IEEE Transactions on Power Electronics**, New York, v.10, n.1, p. 19-24, 1995.

FU, W.; ZHANG, B.; QIU, D. Study on frequency-tracking wireless power transfer system by resonant coupling. In: IEEE INTERNATIONAL POWER ELECTRONICS AND MOTION CONTROL CONFERENCE, 6., 2009, Wuham, **Proceedings...**, Wuham: IEEE, 2009. p. 2658-2663.

FUKUYAMA, T.; KATO, T. Tolerance computation of a power electronic circuit by higher order sensitivity analysis method. **Transactions IEE Japan**, Tokyo, v.121, n.8, p. 835-840, 2001.

GESELOWITZ, D.B.; HOANG, Q.T.N.; GAUMOND, R.P. The effects of metals on a transcutaneous energy transmission system. **IEEE Transactions on Biomedical Engineering**, New York, v.39, n.9, p. 928-934, 1992.

GETPOWERPAD, Wireless chargers and wireless power products. Disponível em: <<http://www.getpowerpad.com/getpowerpad-3-wireless-charger/>>. Acesso em 08 Fev. 2013.

GRANDI, G. *et al.* Model of laminated iron-core inductors for high frequencies. **IEEE Transactions on Magnetics**, New York, v.40, n.4, p. 1839-1845, 2004.

GREENCARREPORTS, 2014 Nissan Leaf Will Cost Less, Go Wireless, Travel Further, Be Smarter. Disponível em: <http://www.greencarreports.com/news/1070263_2014-nissan-leaf-will-cost-less-go-wireless-travel-further-be-smarter>. Acesso em 08 Fev. 2013.

GROVER, F.W. **Inductance calculations**. New York: Dover, 2009. 304 p.

HAERRI, V.V. *et al.* A plug-in hybrid "Blue-Angel III" for vehicle to grid system with a wireless grid interface. In: IEEE VEHICLE POWER AND PROPULSION CONFERENCE, 2010, Lille, **Proceedings...**, Lille: IEEE, 2010. p. 1-5.

HAMBY, D.M. A review of techniques for parameter sensitivity analysis of environmental models. **Environmental Monitoring and Assessment**, Amsterdam, v.32, n.1, p. 135-154, 1994.

HAYT, W.H.J. **Eletromagnetismo**. Rio de Janeiro: LTC, 2001. 403 p.

HEARAGAIN, Resources for hearing impaired. Disponível em: <<http://hearagain.org/page/2/>>. Acesso em: 08 Fev. 2013.

HSU, J.U.; HU, A.P.; SWAIN, A. Directional tuning control of wireless/contactless power pickup for inductive power transfer (IPT) system. In: CHU, P.K. (ed.). **Advances in solid state circuits technologies**. Croatia: InTech, 2010. p. 221-238.

HSU, J.U. *et al.* Power flow control of a 3-D wireless power pick-up. In: IEEE CONFERENCE ON INDUSTRIAL ELECTRONICS AND APPLICATIONS, 2., 2007, Harbin, **Proceedings...**, Harbin: IEEE, 2007. p. 2172-2177.

HSU, J.U.; HU, A.P. Determining the variable inductance range for an LCL wireless power pick-up. In: IEEE CONFERENCE ON ELECTRON DEVICES AND SOLID-STATE CIRCUITS, 2007, Tainan, **Proceedings...**, Tainan: IEEE, 2007. p. 489-492.

HU, A.P. **Wireless/Contactless power supply**. Saarbrücken: VDM, 2009. 215 p.

HUANG, R. *et al.* Frequency splitting phenomena of magnetic resonant coupling wireless power transfer. **IEEE Transactions on Magnetics**, New York, v.50, n.11, 2014.

HUI, S.Y.R.; HO, W.W.C. A new generation of universal contactless battery charging platform for portable consumer electronic equipment. **IEEE Transactions on Power Electronics**, New York, v.20, n.3, p. 620-627, 2005.

Hutin, M., LeBlanc, M. **Transformer system for electric railway**. US 527.857, 23 Out. 1894.

ISHIDA, H.; FURUKAWA, H. Wireless power transmission through concrete using circuits resonating at utility frequency of 60 Hz. **IEEE Transactions on Power Electronics**, New York, v.30, n.3, p. 1220-1229, 2015.

ICNIRP, Guidelines for Limiting Exposure to Time-Varying Electric, Magnetic and Electromagnetic Fields (up to 300 GHz), **Health Physics**, Lexington, v.74, n.4, p. 494-522, 1998.

ICNIRP, Guidelines for Limiting Exposure to Time-Varying Electric and Magnetic Fields (1 Hz - 100 kHz), **Health Physics**, Lexington, v.99, n.6, p. 818-836, 2010.

JACTO, H. Mimura, B.O. dos Santos, G.B. Micheli, E.L. Domingues, **Acionador de bicos de pulverização agrícola**. BR n. PI 1001557-4A2, 28 maio 2010, 28 fev. 2012.

JIWARIYAVEJ, V. *et al.* Basic experimental study on effect of bentonite to efficiency of wireless power transfer using magnetic resonance coupling method. IEEE INTERNATIONAL TELECOMMUNICATIONS AND ENERGY CONFERENCE, 33., 2011, Amsterdam, **Proceedings...**, Amsterdam: IEEE, 2011. p. 1-4.

KARALIS, A.; JOANNOPOULOS, J.D.; SOLJACIC, M. Efficient wireless non-radiative mid-range energy transfer. **Elsevier Annals of Physics**, Cambridge, v.323, n.1, p. 34-48, 2008.

KAZIMIERCZUK, M.K.; CZARKOWSKI, D. **Resonant power converters**. New Jersey: Wiley, 2010. 599 p.

KAZIMIERCZUK, M.K. *et al.* High-frequency small-signal model of ferrite core inductors. **IEEE Transactions on Magnetics**, New York, v.35, n.5, p. 4185-4191, 1999.

KIANI, M.; GHOVANLOO, M. The circuit theory behind coupled-mode magnetic resonance-based wireless power transmission. **IEEE Transactions on Circuits and Systems**, New York, v.59, n.9, p. 2065-2074, 2012.

KIM, C.G. *et al.* Design of a contactless battery charger for cellular phone. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, New York, v.48, n.6, p. 1238-1247, 2001.

KIM, J. *et al.* Coil design and shielding methods for a magnetic resonant wireless power transfer system. **Proceedings of the IEEE**, New York, v.101, n.6, p. 1332-1342, 2013.

KIM, J. *et al.* Optimal design of a wireless power transfer system with multiple self-resonators for a LED TV. **IEEE Transactions on Consumer Electronics**, New York, v.58, n.3, p. 775-780, 2012.

KLIN, M. *et al.* Capacitive power transfer for contactless charging. In: IEEE ANNUAL APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION, 26., 2011, Fort Worth, **Proceedings...**, Fort Worth: IEEE, 2011. p. 1398-1404.

KLIN, M. **Capacitive power transfer**. Berkeley: Univ. de Berkeley, Relatório técnico, 2010, p. 35.

KNIGHT, D.W. **The self-resonance and self-capacitance of solenoid coils**. Relatório Técnico, 2013, 38 p.

KURS, A. **Power Transfer Through Strongly Coupled Resonances**. 2007. 42 f. Dissertação (Mestrado em Física), Massachusetts Institute of Technology, Cambridge, EUA, 2007.

KURS, A. *et al.* Wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonance. **Science Magazine**, New York, v.317, p. 83-85, 2007.

KÜRSCHNER, D.; RATHGE, C.; JUMAR, U. Design methodology for high efficient inductive power transfer systems with high coil positioning flexibility. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, New York, v.60, n.1, p. 372-381, 2013.

LAAKSO, I.; HIRATA, A. Evaluation of the induced electric field and the compliance procedure for a wireless power transfer system in an electrical vehicle. **IOP Physics in Medicine and Biology**, Bristol, v.58, n.1, p. 7583-7593, 2013.

LEE, S.H.; LORENZ, R.D. Development and validation of model for 95%-efficiency 220-W wireless power transfer over a 30-cm air gap. **IEEE Transactions on Industry Applications**, New York, v.47, n.6, p. 2495-2504, 2011.

LEE, S.Y. *et al.* A programmable implantable microstimulator SoC with wireless telemetry: application in closed-loop endocardial stimulation for cardiac pacemaker. **IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems**, New York, v.5, n.6, p. 511-522, 2011.

LI, H.L. **High frequency power converters based on energy injection control for IPT systems**. 2011. 195 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica), Universidade de Auckland, Auckland, Nova Zelândia, 2011.

LI, J.L. Wireless power transmission: State-of-the-arts in technologies and potential applications. In: ASIA-PACIFIC MICROWAVE CONFERENCE, 2011, Melbourne. **Proceedings...**, Melbourne: IEEE, 2011. p. 86-89.

LI, H.L.; HU, A.P.; COVIC, G.A. A power flow control method on primary side for a CPT system. In: IEEE INTERNATIONAL POWER ELECTRONICS CONFERENCE, 2010, Sapporo, **Proceedings...**, Sapporo: IEEE, 2010. p. 1050-1055.

LI, P.; BASHIRULLAH, R. A wireless power interface for rechargeable battery operated medical implants. **IEEE Transactions on Circuits and Systems**, New York, v.54, n.10, p. 912-916, 2007.

LIU, C. **Fundamental study on capacitively coupled power transfer technology**. 2011. 188 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica), Universidade de Auckland, Auckland, Nova Zelândia, 2011.

LIU, C.; HU, A.P.; BUDHIA, M. A generalized coupling model for capacitive power transfer systems. In: IEEE ANNUAL CONFERENCE ON INDUSTRIAL ELECTRONICS SOCIETY, 36., 2010, Glendale, **Proceedings...**, Glendale: IEEE, 2010. p. 274-279.

LIU, C.; HU, A.P.; NAIR, N.K.C. Coupling study of a rotary capacitive power transfer system. In: IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON INDUSTRIAL TECHNOLOGY, 2009, Gippsland, **Proceedings...**, Gippsland: IEEE, 2009. p. 1-6.

LOPES, I.F. *et al.* Projeto e otimização da compensação de um transformador de núcleo separado usado para recarregar as baterias de um veículo subaquático autônomo. **Revista Eletrônica de Potência**, Campo Grande, v.19, n.1, p. 97-109, 2014.

LUDOIS, D.C.; REED, J.K.; HANSON, K. Capacitive power transfer for rotor field current in synchronous machines. **IEEE Transactions on Power Electronics**, New York, v.27, n.11, p. 4638-4635, 2011.

LUKIC, S.M. *et al.* Use of inductive power transfer for electric vehicles. In: IEEE POWER AND ENERGY SOCIETY GENERAL MEETING, 2010, Minneapolis, **Proceedings...**, Minneapolis: IEEE, 2010. p. 1-6.

MACKAY, D.J.C. Introduction to Monte Carlo methods. In: JORDAN, M.I. (ed.). **Learning in Graphical Models**, EUA: Bradford Book, 1998, p. 175-204.

MADAWALA, U.K.; THRIMAWITHANA, D.J. A bidirectional inductive power interface for electric vehicles in V2G systems. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, New York, v.58, n.10, p. 4789-4796, 2011.

MARK, M. *et al.* SAR reduction and link optimization for mm-size remotely powered wireless implants using segmented loop antennas. In: IEEE TOPICAL CONFERENCE ON BIOMEDICAL WIRELESS TECHNOLOGIES, NETWORKS AND SENSING SYSTEMS, 2010, Phoenix, **Proceedings...**, Phoenix: IEEE, 2011. p. 7-10.

MARTINS, A.B. **Carregador de baterias sem contacto para alimentação de equipamento eletrónico de transmissão de dados**. 2011. 91 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores), Universidade Técnica de Lisboa, Lisboa, Portugal, 2011.

MASON, R. **Feasibility of laser power transmission to a high-altitude unmanned aerial vehicle**. Rand Project Air Force, Relatório técnico, 2011, 55 p.

MATSUMOTO *et al.* Comparison of characteristics on planar contactless power transfer systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, New York, v.27, n.6, p. 2980-2993, 2012.

MATSUMOTO *et al.* Model for a three-phase contactless power transfer system. **IEEE Transactions on Power Electronics**, New York, v.26, n.9, p. 2676-2687, 2011.

McLYMAN, C. **Transformer and inductor design handbook**. New York: CRC Press, 2004. 556 p.

MEEKER, D.C. An improved continuum skin and proximity effect model for hexagonally packed wires. **Elsevier Journal of Computational and Applied Mathematics**, Cambridge, v.236, n.18, p. 4635-4644, 2012.

MEEKER, D.C. (2012). FEMM - Finite element method magnetics (Versão 4.2) “Aplicativo”. Obtido em www.femm.info

MIYAKAWA, T. *et al.* Development status of the beam steering control subsystem for the microwave power transmission ground experiment. In: IEEE MICROWAVE WORKSHOP SERIES ON INNOVATIVE WIRELESS POWER TRANSMISSION: TECHNOLOGIES, SYSTEMS AND APPLICATIONS, 2011, Kyoto. **Proceedings...**, Kyoto: IEEE, 2011. p. 231-234.

MOFFATT, R.A. **Wireless Transfer of Electric Power**. 2009. 49 f. Dissertação (Mestrado em Física), Massachusetts Institute of Technology, Cambridge, EUA, 2009.

MOLLOV, S.V.; THEODORIDIS, M.; FORSYTH, A.J. High frequency voltage-fed inverter with phase-shift control for induction heating. **IEE Proceedings on Electric Power Applications**, New York, v.151, n.1, p. 12-18, 2004.

MORADEWICZ, A.J.; KAZMIERKOWSKI, P. Contactless energy transfer system with FPGA-controlled resonant converter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, New York, v.57, n.9, p. 3181-3190, 2010.

MURARO, T.R.; PAIVA, R.C.D.; PRADO, R.N. Push-pull self-oscillating electronic ballast for battery application. In: IEEE INDUSTRY APPLICATIONS CONFERENCE, 2005, Hong Kong, **Proceedings...**, Hong Kong: IEEE, 2005. p. 2330-2334.

NAGAOKA, H. The inductance coefficients of solenoids. **Journal of the College of Science**, Tokyo, v.27, p. 1-33, 1909.

NAGENDRA, G.R.; COVIC, G.A.; BOYS, J.Y. Determining the physical size of inductive couplers for IPT EV systems. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, New York, v.2, n.3, p. 571-583, 2014.

NAMADMALAN, A.; MOGHANI, J.S. Self-oscillating switching technique for current source parallel resonant induction heating systems. **Journal of Power Electronics**, Seoul, v.12, n.6, p. 851-858, 2012.

NG, D.C. *et al.* Wireless power delivery for retinal prostheses. In: IEEE ANNUAL INTERNATIONAL CONFERENCE ON ENGINEERING IN MEDICINE AND BIOLOGY SOCIETY. 2011, Boston, **Proceedings...**, Boston, 2011, p. 8356-8360.

NG, W.M. *et al.* Two- and three-dimensional omnidirectional wireless power transfer. **IEEE Transactions on Power Electronics**, New York, v.29, n.9, p. 4470-4474, 2014.

NILSSON, J.W.; RIEDEL, S.A. **Circuitos elétricos**. Rio de Janeiro: LTC, 1999. 539 p.

PEI, S. *et al.* Improving the quality factor of an RF spiral inductor with non-uniform metal width and non-uniform coil spacing. **Journal of Semiconductors**, Bristol, v.32, n.6, p. 1-5, 2011.

PHYS, Wireless power could revolutionize highway transportation, researchers say. Disponível em: <<http://phys.org/news/2012-02-wireless-power-revolutionize-highway.html>>. Acesso em 8 Fev. 2013.

PINUELA, M.; et al. Maximizing DC-to-Load efficiency for inductive power transfer. **IEEE Transactions on Power Electronics**, New York, v.28, n.5, p. 2437-2447, 2012.

POWER BY PROXI, Proxi-Ring wireless slip ring. Disponível em <<http://powerbyproxi.com/industrial-applications/proxi-ring/>>. Acesso em 27 Abril 2015.

PRASANTH, V. **Wireless Power transfer for e-mobility**. 2011. 99 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica), Universidade Delft de Tecnologia, Delft, Holanda, 2011.

QUEIROZ, A.C.M. Cálculo de indutâncias e indutâncias mútuas pelo método de Maxwell. **Semana da Eletrônica 2003**, Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, pp. 1-7, 2003.

RAABE, S.; BOYS, J.T.; COVIC, G.A. A high power coaxial inductive power transfer pickup. In: IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2008, Rhodes, **Proceedings...**, Rhodes: IEEE, 2008. p. 4320-4325.

RICKETTS, D.S.; CHABALKO, M.J.; HILLENUS, A. Experimental demonstration of the equivalence of inductive and strongly coupled magnetic resonance wireless power transfer. **AIP Applied Physics Letters**, New York, v.102, n.5, p. 1-4, 2013.

SAITO, K. *et al.* Calculations of SAR around implanted cardiac pacemaker induced by wireless radio terminal. In: IEEE AFRICON, 2011, Livingstone, **Proceedings ...**, Livingstone: IEEE, 2011. p. 1-4.

SARAIVA, E.; CHAVES, M.L.R.; CAMACHO, J.R. Three-phase Transformer representation using FEMM and methodology for air gap calculation. In: IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRICAL MACHINES, 18., 2008, Vilamoura, **Proceedings...**, Vilamoura: IEEE, 2008. p. 1-6.

SATISH, M.A.A; SAXENA, A.K. Determination and comparison of temperature coefficient of standard inductors by measuring change in inductance and resistances. **Springer Journal of Metrology Society of India**, v.29, n.1, p. 73-76, 2014.

SCHNEIDER, D. A critical look at wireless power. IEEE Spectrum, Maio 2010. Disponível em: <http://spectrum.ieee.org/green-tech/mass-transit/a-critical-look-at-wireless-power/0>. Acesso em: 16 Fev. 2013.

SCHUYLENBERG, K.; PUERS, R. **Inductive Powering – Basic Theory and Application to Biomedical Systems**. Amsterdam: Springer, 2009. 223 p.

SEIDEL, A.R.; BISOGNO, F.E; PAVÃO, R.K.; PRADO, R.N. Projeto do reator eletrônico auto-oscilante. **Revista Eletrônica de Potência**, Campo Grande, v.9, n.1, p. 53-61, 2004.

SEIXAS, F.J.M. **Conversores CA-CC de 12 kW com elevado fator de potência utilizando autotransformador com conexão diferencial de múltiplos pulsos**. 2001. 218 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica), Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2001.

SHINOHARA, N.; ISHIKAWA, T. High efficient beam forming with high efficient phased array for microwave power transmission. In: IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTROMAGNETICS IN ADVANCED APPLICATIONS, 2011, Torino. **Proceedings...**, Torino: IEEE, 2011. p. 729-732.

SI, P. *et al.* Wireless power supply for implantable biomedical device bases on primary input voltage regulation. In: IEEE CONFERENCE ON INDUSTRIAL ELECTRONICS AND APPLICATIONS, 2., 2007, Harbin, **Proceedings...**, Harbin: IEEE, 2007. p. 235-239.

SONG, C. *et al.* Structure of handheld resonant magnetic coupling charger (HH-RMCC) for electric vehicle considering electromagnetic field. In: IEEE Wireless Power Transfer Conference, 2013, Perugia. **Proceedings...**, Perugia: IEEE, 2011. p. 131-134.

ST MICROELECTRONICS, 600 V power Schottky silicon carbide diode, STPSC2006CW. *Datasheet*, revisão 1, 2011.

SUGIMURA, H. *et al.* A single stage induction heating high frequency series load resonant ZVS-PWM inverter with active filtering PFC rectifier operating at one diode conduction and ZCS commutation. In: IEEE INTERNATIONAL POWER ELECTRONICS AND MOTIN CONTROL CONFERENCE, 6., 2009, Wuham, **Proceedings...**, Wuham: IEEE, 2009. p. 689-695.

SUNOHARA, T. *et al.* Analysis of in situ electric field and specific absorption rate in human models for wireless power transfer system with induction coupling. **IOP Physics in Medicine and Biology**, Bristol, v.59, n.1, p. 3721-3735, 2014.

SWAIN, A.K.; DEVARAKONDA, S.; MADAWALA, U.K. Modeling, sensitivity analysis and controller synthesis of multipickup bidirectional inductive power transfer systems. **IEEE Transactions on Industrial Informatics**, New York, v.10, n.2, p. 1372-1380, 2014.

TDK, Mn-Zn ferrite material characteristics. *Datasheet*, 2014.

Tesla, N. **System of transmission of electric energy**. US 645.576, 20 Mar. 1900a.

Tesla, N. **Apparatus for transmission of electric energy**. US 649.621, 15 Maio, 1900b.

Tesla, N. **System of electric lighting**. US 454.622, 23 Jun. 1891.

Tesla, N. **Electro-magnetic motor**. US 381.968, 1 Maio 1888.

THRIMAWITHANA, D.J.; MADAWALA, U.K. A primary side controller for inductive power transfer systems. In: IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON INDUSTRIAL TECHNOLOGY, Vina del Mar, 2010, **Proceedings...**, Vina del Mar: IEEE, 2010. p. 661-666.

TRIVIÑO, A. *et al.* Sensitivity analysis of component's tolerance in inductively coupled power transfer system. In: IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON RENEWABLE ENERGY RESEARCH AND APPLICATIONS, Madrid, 2013, **Proceedings...**, Madrid: IEEE, 2013. p. 806-810, 2013.

UMENEI, A.E. *et al.* Novel method for selective non-linear fluxguide switching for contactless inductive power transfer. **IEEE Transactions on Magnetics**, New York, v.48, n.7, p. 2192-2195, 2012.

UMENEI, A.E. **Understanding low-frequency non-radiative power transfer**. Fulton Innovation, LLC. Relatório Técnico, 2011, 7 p.

VALTCHEV, S. *et al.* Resonant contactless energy transfer with improved efficiency. **IEEE Transactions on Power Electronics**, New York, v.24, n.3, p. 685-699, 2009.

VILLA, J.L. *et al.* High-misalignment tolerant compensation topology for ICPT systems. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, New York, v.59, n.2, p. 945-951, 2012.

WAFFENSCHMIDT, E. Wireless power for mobile devices. In: IEEE INTERNATIONAL TELECOMMUNICATIONS ENERGY CONFERENCE, 33., 2011, Amsterdam, **Proceedings...**, Amsterdam: IEEE, 2011. p. 1-9.

WAFFENSCHMIDT, E.; STARING, T. Limitation of inductive power transfer for consumer applications. In: IEEE EUROPEAN CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS AND APPLICATIONS, 13., 2009, Barcelona, **Proceedings...**, Barcelona: IEEE, 2009. p. 1-10.

WANG, C.M. New family of zero-current-switching PWM converters using a new zero-current-switching PWM auxiliary circuit. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, New York, v.53, n.3, p. 768-777, 2006.

WANG, C.S. **Design considerations for inductively coupled power transfer systems**. 2004. 253 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica), Universidade de Auckland, Auckland, Nova Zelândia, 2004.

WANG, C.S.; STIELAU, O.H.; COVIC, G.A. Design considerations for a contactless electric vehicle battery charger. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, New York, v.52, n.5, p. 1308-1314, 2005.

WANG, C.S.; COVIC, G.A.; STIELAU, O.H. Power transfer capability and bifurcation phenomena of loosely coupled inductive power transfer systems. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, New York, v.51, n.1, p. 148-157, 2004.

WANG, S. **Modeling and design of planar integrated magnetic components**. 2003. 87 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica). Virginia Polytechnic Institute, EUA, 2003.

WHEELER, H.A. Inductance formulas for circular and square coils. **Proceedings of the IEEE**, New York, v.70, n.12, p. 1449-1450, 1982.

WU, H.H. *et al.* A 90 percent efficient 5kW inductive charger for EVs. In: IEEE ENERGY CONVERSION CONGRESS AND EXPOSITION, 2012, Raleigh, **Proceedings...**, Raleigh: IEEE, 2012. p. 275-282.

YILMAZ, G.; DEHOLLAIN, C. An efficient wireless power link for implanted biomedical devices via resonant inductive coupling. In: IEEE RADIO AND WIRELESS SYMPOSIUM, 2012, Santa Clara, **Proceedings...**, Santa Clara: IEEE, 2012. p. 235-238.

YU, X. *et al.* Wireless power transfer in the presence of metallic plates: experimental results. **AIP Advances**, New York, v.3, n.6, p. 1-9, 2013.

ZAHEER, A. *et al.* Investigation of multiple decoupled coil primary pad topologies in lumped IPT systems for interoperable electric vehicle charging. **IEEE Transactions on Power Electronics**, New York, v.30, n.4, p. 1937-1965, 2015.

ZAHEER, M.; SURI, J.S.; NEMADE, H.B. Primary side control based inductively coupled powering scheme for biomedical implants. In: IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON BIOMEDICAL AND HEALTH INFORMATICS. 2012, Shenzhen, **Proceedings...**, Shenzhen: IEEE, 2012. p. 174-179.

ZAINEA, G.; IORDACHE, M.; REZMERITA, F. Sensitivity and tolerance analysis for devices used in the wireless transfer of the electric Power. **University Politechnica of Bucharest Scientific Bulletin**, Bucureste, v.77, n.1, p. 171-184, 2015.

ZHAO, Y. *et al.* High performance 3-coil wireless power transfer system for the 512-electrode epiretinal prosthesis. In: IEEE ANNUAL INTERNATIONAL CONFERENCE ON ENGINEERING IN MEDICINE AND BIOLOGY SOCIETY. 2012, San Diego, **Proceedings...**, San Diego: IEEE, 2012. p. 6583-6586.

ZHONG, W.X.; LEE, C.K.; HUI, S.Y.R. Wireless power domino-resonator systems with noncoaxial axes and circular structures. **IEEE Transactions on Power Electronics**, New York, v.27, n.11, p. 4750-4762, 2012.

ZHONG, W.X.; LIU, X.; HUI, S.Y.R. A novel single-layer winding array and receiver coil structure for contactless battery charging systems with free-positioning and localized features. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, New York, v.58, n.9, p. 4136-4144, 2011.

Apêndices

Apêndice A – Algoritmos

Apêndice A.1 – Rotina para projeto de condutores.

%File: winding.m

```
function wind =
winding(emiOpenCurrent,recShortCurrent,frequency)
global prt
```

```
if nargin <3
    error('Faltam argumentos de entrada')
end
```

```
targetWind = 0.75; %Fator de utilização dos enrolamentos
recWindError = (10/100)*targetWind;
emiWindError = recWindError;
recWindStep = 0;
emiWindStep = 0;
mesh = 1;
testCurrent = 2;
naux = 2; %Número de espiras para primeira avaliação..
Jp = 3.5; %Densidade de Corrente, em A/mm2.
```

```
openfemm; %Matlab abre o aplicativo FEMM
try
    vv=ver;
    opendocument([cd,'/ax_magnetico.fem']); %Abre o arquivo
    modelo, desenvolvido pelo autor.
catch
    opendocument('ax_magnetico.fem');
end
mi_saveas('temp_ind.fem');
```

```
% % Seção Transversal dos Condutores
disp('Análise da Seção Transversal dos Condutores (Litz)...');
```

```
mi_probdef(frequency,'millimeters','axi',1e-8,0,20,(0));
```

```
u0 = 4*pi*1e-7; %Permeabilidade magnética.
ur = 1; %Permeabilidade magnética relativa.
ro = 1.72e-8; %Resistividade do cobre, em Ohm.m.
```

```
delta = 1e3*sqrt(2*ro/((2*pi*frequency)*ur*u0));
%Profundidade de penetração para a freq. de operação, em mm.
awgEquivalent = round((log(2*delta/8.2514694))/(-0.115943));
%Profundidade de penetração, em AWG, arredondado para o
inteiro mais próximo.
awgEquivalent = awgEquivalent + 1; %O condutor escolhido
deve ser superior ao mínimo calculado na linha acima.
```

```
if awgEquivalent < 0
    awgEquivalent = 0;
end
```

```
awg = awgEquivalent;
```

```
counter = 0;
```

```
% Enrolamento Emissor
secaop = (emiOpenCurrent/sqrt(2))/Jp; %Seção transversal
rcondp = sqrt(secaop/pi); %Raio do condutor circular
```

```
awgMax = awg + 6; %Número máximo de sugestões de bitolas
```

```
autoWire = input('Digite 0 para determinar a bitola do condutor
ou 1 para automático:');
if autoWire == 0
```

```
    awgDesired = input('Bitola do condutor desejado (AWG):');
    nStrands = input('Número de condutores em paralelo:');
    awg = awgDesired;
    awgMax = awg;
```

```
end
```

```
for wire = awg:2:awgMax
    iterCounter1 = 0;
    adjFactor = 1;
```

```
    counter = counter+1;
```

```
%Converte de awg para mm depois do arredondamento.
    rskin = (8.2514694*exp(-0.115943*wire))/2;
    nlitzp_min = ceil((rcondp/rskin)^2); %Número filamentos
    Litz,
    nlitzs_min = ceil((rcondp/rskin)^2);
```

```
    mi_deletematerial('Litz Emissor'); %Deleta condutor Litz
    das iterações anteriores.
    mi_deletematerial('Litz Receptor');
    mi_addmaterial('Litz
    Emissor',1,1,0,0,58,0,0,1,5,0,0,nlitzp,2*rskin); %Cria condutor
    Litz com as especificações da iteração atual.
    mi_addmaterial('Litz
    Receptor',1,1,0,0,58,0,0,1,5,0,0,nlitzs,2*rskin);
```

```
% % Análise Inicial dos Enrolamentos % Esta
    rotina ajusta o fator de utilização dos enrolamentos
```

```
    mi_selectlabel(x1,y1); %Os comandos iniciados por "mi_"
    referem-se à discretização de elementos magnéticos (m)
    mi_setblockprop('Litz Emissor',0,mesh,'emitter',0,1,naux);
    %na etapa inicial (i), ou seja, no pré-processamento.
    mi_clearselected;
```

```
    mi_selectlabel(x2,y2);
    mi_setblockprop('Litz Receptor',0,mesh,'receiver',0,2,naux);
    mi_clearselected;
    mi_setcurrent('emitter',testCurrent); %Força uma
    corrente de teste no circuito primário do modelo do FEMM.
    mi_setcurrent('receiver',testCurrent);
    mi_analyze;
    mi_loadsolution;
    emiWindCalc = mo_getfill(x1,y1);
    recWindCalc = mo_getfill(x2,y2);
```

```
    recCoilHeight = (yfill2 - y2_limite_inf);
    % expectedCoilHeight = recCoilHeight;
    emiCoilHeight = (yfill1 - y1_limite_inf);
```

```
    recWindCalcError = (targetWind - recWindCalc)/targetWind;
```

```
    while (abs(recWindCalcError) > recWindError)
    %Ajusta espessura do enrolamento sec. até que o fator de
    utilização.
```

```
        if ((xfill2 - recCoilHeight/2) <= xfill2/10)
```

```

mi_selectgroup(2);
mi_movetranslate(recCoilHeight,0);
xfill2 = xfill2 + recCoilHeight;
x2 = x2 + recCoilHeight;
end
mi_selectnode(xfill2,yfill2);
mi_movetranslate(0,recWindStep);
yfill2 = yfill2 + recWindStep;
recCoilHeight = (yfill2 - y2_limite_inf);

mi_analyze;
mi_loadsolution;
recWindCalc = mo_getfill(x2,y2);
iterCounter1 = iterCounter1 + 1;

recWindCalcError = (targetWind -
recWindCalc)/targetWind;
recWindStep = -recWindCalcError*adjFactor;

if iterCounter1 > 15
    adjFactor = adjFactor/2;
    iterCounter1 = 0;
end

end

recCoilHeight = (yfill2 - y2_limite_inf);
emiWindCalcError= (targetWind - emiWindCalc)/targetWind;
adjFactor = 1;
iterCounter1 = 0;

a = 0;

mi_probdef(0,'millimeters','axi',1e-8,0,20,(0)); %Realiza
primeira simulação para determinar resistência DC, para o
cálculo teórico.
mi_analyze;
mi_loadsolution;
h = mo_getcircuitproperties('emitter');
emidcResistance = (real(h(2)/h(1)))/naux; %Divide a
resistência série por naux porque a simulação foi feita para naux
espiras. Assim se obtém a resistência por espira.
frequencyInc = frequency/5;

for testFrequency =
0.5*frequency:frequencyInc:1.5*frequency

    a = a+1;
    %Calcula prof. de penetração teórica para cada frequência, em
    mm. Cálculo teórico de Rp AC.
    delta = 1e3*sqrt(2*ro/((2*pi*testFrequency)*ur*u0));
    rp_ac(a) = ((pi*rskin^2)/((pi*rskin^2)- pi*(rskin-
    delta)^2))*emidcResistance/nlitzp;

    frequencyVector(a) = testFrequency;
    mi_probdef(testFrequency,'millimeters','axi',1e-8,0,20,(0));
    mi_analyze;
    mi_loadsolution;
    h = mo_getcircuitproperties('emitter');
    emiResistance(a) = (real(h(2)/h(1)))/(naux*2*pi*x1*1e-3);
    %Divide a resistência série por naux porque a simulação foi feita
    para naux espiras. Assim se obtém a resistência por metro.
    v = mo_getcircuitproperties('receiver');
    recResistance(a) = (real(v(2)/v(1)))/(naux*2*pi*x2*1e-3);

    if counter == 1
        vec_rp_awg1 = emiResistance;
        vec_rs_awg1 = recResistance;
        vec_rpac_awg1 = rp_ac;

        option1p = sprintf('1) %d condutores %d
AWG',nlitzp,wire);
        legn1p = sprintf('%d condutores %d AWG',nlitzp,wire);
        option1s = sprintf('1) %d condutores %d
AWG',nlitzs,wire);
        legn1s = sprintf('%d condutores %d AWG',nlitzs,wire);

```

```

elseif counter == 2
    vec_rp_awg2 = emiResistance;
    vec_rs_awg2 = recResistance;
    vec_rpac_awg1 = rp_ac;
    option2p = sprintf('2) %d condutores %d
AWG',nlitzp,wire);
    legn2p = sprintf('%d condutores %d AWG',nlitzp,wire);
    option2s = sprintf('2) %d condutores %d
AWG',nlitzs,wire);
    legn2s = sprintf('%d condutores %d AWG',nlitzs,wire);
elseif counter == 3
    vec_rp_awg3 = emiResistance;
    vec_rs_awg3 = recResistance;
    vec_rpac_awg1 = rp_ac;
    option3p = sprintf('3) %d condutores %d
AWG',nlitzp,wire);
    legn3p = sprintf('%d condutores %d AWG',nlitzp,wire);
    option3s = sprintf('3) %d condutores %d
AWG',nlitzs,wire);
    legn3s = sprintf('%d condutores %d AWG',nlitzs,wire);
elseif counter == 4
    vec_rp_awg4 = emiResistance;
    vec_rs_awg4 = recResistance;
    vec_rpac_awg1 = rp_ac;
    option4p = sprintf('4) %d condutores %d
AWG',nlitzp,wire);
    legn4p = sprintf('%d condutores %d AWG',nlitzp,wire);
    option4s = sprintf('4) %d condutores %d
AWG',nlitzs,wire);
    legn4s = sprintf('%d condutores %d AWG',nlitzs,wire);
end

end

end

hold on

if autoWire == 1
    figure(1);

    plot(frequencyVector,vec_rp_awg1*1e3,'k',frequencyVector,vec
    _rp_awg2*1e3,'b',frequencyVector,vec_rp_awg3*1e3,'r',frequen
    cyVector,vec_rp_awg4*1e3,'g');
    %
    plot(frequencyVector,vec_rpac_awg1*1e3,'kx',frequencyVector,
    vec_rpac_awg2*1e3,'bx',frequencyVector,vec_rpac_awg3*1e3,'r
    x',frequencyVector,vec_rpac_awg4*1e3,'gx');
    xlabel('Frequência (Hz)')
    ylabel('Resistência Série,(mOhm/m)')
    legend(legn1p,legn2p,legn3p,legn4p)

    disp('Com base no gráfico de resist. série vs. freq., qual
    condutor será utilizado no emissor?:')
    disp(option1p)
    disp(option2p)
    disp(option3p)
    disp(option4p)
    choicep = input('Digite o número da opção desejada:');

    if choicep == 1
        A = sscanf(legn1p,['%d condutores %d AWG']);
        nlitzp = A(1);
        wirep = A(2);
    elseif choicep == 2
        A = sscanf(legn2p,['%d condutores %d AWG']);
        nlitzp = A(1);
        wirep = A(2);
    elseif choicep == 3
        A = sscanf(legn3p,['%d condutores %d AWG']);
        nlitzp = A(1);
        wirep = A(2);
    elseif choicep == 4
        A = sscanf(legn4p,['%d condutores %d AWG']);
        nlitzp = A(1);
        wirep = A(2);
    end
end

```

```

figure(2);

plot(frequencyVector,vec_rs_awg1*1e3,'k',frequencyVector,vec
_rs_awg2*1e3,'b',frequencyVector,vec_rs_awg3*1e3,'r',frequenc
yVector,vec_rs_awg4*1e3,'g');

plot(frequencyVector,vec_rpac_awg1*1e3,'k',frequencyVector,
vec_rpac_awg2*1e3,'b',frequencyVector,vec_rpac_awg3*1e3,'r
x',frequencyVector,vec_rpac_awg4*1e3,'gx');
xlabel('Frequência (Hz)')
ylabel('Resistência Série,(mOhm/m)')
legend(legn1s,legn2s,legn3s,legn4s)

disp('Com base no gráfico de resist. série vs. freq., qual
condutor será utilizado no receptor?');
disp(option1s)
disp(option2s)
disp(option3s)
disp(option4s)
choices = input('Digite o número da opção desejada:');

if choices == 1
    B = sscanf(legn1s,['%d condutores %d AWG']);
    nlitzs = B(1);
    wires = B(2);
elseif choices == 2
    B = sscanf(legn2s,['%d condutores %d AWG']);
    nlitzs = B(1);
    wires = B(2);
elseif choices == 3
    B = sscanf(legn3s,['%d condutores %d AWG']);
    nlitzs = B(1);
%Atualiza FEMM com opções escolhidas pelo usuário.
mi_probdef(frequency,'millimeters','axi',1e-8,0,20,(0));
mi_selectlabel(x1,y1);
mi_setblockprop('Litz Emissor',0,mesh,'emitter',0,1,1);
mi_clearselected;

mi_selectlabel(x2,y2);
mi_setblockprop('Litz Receptor',0,mesh,'receiver',0,2,1);
mi_clearselected;

wind(1) = x1;
wind(2) = x2;
wind(3) = y1;
wind(4) = y2;
wind(5) = y1_limite_inf;
wind(6) = y2_limite_inf;
wind(7) = xfill2;
wind(8) = yfill2;
wind(9) = xfill1;
wind(10) = yfill1;

mi_saveas('result_wind.fem'); %Aqui salva arquivo .fem com
representação dos indutores.

```

```

wires = B(2);
elseif choices == 4
    B = sscanf(legn4s,['%d condutores %d AWG']);
    nlitzs = B(1);
    wires = B(2);
end

else

figure(1);
plot(frequencyVector,vec_rp_awg1*1e3,'k')
xlabel('Frequência (Hz)')
ylabel('Resistência Série,(mOhm/m)')
legend(legn1p);

wirep = awgDesired;
wires = wirep;

end

rwirep = (8.2514694*exp(-0.115943*wirep))/2; %AWG para
mm.
rwires = (8.2514694*exp(-0.115943*wires))/2;
mi_deletematerial('Litz Emissor'); %Deleta condutor Litz das
iteações anteriores.
mi_deletematerial('Litz Receptor');
mi_addmaterial('Litz
Emissor',1,1,0,0,58,0,0,1,5,0,0,nlitzp,2*rwirep); %Cria condutor
Litz com as especificações da iteração atual.
mi_addmaterial('Litz
Receptor',1,1,0,0,58,0,0,1,5,0,0,nlitzs,2*rwires);

closefemm

prt = [frequency/1e3; wirep; nlitzp; wires; nlitzs]; %Matriz
de parâmetros básicos da geometria.

delete('temp_ind.fem');
delete('temp_ind.ans');

end

```

Apêndice A.2 – Exemplo de Implementação de Algoritmo Iterativo (Algoritmo III)

A seguir são mostrados os passos de manipulação de entidades geométricas para o Algoritmo III e a fase de projeto do indutor emissor (o restante do algoritmo foi omitido).

```
%Add Emitter Shield
emiShdDesired1 = input('Digite (1) para usar blindagem no emissor ou (0) para não blindar:');

if emiShdDesired1 == 1

    emiMatName1 = input('Qual o material da blindagem interna?: ', 's');
    emiThicknessShield1 = input('Qual a espessura da blindagem (mm)?:');
    usingShield = 1;

%Manipulação de entidades geométricas.
mi_addnode(0,y1_limite_inf-shieldDist);
mi_addnode(0,y1_limite_inf-emiThicknessShield1-shieldDist);
mi_addnode(x1,y1_limite_inf-shieldDist);
mi_addnode(x1,y1_limite_inf-emiThicknessShield1-shieldDist);
mi_addsegment(0,y1_limite_inf-shieldDist,x1,y1_limite_inf-shieldDist);
mi_addsegment(0,y1_limite_inf-emiThicknessShield1-shieldDist,x1,y1_limite_inf-emiThicknessShield1-shieldDist);
mi_addsegment(x1,y1_limite_inf-emiThicknessShield1-shieldDist,x1,y1_limite_inf-shieldDist);
mi_addblocklabel(x1/2,((y1_limite_inf-emiThicknessShield1-shieldDist)+(y1_limite_inf-shieldDist))/2);
mi_selectlabel(x1/2,((y1_limite_inf-emiThicknessShield1-shieldDist)+(y1_limite_inf-shieldDist))/2);
mi_setblockprop(emiMatName1,0,0.5,'<None>',0,3,0);
mi_clearselected;
mi_selectnode(0,y1_limite_inf-shieldDist);
mi_selectnode(0,y1_limite_inf-emiThicknessShield1-shieldDist);
mi_selectnode(x1,y1_limite_inf-shieldDist);
mi_selectnode(x1,y1_limite_inf-emiThicknessShield1-shieldDist);
mi_selectsegment(x1/2,y1_limite_inf-shieldDist);
mi_selectsegment(x1/2,y1_limite_inf-emiThicknessShield1-shieldDist);
mi_selectsegment(x1,(y1_limite_inf-emiThicknessShield1-shieldDist)+(y1_limite_inf-shieldDist))/2);
mi_setgroup(3);
mi_clearselected;

    emiShdDesired2 = input('Digite (1) para adicionar segunda blindagem ao emissor ou (0) para não adicionar:');
    if emiShdDesired2 == 1
        emiMatName2 = input('Qual o material da blindagem externa?: ', 's');
        emiThicknessShield2 = input('Qual a espessura da segunda blindagem (mm)?:');

        mi_selectnode(0,y1_limite_inf-emiThicknessShield1-shieldDist);
        mi_selectnode(x1,y1_limite_inf-emiThicknessShield1-shieldDist);
        mi_copytranslate(0,-emiThicknessShield2,1);
        mi_clearselected;

%Manipulação de entidades geométricas.
mi_addblocklabel(x1/2,((y1_limite_inf-emiThicknessShield1-shieldDist-emiThicknessShield2)+(y1_limite_inf-shieldDist-emiThicknessShield1))/2);
mi_selectlabel(x1/2,((y1_limite_inf-emiThicknessShield1-shieldDist-emiThicknessShield2)+(y1_limite_inf-shieldDist-emiThicknessShield1))/2);
mi_setblockprop(emiMatName2,0,0.5,'<None>',0,3,0);
mi_addsegment(0,y1_limite_inf-emiThicknessShield1-shieldDist-emiThicknessShield2,x1,y1_limite_inf-emiThicknessShield1-shieldDist-emiThicknessShield2);
mi_addsegment(x1,y1_limite_inf-emiThicknessShield1-shieldDist-emiThicknessShield2,x1,y1_limite_inf-emiThicknessShield1-shieldDist);
mi_selectsegment(x1/2,y1_limite_inf-shieldDist-emiThicknessShield1-emiThicknessShield2);
mi_selectsegment(x1,(y1_limite_inf-emiThicknessShield1-emiThicknessShield2-shieldDist)+(y1_limite_inf-shieldDist-emiThicknessShield1))/2);
mi_setgroup(3);
mi_clearselected;
    end
end

mi_setcurrent('emitter',emiOpenCurrent); %Força uma corrente de teste no circuito primário do modelo do FEMM.
mi_setcurrent('receiver',0);
mi_analyze;
mi_loadsolution;

r=mo_getcircuitproperties('emitter');
emiCalc = abs(r(3)/r(1)); %Aqui obtém a indutância do primário, calculada, fazendo fluxo/corrente.
emiCalcError = (emiInduct - emiCalc)/emiInduct;
emiClock = tic;

while (abs(emiCalcError) > emiError) % Procura o raio do enrolamento de emiInduct até que a diferença entre o valor desejado e
    % o calculado seja inferior ao erro permitido.

    if emiShdDesired1 == 1
```

```

mi_selectnode(x1,y1_limite_inf-shieldDist);
mi_selectnode(x1,y1_limite_inf-emiThicknessShield1-shieldDist);

if emiShdDesired2 == 1
    mi_selectnode(x1,y1_limite_inf-emiThicknessShield1-shieldDist-emiThicknessShield2);
end

mi_movetranslate(emiCoilStep,0);

end

mi_selectgroup(1);
mi_movetranslate(emiCoilStep,0)
x1 = x1 + emiCoilStep; % Ajusta o raio do enrolamento primário, de acordo com o passo.

iterCounter1 = iterCounter1 + 1; % Atualiza o contador de iterações.
iterCounter2 = iterCounter2 + 1;

femClock = tic;
mi_analyze; % Analisa nova geometria e recomeça.
mi_loadsolution;
femTime1(iterCounter1) = toc(femClock);

r=mo_getcircuitproperties('emitter');
emiCalc = abs(r(3)/r(1)); % Recalcula a indutância emiInduct.
emiCalcError = (emiInduct - emiCalc)/emiInduct

emiVecError(iterCounter1) = emiCalcError*100; % Expressa erro percentual para gráfico.
emiVecIter(iterCounter1) = iterCounter1;

emiCoilStep = emiCalcError*adjFactor;

if iterCounter2 > 15
    adjFactor = adjFactor/2;
    iterCounter2 = 0;

    nAdj = nAdj + 1;

    if nAdj > 2
        emiError = 2*emiError;
        nAdj = 0;
        adjFactor = 100;
    end

end

end

end

emiTime = toc (emiClock);

```

Apêndice A.3 – Mapeamento-H

Tabela pré-programada para definição dos limites de segurança, conforme ICNIRP (1998) ou ICNIRP (2010).

```
% Tabela de Limites de Campo Elétrico (Eref), Intensidade de campo magnético (Href) e densidade de fluxo magnético (Bref), de acordo com
% Tabela 7 de ICNIRP GUIDELINES FOR LIMITING EXPOSURE TO TIME VARYING ELECTRIC, MAGNETIC AND
% ELECTROMAGNETIC FIELDS (UP TO 300 GHZ), de 1998.
```

```
if frequency < 1
    Eref = 1e10; Href = 3.2e4; Bref = 4e4;
elseif frequency >= 1 && frequency < 8
    Eref = 10e3; Href = 3.2e4/(frequency^2); Bref = (4e4/(frequency^2));
elseif frequency >= 8 && frequency < 25
    Eref = 10e3; Href = 4000/frequency; Bref = 5000/frequency;
elseif frequency >= 25 && frequency < 800
    Eref = 250/(frequency/1e3); Href = 4/(frequency/1e3); Bref = 5/(frequency/1e3); %Em todos os casos, Bref = u0*Href, com u0
    u0 = 4pi*10^-7 H/m.
elseif frequency >= 800 && frequency < 3000
    Eref = 250/(frequency/1e3); Href = 5; Bref = 6.25;
elseif frequency >= 3000 && frequency < 150e3
    Eref = 87; Href = 5; Bref = 6.25;
elseif frequency >= 150e3 && frequency < 1e6
    Eref = 87; Href = 0.73/(frequency/1e6); Bref = 0.92/(frequency/1e6);
elseif frequency >= 1e6 && frequency < 10e6
    Eref = 87/((frequency/1e6)^0.5); Href = 0.73/(frequency/1e6); Bref = 0.92/(frequency/1e6);
elseif frequency >= 10e6
    Eref = 28; Href = 0.073; Bref = 0.092;
end
```

E a seguir, exemplo do mapeamento ponto a ponto a partir dos resultados do FEMM.

```
for y = Ymin:resolution:Ymax
    if Ymin < 0
        yoffset = y - Ymin; %Faz offset das coordenadas para evitar indice negativo.
    else
        yoffset = y;
    end
    estimatedTime = retrieveTime*(Ymax-y); %Tempo estimado para fim da obtenção de dados, em minutos.
    disp(sprintf('Tempo estimado para fim da obtenção de dados: %4.1f segundos',estimatedTime));

    clockY = tic;
    for x = Xmin:resolution:Xmax %Resolução x ou y ajustável pelo usuário.

        if Xmin < 0
            xoffset = x - Xmin;
        else
            xoffset = x;
        end
        if Bretrieve == 1
            B = mo_getb(x,y); %Obtenção de B por coordenadas.
            Bx= abs(B(1));
            By= abs(B(2));
            Bm(xoffset+1,yoffset+1) = sqrt(Bx^2 + By^2);

            Baux = Bm(xoffset+1,yoffset+1);
            if Baux >= Bref
                cloudB = [cloudB; [xoffset+1 yoffset+1]]; %Nuvem de pontos de B. Pode ser usada para qualquer pós-
                % processamento.
            end
        end
    end
    retrieveTime = toc(clockY);
```


Apêndice A.4 – Algoritmo de Monte Carlo para Análise de Sensibilidade Global

%Sensitivity Analysis - Global Method

```

maxSample = 6000; %Nam
sampleCounter = 0;
CurrentFed = 0;
SR_La = 0; SR_Ca = 0; SR_Cb = 0;

% Problem Definitions
rint = 10e-3; k = 0.4;
emiVoltage = 200;
Isourse = 5;
definedLp = 120e-6; definedLs = 190e-6; definedLa = 200e-6;
definedCa = 100e-9; definedCb = 100e-9;
definedF = 38400; definedM = k*sqrt(definedLp*definedLs);
% -----

type = input('Enter "1"- SS, "2"- SP, "3"- PS, "4"- PP, "5"- PS
Current Fed,\n "6"- PP Current Fed, "7"- CLC SS, "8"- CLC SP,
"9"- LCL S, "10"- LCL P:');
Q = input('Enter desired receiver quality factor:');

if type == 1
    comp = 'SS'; emiType = 1; recType = 1;
elseif type == 2
    comp = 'SP'; emiType = 1; recType = 0;
elseif type == 3
    comp = 'PS'; emiType = 0; recType = 1;
elseif type == 4
    comp = 'PP'; emiType = 0; recType = 0;
elseif type == 5
    CurrentFed = 1;
    comp = 'PS Current Fed'; emiType = 3; recType = 2;
elseif type == 6
    CurrentFed = 1;
    comp = 'PP Current Fed'; emiType = 3; recType = 3;
elseif type == 7
    comp = 'CLC SS'; emiType = 4; recType = 2;
elseif type == 8
    comp = 'CLC SP'; emiType = 4; recType = 3;
elseif type == 9
    comp = 'LCL S'; emiType = 5; recType = 4;
elseif type == 10
    comp = 'LCL P'; emiType = 5; recType = 5;
end

info =
capCalcMonteCarlo(definedLp,definedLs,definedM,definedF,Q,
type);
Load = info(1);
definedCp = info(2);
definedCs = info(3);

%Normal distribution for Lp;
muLp = definedLp;
tolLp = muLp*5/100; %Tolerance is +/- 5% relative to mean.
stdLp = tolLp/4;
nLp = stdLp*randn(100*maxSample,1) + muLp;

%Normal distribution for Ls;
muLs = definedLs;
tolLs = muLs*5/100; %Tolerance is +/- 5% relative to mean.
stdLs = tolLs/4;
nLs = stdLs*randn(100*maxSample,1) + muLs;

%Normal distribution for La;
muLa = definedLa;
tolLa = muLa*5/100; %Tolerance is +/- 5% relative to mean.
stdLa = tolLa/4;
nLa = stdLa*randn(100*maxSample,1) + muLa;

%Normal distribution for Cp;

```

```
clear; clc;
```

```

muCp = definedCp;
tolCp = muCp*5/100; %Tolerance is +/- 10% relative to mean.
stdCp = tolCp/4;
nCp = stdCp*randn(100*maxSample,1) + muCp;

%Normal distribution for Cs;
muCs = definedCs;
tolCs = muCs*5/100; %Tolerance is +/- 10% relative to mean.
stdCs = tolCs/4;
nCs = stdCs*randn(100*maxSample,1) + muCs;

%Normal distribution for Ca;
muCa = definedCa;
tolCa = muCa*5/100; %Tolerance is +/- 10% relative to mean.
stdCa = tolCa/4;
nCa = stdCa*randn(100*maxSample,1) + muCa;

%Normal distribution for Cb;
muCb = definedCb;
tolCb = muCb*5/100; %Tolerance is +/- 10% relative to mean.
stdCb = tolCb/4;
nCb = stdCb*randn(100*maxSample,1) + muCb;

%Normal distribution for f;
muF = definedF;
tolF = muF*5/100; %Tolerance is +/- 5% relative to mean.
stdF = tolF/4;
nF = stdF*randn(100*maxSample,1) + muF;

%Normal distribution for RpRun;
muRp = 0.3;
tolRp = muRp*5/100; %Tolerance is +/- 5% relative to mean.
stdRp = tolRp/4;
nRp = stdRp*randn(100*maxSample,1) + muRp;

%Normal distribution for RsRun;
muRs = 0.5;
tolRs = muRs*5/100; %Tolerance is +/- 5% relative to mean.
stdRs = tolRs/4;
nRs = stdRs*randn(100*maxSample,1) + muRs;

%Normal distribution for kRun; %Considering k.
muk = 0.4;
tolk = muk*5/100; %Tolerance is +/- 5% relative to mean.
stdk = tolk/4;
nk = stdk*randn(100*maxSample,1) + muk;

lenLp = length(nLp);
lenLs = length(nLs);
lenLa = length(nLa);
lenCp = length(nCp);
lenCs = length(nCs);
lenCa = length(nCa);
lenCb = length(nCb);
lenF = length(nF);
lenRp = length(nRp);
lenRs = length(nRs);
lenk = length(nk); %Considering k.

%% Randomized samples from Normal distributions

firstLoop = 0; %Here, the nominal values for all variables are loaded.
LpRun = muLp; LsRun = muLs; LaRun = muLa; CsRun =
muCs; CpRun = muCp; %The first loop execution will determine
nominal power.
CaRun = muCa; CbRun = muCb; WRun = 2*pi*muF; kRun = k;
RpRun = muRp; RsRun = muRs; FRun = muF; mutualRun =
k*sqrt(LpRun*LsRun);

while sampleCounter <= maxSample

```

```

if firstLoop == 1
    sampleCounter = sampleCounter + 1;

    np = round(mod(rand.*lenLp,lenLp-1))+ 1;
    %round(mod(rand.*max,max-1))+min; Random number
    generation.
    LpRun = nLp(np,:);
    LpVector(sampleCounter) = LpRun;

    ns = round(mod(rand.*lenLs,lenLs-1))+ 1;
    LsRun = nLs(ns,:);
    LsVector(sampleCounter) = LsRun;

    cp = round(mod(rand.*lenCp,lenCp-1))+ 1;
    CpRun = nCp(cp,:);
    CpVector(sampleCounter) = CpRun;

    cs = round(mod(rand.*lenCs,lenCs-1))+ 1;
    CsRun = nCs(cs,:);
    CsVector(sampleCounter) = CsRun;

    freq = round(mod(rand.*lenF,lenF-1))+ 1;
    FRun = nF(freq,:);
    FVector(sampleCounter) = FRun;
    WRun = 2*pi*FRun;

    rp = round(mod(rand.*lenRp,lenRp-1))+ 1;
    RpRun = nRp(rp,:);
    RpVector(sampleCounter) = RpRun;

    rs = round(mod(rand.*lenRs,lenRs-1))+ 1;
    RsRun = nRs(rs,:);
    RsVector(sampleCounter) = RsRun;

    na = round(mod(rand.*lenLa,lenLa-1))+ 1;
    LaRun = nLa(na,:);
    LaVector(sampleCounter) = LaRun;

    ca = round(mod(rand.*lenCa,lenCa-1))+ 1;
    CaRun = nCa(ca,:);
    CaVector(sampleCounter) = CaRun;

    cb = round(mod(rand.*lenCb,lenCb-1))+ 1;
    CbRun = nCb(cb,:);
    CbVector(sampleCounter) = CbRun;

    kk = round(mod(rand.*lenk,lenk-1))+ 1; %Considering k.
    kRun = nk(kk,:); %Considering k.
    kVector(sampleCounter) = kRun; %Considering k.

end
%Begin Transfer Function (Exact Model Equations)

mutualRun = kRun*sqrt(LpRun*LsRun); %Considering k.

if type == 1
    c1 = RpRun + 1i*WRun*(LpRun-
mutualRun)+1/(1i*WRun*CpRun)+1i*WRun*mutualRun +
rint;
    m = 1;
    c2 = RsRun + 1i*WRun*(LsRun-
mutualRun)+1/(1i*WRun*CsRun)+Load+1i*WRun*mutualRun
;
    emiCurrent = (m*emiVoltage)/(c1 +
(WRun^2*mutualRun^2)/c2);
    recCurrent = 1i*WRun*mutualRun*emiCurrent/(c2);
    loadCurrent = recCurrent;
    loadVoltage = Load*loadCurrent;
    emiCapVoltage = (1/(1i*WRun*CpRun))*emiCurrent;
    recCapVoltage = (1/(1i*WRun*CsRun))*recCurrent;
    emiCapCurrent = emiCurrent;
    recCapCurrent = recCurrent;

elseif type == 2

```

```

    c1 = RpRun + 1i*WRun*(LpRun-
mutualRun)+1/(1i*WRun*CpRun)+1i*WRun*mutualRun +
rint;
    m = 1;
    c2 = RsRun + 1i*WRun*(LsRun-
mutualRun)+Load/(1+1i*WRun*Load*CsRun)+1i*WRun*mutu
alRun;
    emiCurrent = (m*emiVoltage)/(c1 +
(WRun^2*mutualRun^2)/c2);
    recCurrent = 1i*WRun*mutualRun*emiCurrent/(c2);
    loadVoltage = (Load*recCurrent)/(1 +
1i*WRun*Load*CsRun);
    loadCurrent = recCurrent - 1i*WRun*CsRun*loadVoltage;
    emiCapVoltage = (1/(1i*WRun*CpRun))*emiCurrent;
    recCapVoltage = loadVoltage;
    recCapCurrent = 1i*WRun*CsRun*recCapVoltage;
    emiCapCurrent = emiCurrent;

elseif type == 3
    t = ((rint^2)/(1/(1i*WRun*CpRun)+ rint) - rint);
    c1 = RpRun + 1i*WRun*(LpRun-
mutualRun)+1i*WRun*mutualRun - t;
    m = 1 - (rint/(1/(1i*WRun*CpRun)+ rint));
    c2 = RsRun + 1i*WRun*(LsRun-
mutualRun)+1/(1i*WRun*CsRun)+Load+1i*WRun*mutualRun
;
    emiCurrent = (m*emiVoltage)/(c1 +
(WRun^2*mutualRun^2)/c2);
    recCurrent = 1i*WRun*mutualRun*emiCurrent/(c2);
    loadCurrent = recCurrent;
    loadVoltage = Load*loadCurrent;
    emiCapVoltage = (emiVoltage - rint*emiCurrent)/(1 +
1i*WRun*CpRun*rint);
    emiCapCurrent = 1i*WRun*CpRun*emiCapVoltage;
    recCapCurrent = recCurrent;
    recCapVoltage = (1/(1i*WRun*CsRun))*recCurrent;

elseif type == 4
    t = ((rint^2)/(1/(1i*WRun*CpRun)+ rint) - rint);
    c1 = RpRun + 1i*WRun*(LpRun-
mutualRun)+1i*WRun*mutualRun - t;
    m = 1 - (rint/(1/(1i*WRun*CpRun)+ rint));
    c2 = RsRun + 1i*WRun*(LsRun-
mutualRun)+Load/(1+1i*WRun*Load*CsRun)+1i*WRun*mutu
alRun;
    emiCurrent = (m*emiVoltage)/(c1 +
(WRun^2*mutualRun^2)/c2);
    recCurrent = 1i*WRun*mutualRun*emiCurrent/(c2);
    loadVoltage = (Load*recCurrent)/(1 +
1i*WRun*Load*CsRun);
    loadCurrent = recCurrent - 1i*WRun*CsRun*loadVoltage;
    emiCapVoltage = (emiVoltage - rint*emiCurrent)/(1 +
1i*WRun*CpRun*rint);
    emiCapCurrent = 1i*WRun*CpRun*emiCapVoltage;
    recCapVoltage = loadVoltage;
    recCapCurrent = 1i*WRun*CsRun*recCapVoltage;

elseif type == 5
    ZpRun = RpRun + 1i*WRun*(LpRun-mutualRun);
    Zm = 1i*WRun*mutualRun;
    beta = RsRun + 1i*WRun*(LsRun-mutualRun) +
1/(1i*WRun*CsRun)+Load;
    a = ((1 + beta/Zm)*(Isorce/(1i*WRun*CpRun)))/beta;
    emiCurrent = a/(1 + ((1 +
beta/Zm)*(1/(1i*WRun*CpRun)+ZpRun))/beta);
    recCurrent = emiCurrent/(1 + beta/Zm);
    loadCurrent = recCurrent;
    loadVoltage = Load*loadCurrent;
    emiCapCurrent = Isource - emiCurrent;
    emiCapVoltage = (1/(1i*WRun*CpRun))*emiCapCurrent;
    recCapCurrent = loadCurrent;
    recCapVoltage = (1/(1i*WRun*CsRun))*recCurrent;

elseif type == 6
    ZpRun = RpRun + 1i*WRun*(LpRun-mutualRun);
    ZsRun = RsRun + 1i*WRun*(LsRun-mutualRun);

```

```

Zm = 1i*WRun*mutualRun;
r = (1/Load + 1i*WRun*CsRun);
m = (1 + 1/(1i*WRun*CpRun*Zm) + ZpRun/Zm);
n = (r/(1i*WRun*CpRun) + ZpRun*r)/(1 + ZsRun*r);
emiCurrent = Isource*(((r/(1i*WRun*CpRun))/(1 +
ZsRun*r))+ 1/(1i*WRun*CpRun*Zm))/(m+n);
recCurrent = (Isource*r/(1i*WRun*CpRun) -
(r/(1i*WRun*CpRun) + ZpRun*r)*emiCurrent)/(1 + ZsRun*r);
magCurrent = emiCurrent - recCurrent;
recCapVoltage = Zm*magCurrent - ZsRun*recCurrent;
loadCurrent = recCapVoltage/Load;
loadVoltage = Load*loadCurrent;
emiCapCurrent = Isource - emiCurrent;
emiCapVoltage = (1/(1i*WRun*CpRun))*emiCapCurrent;
recCapVoltage = loadVoltage;
recCapCurrent = 1i*WRun*CsRun*recCapVoltage;

elseif type == 7
    ZpRun = RpRun + 1i*WRun*(LpRun-mutualRun) +
1/(1i*WRun*CpRun);
    ZsRun = RsRun + 1i*WRun*(LsRun-mutualRun) +
1/(1i*WRun*CsRun);
    Zm = 1i*WRun*mutualRun;
    a = 1 + (1i*WRun*LaRun)/(ZpRun*(1-
WRun^2*CbRun*LaRun));
    b = WRun^2*CbRun*LaRun*emiVoltage/(ZpRun*(1-
WRun^2*CbRun*LaRun));
    c = (Load + ZsRun)/Zm;
    recCurrent = (emiVoltage/(ZpRun*a) + b/a)/(1 + c +
Zm*c/(ZpRun*a));
    emiCurrent = (1 + c)*recCurrent;
    loadCurrent = recCurrent;
    loadVoltage = Load*loadCurrent;
    recCapCurrent = recCurrent;
    recCapVoltage = (1/(1i*WRun*CsRun))*recCurrent;
    emiCapVoltage = (1/(1i*WRun*CpRun))*emiCurrent;
    emiCapCurrent = emiCurrent;

elseif type == 8
    ZpRun = RpRun + 1i*WRun*(LpRun-mutualRun) +
1/(1i*WRun*CpRun);
    ZsRun = RsRun + 1i*WRun*(LsRun-mutualRun) +
1/(1i*WRun*CsRun);
    Zm = 1i*WRun*mutualRun;
    t = 1 + (1i*WRun*LaRun)/(ZpRun*(1-
WRun^2*CbRun*LaRun));
    b = WRun^2*CbRun*LaRun*emiVoltage/(ZpRun*(1-
WRun^2*CbRun*LaRun));
    a = (ZsRun - 1/(1i*WRun*CsRun -
WRun^2*CsRun^2*Load))/Zm;
    recCurrent = (emiVoltage/(ZpRun*t) + b/t)/(1 + a +
Zm*a/(ZpRun*t));
    emiCurrent = (1 + a)*recCurrent;
    loadCurrent = recCurrent/(1 + 1i*WRun*Load*CsRun);
    loadVoltage = Load*loadCurrent;
    emiCapVoltage = (1/(1i*WRun*CpRun))*emiCurrent;
    emiCapCurrent = emiCurrent;
    recCapVoltage = loadVoltage;
    recCapCurrent = 1i*WRun*CsRun*recCapVoltage;

elseif type == 9
    ZaRun = rint + 1i*WRun*LaRun;
    t = ((ZaRun^2)/(1/(1i*WRun*CpRun)+ ZaRun) - ZaRun);
    c1 = RpRun + 1i*WRun*(LpRun-
mutualRun)+1i*WRun*mutualRun - t;
    m = 1 - (ZaRun/(1/(1i*WRun*CpRun)+ ZaRun));
    c2 = RsRun + 1i*WRun*(LsRun-
mutualRun)+1/(1i*WRun*CsRun)+Load+1i*WRun*mutualRun
;
    emiCurrent = (m*emiVoltage)/(c1 +
(WRun^2*mutualRun^2)/c2);
    recCurrent = 1i*WRun*mutualRun*emiCurrent/(c2);
    loadCurrent = recCurrent;
    loadVoltage = Load*loadCurrent;
    recCapCurrent = recCurrent;
    recCapVoltage = (1/(1i*WRun*CsRun))*recCurrent;

```

```

emiCapCurrent = (emiVoltage -
ZaRun*emiCurrent)/((1/(1i*WRun*CpRun))+ ZaRun);
emiCapVoltage = (1/(1i*WRun*CpRun))*emiCapCurrent;

```

```

elseif type == 10
    ZaRun = rint + 1i*WRun*LaRun;
    t = ((ZaRun^2)/(1/(1i*WRun*CpRun)+ ZaRun) - ZaRun);
    c1 = RpRun + 1i*WRun*(LpRun-
mutualRun)+1i*WRun*mutualRun - t;
    m = 1 - (ZaRun/(1/(1i*WRun*CpRun)+ ZaRun));
    c2 = RsRun + 1i*WRun*(LsRun-
mutualRun)+Load/(1+1i*WRun*Load*CsRun)+1i*WRun*mutu
alRun;
    emiCurrent = (m*emiVoltage)/(c1 +
(WRun^2*mutualRun^2)/c2);
    recCurrent = 1i*WRun*mutualRun*emiCurrent/(c2);
    loadVoltage = (Load*recCurrent)/(1 +
1i*WRun*Load*CsRun);
    loadCurrent = recCurrent - 1i*WRun*CsRun*loadVoltage;
    emiCapCurrent = (emiVoltage -
ZaRun*emiCurrent)/((1/(1i*WRun*CpRun))+ ZaRun);
    emiCapVoltage = (1/(1i*WRun*CpRun))*emiCapCurrent;
    recCapVoltage = loadVoltage;
    recCapCurrent = 1i*WRun*CsRun*recCapVoltage;

```

end

if firstLoop == 0

```

muSL = Load*loadCurrent*conj(loadCurrent);
muIL = loadCurrent;
mulp = emiCurrent;
mutetaIp = rad2deg(angle(emiCurrent));
mulS = recCurrent;
muVL = loadVoltage;
mulcp = emiCapCurrent;
muVcp = emiCapVoltage;
mulcs = recCapCurrent;
muVcs = recCapVoltage;
firstLoop = 1;

else
    SL(sampleCounter) =
Load*loadCurrent*conj(loadCurrent);
IL (sampleCounter) = loadCurrent;
VL (sampleCounter) = loadVoltage;
Ip (sampleCounter) = emiCurrent;
tetaIp (sampleCounter)= rad2deg(angle(emiCurrent));
Is (sampleCounter) = recCurrent;
Icp(sampleCounter) = emiCapCurrent;
Vcp(sampleCounter) = emiCapVoltage;
Ics(sampleCounter) = recCapCurrent;
Vcs(sampleCounter) = recCapVoltage;

```

end

%End Transfer Function

end

```

finish = 0;
variable = 0; D = []; D2 = [];
rhoLp=0; rhoLs=0; rhoLa=0; rhoCp=0; rhoCs=0; rhoCa=0;
rhoCb=0; rhoRp=0; rhoRs=0; rhoF=0;
rhok=0; %Considering k.

```

while finish == 0

```

if variable == 0
    vecY = real(SL);
    vecMu = real(muSL);
    varName = 'SL';
elseif variable == 1
    vecY = abs(lp);
    vecMu = abs(muIp);
    varName = 'Abs Ip';
elseif variable == 2
    vecY = tetaIp;

```

```

    vecMu = mutetalp;
    varName = 'Ang lp';
elseif variable == 3
    vecY = abs(Is);
    vecMu = abs(muIs);
    varName = 'Abs Is';
elseif variable == 4
    vecY = abs(VL);
    vecMu = abs(muVL);
    varName = 'Abs VL';
elseif variable == 5
    vecY = abs(IL);
    vecMu = abs(muIL);
    varName = 'Abs IL';
elseif variable == 6
    vecY = abs(Vcp);
    vecMu = abs(muVcp);
    varName = 'Abs Vcp';
elseif variable == 7
    vecY = abs(lcp);
    vecMu = abs(muIcp);
    varName = 'Abs lcp';
elseif variable == 8
    vecY = abs(Vcs);
    vecMu = abs(muVcs);
    varName = 'Abs Vcs';
elseif variable == 9
    vecY = abs(Ics);
    vecMu = abs(muIcs);
    varName = 'Abs Ics';
    finish = 1;
end

variable = variable + 1;

vecX = LpVector;
covar = cov(vecX,vecY); covarXY = covar(1,2); %Covariance
calculation.
stdX = std(vecX); stdY = std(vecY); %Standard
deviations;
rhoLp = covarXY/(stdX*stdY);

vecX = LsVector;
covar = cov(vecX,vecY); covarXY = covar(1,2);
stdX = std(vecX); stdY = std(vecY);
rhoLs = covarXY/(stdX*stdY);

vecX = CpVector;
covar = cov(vecX,vecY); covarXY = covar(1,2);
stdX = std(vecX); stdY = std(vecY);
rhoCp = covarXY/(stdX*stdY);

vecX = CsVector;
covar = cov(vecX,vecY); covarXY = covar(1,2);
stdX = std(vecX); stdY = std(vecY);
rhoCs = covarXY/(stdX*stdY);

vecX = RpVector;
covar = cov(vecX,vecY); covarXY = covar(1,2);
stdX = std(vecX); stdY = std(vecY);
rhoRp = covarXY/(stdX*stdY);

vecX = RsVector;
covar = cov(vecX,vecY); covarXY = covar(1,2);
stdX = std(vecX); stdY = std(vecY);
rhoRs = covarXY/(stdX*stdY);

vecX = FVector;
covar = cov(vecX,vecY); covarXY = covar(1,2);
stdX = std(vecX); stdY = std(vecY);
(Tab, '%15.3f');

```

```

rhoF = covarXY/(stdX*stdY);

vecX = kVector; %Considering
k.
covar = cov(vecX,vecY); covarXY = covar(1,2); %Considering
k.
stdX = std(vecX); stdY = std(vecY); %Considering
k.
rhok = covarXY/(stdX*stdY); %Considering
k.

if (type == 7 || type == 8)
    vecX = CaVector;
    covar = cov(vecX,vecY); covarXY = covar(1,2);
    stdX = std(vecX); stdY = std(vecY);
    rhoCa = covarXY/(stdX*stdY);

    vecX = CbVector;
    covar = cov(vecX,vecY); covarXY = covar(1,2);
    stdX = std(vecX); stdY = std(vecY);
    rhoCb = covarXY/(stdX*stdY);
end

if (type == 7 || type == 8 || type == 9 || type == 10)
    vecX = LaVector;
    covar = cov(vecX,vecY); covarXY = covar(1,2);
    stdX = std(vecX); stdY = std(vecY);
    rhoLa = covarXY/(stdX*stdY);
end

Res = [rhoLp; rhoLs; rhoLa; rhoCp; rhoCs; rhoCa; rhoCb;
rhoRp; rhoRs; rhoF; rhok];
D = [D Res];

Vals = [min(vecY); mean(vecY); vecMu; max(vecY)];
D2 = [D2 Vals];

% Disps
disp('-----')
disp(sprintf('Results for: %s',varName));
disp(sprintf('rho Lp: %f',rhoLp));
disp(sprintf('rho Ls: %f',rhoLs));
if (type == 7 || type == 8 || type == 9 || type == 10)
    disp(sprintf('rho La: %f',rhoLa));
end
disp(sprintf('rho Cp: %f',rhoCp));
disp(sprintf('rho Cs: %f',rhoCs));

if (type == 7 || type == 8)
    disp(sprintf('rho Ca: %f',rhoCa));
    disp(sprintf('rho Cb: %f',rhoCb));
end
disp(sprintf('rho Rp: %f',rhoRp));
disp(sprintf('rho Rs: %f',rhoRs));
disp(sprintf('rho Freq: %f',rhoF));
disp(sprintf('rho k: %f',rhok)); %Considering k.

disp('*****')
disp(sprintf('Minimum for %s: %f',varName, min(vecY)));
disp(sprintf('Mean for %s: %f',varName, mean(vecY)));
disp(sprintf('Nominal for %s: %f',varName, vecMu));
disp(sprintf('Maximum for %s: %f',varName, max(vecY)));
disp('*****')

end

Tab = [D; D2];
Table = num2str

```

Apêndice B – Montagens Experimentais de Indutores

Experimentalmente, M é determinada conforme (B.1), onde L_T é a indutância total quando L_p e L_s são conectados em série na condição espacial desejada. Ainda, $L_{p,as}$ é a indutância do emissor quando o receptor encontra-se em aberto e $L_{s,pa}$ é a indutância do receptor com o emissor em aberto.

$$M = \frac{L_T - (L_{p,sa} + L_{s,pa})}{2} \quad (\text{B.1})$$

Com esta formulação e considerando (3.8), calcula-se M e S_u sem a necessidade de alimentar o SFA de fato. Para acopladores em que o emissor possui múltiplos indutores (Bipolar, Duplo D e Duplo D Quadratura), (B.1) pode se usada também para avaliar o coeficiente de acoplamento entre L_{p1} e L_{p2} .

B.1 – Indutores Circulares Sem Núcleo Magnético

Os parâmetros dos indutores são mostrados na Tabela B.1, onde se observa que os diâmetros são diferentes, mas a indutância própria é a mesma.

Uma ilustração destes indutores é dada na Figura B.1(a). Resultados para o desalinhamento lateral, considerando $D_p = D_s = 100$ mm de diâmetro, para $e = 0$ mm e para $e = 28$ mm, são mostrados na Figura B.1(b).

Na Figura B.1(c), tem-se a evolução de k em função de e para diferentes relações D_p/D_s . Se $D_p = D_s$, k é elevado quando $e = 0$ mm, mas reduz-se a apenas 1/5 do valor inicial quando $e = 50$ mm. Contudo, se $D_p = D_s/2$, k inicial é baixo, mas em $e = 50$ mm este valor é reduzido apenas aproximadamente à metade.

Tabela B.1 – Parâmetros dos indutores circulares.

Indutor	D_x (mm)	N_x (espiras)	L_x (mH)
Circular 1	100	80	1,033
Circular 2	100	80	1,039
Circular 3	200	50	1,028
Circular 4	50	132	1,007

(a)

(b)

(c)

Figura B.1 – Resultados para SFA Circular-Circular, (a) montagem experimental, (b) $k(d_c)$ e (c) $k(e)$.

B.2 – Emissor Duplo D com Receptor Espiral

A montagem experimental é mostrada na Figura B.2(a). O comportamento de k em função de d_c é mostrado na Figura B.2(b) para $e = 36$ mm e $e = 19$ mm. O emissor do tipo Duplo D foi desenvolvido com dois indutores idênticos, cada um com $L_p = 7,10$ μ H e $R_p = 0,023$ Ω . O acoplamento entre eles, k_e , não pode ser medido com a ponte RLC disponível. O indutor secundário é do tipo espiral quadrado, foi desenvolvido em placa de circuito impresso e possui $R_s = 0,918$ Ω . A indutância própria (fora do alcance do emissor) é $L_s = 11,00$ μ H com o núcleo magnético e $L_s = 6,70$ μ H sem núcleo magnético.

Figura B.2 - Resultados para SFA Duplo D - Espiral, (a) montagem experimental do emissor e (b) $k(d_c)$.

B.3 – Emissor Bipolar com Receptor Espiral

Os mesmos indutores da seção anterior foram usados aqui.

Figura B.3 – Resultados para SFA Bipolar - Espiral, (a) montagem experimental do emissor e (b) $k(d_c)$.

B.4 – Emissor Circular Concentrado com Receptor Cilíndrico

O núcleo magnético do emissor é o mesmo NB-55/52/4 – TH50 usado anteriormente, enquanto no receptor utiliza-se o núcleo Thornton NBC-15/50-IP6. Assim, $H_s = 50$ mm, $D_s = 15$ mm, e $D_p = 100$ mm. A montagem experimental é mostrada na Figura B.4(a) enquanto a Figura B.4(b) apresenta $k(d_c)$, $L_p(d_c)$ e $L_s(d_c)$. Observa-se que L_p e L_s são aproximadamente constantes sob desalinhamento lateral. Apesar de ambos possuírem núcleos de alta permeabilidade magnética, a relação $D_s/D_p \ll 1$ garante certa independência entre indutâncias próprias.

(a)

(b)

Figura B.4 – Resultados para SFA Circular - Cilíndrico, (a) montagem experimental e (b) $k(d_c)$.

B.5 – Emissor Trilha com Receptor E Quadratura

A trilha foi construída sem núcleo magnético ou blindagem, de maneira que $L_p = 308 \mu\text{H}$ e a distância entre pólos é $m = 30$ mm (em referência à Figura 4.6). O indutor horizontal encontra-se instalado na perna central do núcleo E, tal que $L_{sH} = 85 \mu\text{H}$, com $p = 4$ mm (conforme Figura 4.3). O indutor vertical foi dividido em duas partes iguais, posicionadas nas junções entre a perna central e cada perna lateral do núcleo E. Quando conectados com polaridade aditiva, tem-se $L_{sV} = 647 \mu\text{H}$. Esta forma de conexão é uma alternativa ao que se vê na Figura 4.6, mas o comportamento de S_{uV} e S_{uH} é o mesmo.

(a)

(b)

Figura B.5 – Resultados para SFA E Quadratura - Trilha, (a) montagem experimental e (b) $k(d_c)$.

Apêndice C – Histograma Experimental para um Indutor Comercial

A Figura C.1 mostra os resultados experimentais obtidos medindo-se a indutância de 230 amostras de um indutor comercial. A média de indutância obtida é 31,77 mH, sendo o valor mínimo igual a 30,81 mH e o valor máximo igual a 33,40 mH. O histograma pode ser aproximado por uma Distribuição de Probabilidade Normal.

Figura C.1 – Histograma de indutância.

A Figura C.2 mostra os resultados experimentais obtidos medindo-se a resistência série dos mesmos 230 indutores. A média obtida é 6,69 Ω , sendo o valor mínimo igual a 6,42 Ω e o valor máximo igual a 7,50 Ω . O histograma pode ser aproximado por uma Distribuição de Probabilidade do tipo Kernel.

Figura C.2 – Histograma de resistência série.

Apêndice D – Resultados para Análise OAT

As tabelas seguintes contêm os índices $S_{x_i}^{SL}$ para a análise OAT apresentada no capítulo 5.

Parâmetro	S^{SL} , para $Q_s = 0,5$									
	SS	SP	PS	PP	PS Cor.	PP Cor.	CLC SS	CLC SP	LCL S	LCL P
L_p	4,52	3,91	-2,11	-2,58	5,55	5,52	0,19	0,19	1,23	2,08
L_s	0,00	1,52	0,08	-2,35	-0,06	1,69	0,00	-2,07	-0,03	-1,78
L_a	-	-	-	-	-	-	-2,13	-2,14	-0,03	-0,06
C_p	4,62	2,84	0,00	0,00	3,92	3,06	0,20	0,17	2,91	3,30
C_s	0,00	0,00	0,09	0,10	-0,06	-0,07	0,00	0,00	-0,04	-0,07
C_a	-	-	-	-	-	-	0,00	0,00	-	-
C_b	-	-	-	-	-	-	0,00	0,00	-	-
R_p	-0,23	-0,22	0,00	0,00	-0,23	-0,22	0,00	0,00	0,00	0,00
R_s	0,00	-0,03	-0,01	-0,01	0,00	-0,03	-0,01	-0,01	-0,01	0,00
f	11,05	8,67	0,18	-1,81	10,87	8,36	0,20	-1,92	5,26	4,20

Parâmetro	S^{SL} , para $Q_s = 1$									
	SS	SP	PS	PP	PS Cor.	PP Cor.	CLC SS	CLC SP	LCL S	LCL P
L_p	1,43	1,24	-2,11	-2,46	2,87	2,90	0,19	0,19	1,13	1,82
L_s	0,00	1,65	0,34	-1,81	-0,27	1,55	0,01	-2,04	-0,14	-1,96
L_a	-	-	-	-	-	-	-2,15	-2,13	-0,12	-0,23
C_p	1,78	1,02	0,00	0,00	1,27	0,69	0,20	0,17	2,75	3,04
C_s	0,00	0,00	0,35	0,39	-0,29	-0,32	0,01	0,01	-0,14	-0,27
C_a	-	-	-	-	-	-	0,00	0,00	-	-
C_b	-	-	-	-	-	-	0,00	0,00	-	-
R_p	-0,12	-0,12	0,00	0,00	-0,12	-0,11	0,00	0,00	0,00	0,00
R_s	0,00	-0,02	-0,02	-0,02	0,00	-0,01	-0,02	-0,02	-0,02	-0,01
f	3,61	2,40	0,70	-1,01	4,03	2,87	0,31	-1,77	4,87	3,54

Parâmetro	S^{SL} , para $Q_s = 5$									
	SS	SP	PS	PP	PS Cor.	PP Cor.	CLC SS	CLC SP	LCL S	LCL P
L_p	0,07	0,02	-1,29	-1,33	1,25	1,25	0,19	0,19	0,01	0,04
L_s	0,00	1,82	4,17	4,12	-5,13	-5,18	0,54	-1,58	1,02	-0,93
L_a	-	-	-	-	-	-	-2,19	-2,21	-0,80	-0,98
C_p	0,08	0,01	0,00	0,00	0,16	0,12	0,20	0,17	1,18	1,04
C_s	0,00	0,00	4,36	4,09	-5,47	-5,24	0,44	0,27	1,16	0,75
C_a	-	-	-	-	-	-	0,00	0,00	-	-
C_b	-	-	-	-	-	-	-0,06	-0,04	-	-
R_p	-0,02	-0,02	-0,01	-0,01	-0,01	-0,01	0,00	0,00	0,00	0,00
R_s	0,00	0,00	-0,06	-0,07	-0,04	-0,03	-0,10	-0,10	-0,10	-0,10
f	-4,47	-2,15	6,87	6,94	-8,46	-8,60	3,45	1,35	5,85	3,93

Parâmetro	S^{SL} , para $Q_s = 10$									
	SS	SP	PS	PP	PS Cor.	PP Cor.	CLC SS	CLC SP	LCL S	LCL P
L_p	0,02	0,00	-0,64	-0,60	0,58	0,52	0,19	0,19	-0,43	-0,46
L_s	0,00	1,84	6,36	6,55	-6,34	-6,94	1,26	-0,29	6,32	5,99
L_a	-	-	-	-	-	-	-2,39	-2,38	-0,79	-0,86
C_p	0,02	0,00	0,00	0,00	0,12	0,10	0,20	0,16	0,56	0,48
C_s	0,00	0,00	6,89	6,11	-6,24	-5,05	1,51	1,23	6,61	6,42
C_a	-	-	-	-	-	-	0,00	0,00	-	-
C_b	-	-	-	-	-	-	-0,24	-0,20	-	-
R_p	-0,01	-0,01	0,00	-0,01	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00
R_s	0,00	0,00	-0,06	-0,06	-0,14	-0,14	-0,19	-0,18	-0,17	-0,18
f	-5,40	-2,45	10,79	9,86	1,01	-0,37	7,74	6,99	11,30	10,59

Apêndice E – Montagem Experimental do Inversor *Half-Bridge* Alimentado em Tensão

O circuito esquemático para o inversor *half-bridge* 120 W série ressonante é mostrado na Figura E.1. O *driver* IR2153 foi usado para acionamento dos dois *MOSFETs* de potência IRFP260N. Através do diodo D1 e do capacitor C6, forma-se um circuito de *bootstrap*, simplificando o acionamento de Q1 (não referenciado ao ponto GND) e permitindo o uso de um *FET* canal N. Os diodos D2 e D3 foram adicionados para impedir a injeção de corrente na fonte de alimentação. Isto causa certa sobretensão em Q1 e Q2, mas não a ponto de colocar em risco a estabilidade do circuito. Caso a fonte CC seja um banco de baterias, D2 e D3 podem ser removidos. Um potenciômetro de múltiplas voltas é usado para atingir as frequências de ressonância. O indutor pode ser implementado com qualquer uma das rotinas descritas no capítulo 3 tal que $L_p = 57 \mu\text{H}$ e $R_p = 0,20 \Omega$. O capacitor série C_p é um elemento de polipropileno metalizado, usado em conversores para aquecimento indutivo, tal que $C_p = 485 \text{ nF}$ (MKPH 470 nF $\pm 5\%$, 630 VAC, 50 kHz, 18 A RMS), doado pela empresa *BM Capacitors*.

A Figura E.2 ilustra as camadas da placa de circuito impresso, desenvolvidas com *PCAD 2006*, e o resultado final da placa sem componentes.

Figura E.1 – Circuito esquemático do inversor *half-bridge*.

Figura E.2 – Projeto da placa de circuito impresso do inversor *half-bridge*.

A Figura E.3 mostra o inversor implementado com L_p em núcleo de ar. Com base neste circuito, que é alimentado por um banco de baterias de 12.6 V, e utilizando o osciloscópio *GW Instek MO-2152* e a garra de corrente *Minipa HR-30*, foram obtidas as formas de onda da Figura E.4.

Figura E.3 –Montagem experimental do inversor *half-bridge*.

Figura E.4 – Formas de onda principais do inversor sem receptor, (a) corrente em L_p (escala: 100 mV/A), (b) corrente em D2 e D3 (escala: 100 mV/A), (c) tensão sobre o capacitor C_p e (d) tensão sobre o transistor Q2 (corrente no indutor L_p mostrada novamente, para referência).

A Figura E.4(a), mostra a corrente senoidal no emissor tal que $I_p = 7$ A, $f = 31,5$ kHz. Com os semicondutores escolhidos, esta corrente pode ser ajustada até $I_p = 11$ A (conforme tensão CC de

alimentação), com f variando de 15 kHz a 40 kHz (pelo potenciômetro). A Figura E.4(b) mostra a corrente em D2 e D3, cujo valor médio é de 2,49 A (podendo chegar a 5 A se alimentado por banco de baterias de 24 V).

Na Figura E.4(c) observa-se a tensão sobre C_p . Dada a natureza ressonante e a conexão de C_p em série com L_p , a tensão atinge 344 V de pico. Por fim, a Figura E.4(d) mostra novamente a corrente no emissor, sincronizada com a tensão sobre a chave Q2. Esta forma de onda altera-se de acordo com f e também pela presença ou não de D2 e D3.

Para comprovação da ocorrência do fenômeno de bifurcação, conforme discussão do capítulo 6, e identificação de múltiplas frequências para as quais ocorre $\text{Im}(Z_{in}) = 0$, o circuito receptor mostrado na Figura E.5 foi desenvolvido. Ele é composto de $L_s = 43 \mu\text{H}$ ($R_s = 0,25 \Omega$), $C_p = 700 \text{ nF}$ (especificação do capacitor é $680 \text{ nF} \pm 5\%$) e $R_L = 97,3 \Omega$ (especificação da carga é $100 \Omega \pm 5\%$). Os três elementos foram conectados em paralelo. Este circuito receptor foi posicionado acima do indutor emissor em distância axial tal que $k = 0,3$.

Figura E.5 – Circuito receptor.

A Figura E.6 mostra duas frequências para as quais $\text{Im}(Z_{in}) \approx 0$, $f_1 = 26,1 \text{ kHz}$ e $f_2 = 35,6 \text{ kHz}$, no SFA formado por L_p , R_p , C_p , L_s , R_s , C_s e R_L . Para ambos os casos, tensão e corrente na malha RLC encontram-se aproximadamente em fase. Abaixo de f_1 , a carga comporta-se indutivamente ($\text{Im}(Z_{in}) > 0$), acima de f_1 a carga comporta-se capacitivamente ($\text{Im}(Z_{in}) < 0$). Nota-se que nenhuma destas frequências corresponde à frequência natural de ressonância do emissor ($f_0 = 30,3 \text{ kHz}$), ilustrada na Figura E.6(c). Para este experimento, um gerador de funções foi utilizado.

Na Figura E.6(a), o defasamento entre corrente e tensão é de 40 ns, o que corresponde a um ângulo de $0,4^\circ$. Para o caso da Figura E.6(b), o defasamento é de $16,6^\circ$ (acredita-se que seja bastante inferior a isto, mais próximo de zero, mas restrições com o gerador de funções impediram medições mais precisas). Estes dados estão em total acordo com simulações feitas com o *OrCAD PSpice*.

Figura E.6 – Frequências para $\text{Im}(Z_{in}) = 0$, (a) $f_1 = 26,1$ kHz, (b) $f_2 = 35,6$ kHz e (c) $f_0 = 29,7$ kHz.

Apêndice F – Controle Pré-Programado (*S-Function*)

```
% Declarations
function [sys, x0] = pwmFM_full_add(t,x,u,flag)
global f f0 Per Iref T0 gateVec timeOFF ts Ipmax n IpVec
global ton toff condQ1 condQ2 cCounter pstep cycleOK
global miton mitoff Q1 Q2 Q3 Q4 delayTimer delayTimer1
global timeON prepQ2OFF prepQ2ON phiTimer phi
global Vin Ip IL1 IL2 IL3 IL4 Vs1 Vs2 Vs3 Vs4 Qs1 Qs2 global
Qs3 Qs4 Ls RL1 RL2 RL3 RL4 sec fprev controlOK
global p1 p2 p3 p4 p5 p6 p7 p8 confirmR1 confirmR2 global
confirmR3 confirmR4 sec1 sec2 sec3 sec4 cc
```

```
T0=10e-9; % Adjust this according microcontroller/DSP
cc = 0.99; % Frequency adjust factor.
```

```
if (flag == 0) % Initial conditions
```

```
sys=[0 0 4 10 0 0]; x0=[];
ton = 0; toff = 0; Q1 = 0; Q2 = 0; Q3 = 0; Q4 = 0; timeON =
0; timeOFF = 0; sec = 0; gateVec = 0; n = 0; prepQ2OFF = 0;
prepQ2ON = 0; Ls = 30e-6; condQ1 = 1; condQ2 = 0; Iref = 10;
IpVec = 0; IL1 = 0; IL2 = 0; IL3 = 0; IL4 = 0; Vs1 = 0; Vs2 = 0;
Vs3 = 0; Vs4 = 0; f0 = 38400; f = 0; fprev = f0;
set_param('FB_PWM_FM_add/Fourier','f1',num2str(1000));
set_param('FB_PWM_FM_add/Fourier1','f1',num2str(1000));
controlOK = 1; phi = 180; pstep = 1; delayTimer = 0;
delayTimer1 = 0; cCounter = 0; cycleOK = 0; Qs1 = 1; Qs2 = 1;
Qs3 = 1; Qs4 = 1; confirmR1 = 0; confirmR2 = 0; confirmR3 =
0; confirmR4 = 0; sec1 = 1; sec2 = 1; sec3 = 1; sec4 = 1;
```

```
elseif (flag == 2)
```

```
n = n + 1; % Generic counter
Vin = u(1); % Voltage Inputs
Vs1 = u(2); % Secondary 1 voltage
Vs2 = u(3); % Secondary 2 voltage
Vs3 = u(4); % Secondary 3 voltage
Vs4 = u(5); % Secondary 4 voltage
Ip = u(6); % Primary current
IL1 = u(7); % Secondary 1 current
IL2 = u(8); % Secondary 1 current
IL3 = u(9); % Secondary 1 current
IL4 = u(10); % Secondary 1 current
```

```
IpVec(n) = Ip; % Save Ip in vector.
```

```
elseif (flag == 3)
```

```
%% %% Begin - Identify Secondaries
```

```
RL1 = Vs1/IL1; RL2 = Vs2/IL2; % Load calculation.
RL3 = Vs3/IL3; RL4 = Vs4/IL4;
```

```
if abs(IL1) < 1e-3 && abs(Vs1) < 5e-3
confirmR1 = confirmR1 + 1;
if confirmR1 > 4/(T0*f) % Confirm sec. is absent.
sec1 = 0; % Set secondary 1 is absent.
end
else
confirmR1 = 0;
sec1 = 1; % Otherwise, secondary 1 is present.
end
```

```
if abs(IL2) < 1e-3 && abs(Vs2) < 5e-3
confirmR2 = confirmR2 + 1;
if confirmR2 > 4/(T0*f)
sec2 = 0;
end
else
confirmR2 = 0;
sec2 = 1;
```

```
end
if abs(IL3) < 1e-3 && abs(Vs3) < 5e-3
confirmR3 = confirmR3 + 1;
if confirmR3 > 4/(T0*f)
sec3 = 0;
end
else
confirmR3 = 0;
sec3 = 1;
end
```

```
if abs(IL4) < 1e-3 && abs(Vs4) < 5e-3
confirmR4 = confirmR4 + 1;
if confirmR4 > 4/(T0*f)
sec4 = 0;
end
else
confirmR4 = 0;
sec4 = 1;
end
```

```
sec = sec1 + sec2 + sec3 + sec4; % Number of secondaries
```

```
% Loaded Quality factor calculation.
```

```
Qs1 = RL1/(2*pi*f0*Ls); Qs2 = RL2/(2*pi*f0*Ls);
Qs3 = RL3/(2*pi*f0*Ls); Qs4 = RL4/(2*pi*f0*Ls);
```

```
% Equivalent secondary quality factor.
```

```
Qseqv = (Qs1*sec1 + Qs2*sec2 + Qs3*sec3 + Qs4*sec4)/sec;
```

```
% The pre-programmed zero phase frequency curves for 1, 2, 3
% and 4 secondaries are presented.
% Variables p1, p2 ... p8 are polynomial coefficients, obtained
% by regression.
```

```
if sec == 1
p1 = 1.2811e-006; p2 = -4.5127e-005; p3 = 0.00060162;
p4 = -0.0036532; p5 = 0.0094918; p6 = -0.01353;
p7 = 0.97159;
f = (1/cc)*f0*(p1*Qseqv^6 + p2*Qseqv^5 + p3*Qseqv^4 +
p4*Qseqv^3 + p5*Qseqv^2 + p6*Qseqv + p7);
```

```
elseif sec == 2
if Qseqv <= 6.5
p1 = -1.582e-006; p2 = 6.6252e-005; p3 = -0.0011234;
p4 = 0.0098015; p5 = -0.045987; p6 = 0.11053;
p7 = -0.13116; p8 = 1.0344;
f = f0*(p1*Qseqv^7 + p2*Qseqv^6 + p3*Qseqv^5 +
p4*Qseqv^4 + p5*Qseqv^3 + p6*Qseqv^2 + p7*Qseqv + p8);
else
p1 = -0.00032554; p2 = 0.016566; p3 = -0.35034;
p4 = 3.9416; p5 = -24.888; p6 = 83.655; p7 = -115.94;
f = f0*(p1*Qseqv^6 + p2*Qseqv^5 + p3*Qseqv^4 +
p4*Qseqv^3 + p5*Qseqv^2 + p6*Qseqv + p7);
end
```

```
elseif sec == 3
if Qseqv <= 4.5
p1 = -5.2684e-006; p2 = 0.0002097; p3 = -0.003367;
p4 = 0.02774; p5 = -0.12297; p6 = 0.28121;
p7 = -0.31106; p8 = 1.1169;
f = f0*(p1*Qseqv^7 + p2*Qseqv^6 + p3*Qseqv^5 +
p4*Qseqv^4 + p5*Qseqv^3 + p6*Qseqv^2 + p7*Qseqv + p8);
else
p1 = -4.8657e-005; p2 = 0.002228; p3 = -0.042187;
p4 = 0.42306; p5 = -2.3733; p6 = 7.0846; p7 = -7.7298;
f = f0*(p1*Qseqv^6 + p2*Qseqv^5 + p3*Qseqv^4 +
p4*Qseqv^3 + p5*Qseqv^2 + p6*Qseqv + p7);
end
```

```
elseif sec == 4
```

```

if Qseqv <= 3.15
    f = f0;
else
    p1 = 1.5718e-005; p2 = -0.00076579; p3 = 0.015762;
    p4 = -0.17765; p5 = 1.1845; p6 = -4.6796; p7 = 10.18;
    p8 = -8.3416;
    f = f0*(p1*Qseqv^7 + p2*Qseqv^6 + p3*Qseqv^5 +
    p4*Qseqv^4 + p5*Qseqv^3 + p6*Qseqv^2 + p7*Qseqv + p8);
end
elseif sec == 0
    f = f0;
end

% The next "if" is Matlab only. It updates the frequency for the
% Fourier block.

if (fprev < 0.99*f || fprev > 1.01*f)
    fprev = f;
    set_param('FB_PWM_FM_add/Fourier','f1',num2str(f));
    set_param('FB_PWM_FM_add/Fourier1','f1',num2str(f));
    qq = 5;
end

%%% End - Identify Secondaries

Per = 1/(cc*f);           %Phase shift calculation.
ton = Per*0.5; miton = ton;
toff = Per*(1-0.5); mitoff = toff;
phiTimer = phi*Per/360;

%%% Begin - PWM Control (Current Loop)

if t < 1e-3             %Replace this by a load detector routine.
    controlOK = 0;%Can use a serial communication with
                    %receiver: if receiver responds, controlOK = 1;
else
    controlOK = 1;
end

if controlOK == 1      %Phase Shifted PWM
    if condQ1 == 1
        Q1 = 1;
        timeON = timeON + T0;

        if timeON >= ton
            Q1 = 0; Q3 = 1;
            timeON = 0; condQ1 = 0;
            prepQ2ON = 1;
            cCounter = cCounter + 1;
        end

    elseif condQ1 == 0
        Q1 = 0;
        timeOFF = timeOFF + T0;

        if timeOFF >= toff
            Q1 = 1; Q3 = 0;
            timeOFF = 0; condQ1 = 1;
            prepQ2OFF = 1;
        end

    end

end

if prepQ2ON == 1

    delayTimer = delayTimer + T0;

    if delayTimer >= phiTimer
        Q2 = 1; Q4 = 0;
        delayTimer = 0;
        prepQ2ON = 0;
    end
end

```

```

if prepQ2OFF == 1

    delayTimer1 = delayTimer1 + T0;

    if delayTimer1 >= phiTimer
        Q2 = 0; Q4 = 1;
        delayTimer1 = 0;
        prepQ2OFF = 0;
    end
end

if cCounter == 2      %Adjust number of cycles to update phi.
    cycleOK = 1;
    cCounter = 0;
    Ipmax = max(IpVec); %Obtain peak current from Ip vector.
    IpVec = 0; n = 0;   %Clear vector and restart sampling.
end

if cycleOK == 1      %If cycleOK enabled, can update phase
                    % shift.
    cycleOK = 0;

    % Phase shift step is given in terms of current error.
    % NOTE: This is done by error range. In the future, can
    %replace by PID control.

    if abs(Ipmax - Iref) > 5 %Amps
        pstep = 15;
    elseif abs(Ipmax - Iref) >= 1 && abs(Ipmax - Iref) <= 5
        pstep = 3;
    elseif abs(Ipmax - Iref) > 0.5 && abs(Ipmax - Iref) < 1
        pstep = 1;
    elseif abs(Ipmax - Iref) <= 0.5 && abs(Ipmax - Iref) > 0.2
        pstep = 0.5;
    elseif abs(Ipmax - Iref) <= 0.2
        pstep = 0.1;
    end

    if Ipmax < Iref
        phi = phi - pstep; %Phase shift angle, in degrees.
    elseif Ipmax > Iref
        phi = phi + pstep;
    end

    if phi > 180          %Phase shift limits.
        phi = 180;
    elseif phi < 0
        phi = 0;
    end

end

end

%%% End - PWM Control

sec = 0;                %Reset secondary counter.
gateVec = [Q1 Q3 Q2 Q4]; %Gate signals
sys = gateVec;          %Routine output vector

elseif flag == 4 % Next discrete step.
    ns = t/T0;
    sys = (1 + floor(ns + 1e-13*(1+ns)))*T0;
end

```