**UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO
ESCOLA DE ENGENHARIA DE SÃO CARLOS**

Celton Ribeiro Barbosa

**Estudo de Sistemas de Transferência Indutiva de
Potência para Recarga de Baterias**

São Carlos

2018

Celton Ribeiro Barbosa

**Estudo de Sistemas de Transferência Indutiva de
Potência para Recarga de Baterias**

Dissertação apresentada à Escola de Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo, para obtenção do título de Mestre em Ciências - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Sistemas Dinâmicos

Orientador: Prof. Dr. Azauri Albano de Oliveira Júnior

São Carlos

2018

Trata-se da versão corrigida da dissertação. 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.

Ficha catalográfica elaborada pela Biblioteca Prof. Dr. Sérgio Rodrigues Fontes da
EESC/USP com os dados inseridos pelo(a) autor(a).

R392me Ribeiro Barbosa, Celton
 Estudo de Sistemas de Transferência Indutiva de
Potência para Recarga de Baterias / Celton Ribeiro
Barbosa; orientador Azauri Albano de Oliveira Júnior.
São Carlos, 2018.

Dissertação (Mestrado) - 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, 2018.

1. Transferência Indutiva de Potência. 2. Estudo.
3. Estimação. I. Título.

Eduardo Graziosi Silva - CRB - 8/8907

FOLHA DE JULGAMENTO

Candidato: Engenheiro **CELTON RIBEIRO BARBOSA**.

Título da dissertação: "Estudo de sistemas de transferência indutiva de potência para recarga de baterias".

Data da defesa: 15/05/2018.

Comissão Julgadora:

Resultado:

Prof. Dr. **Manoel Luis de Aguiar**
(Orientador)
(Escola de Engenharia de São Carlos/EESC)

Aprovado

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

Aprovado

Prof. Dr. **José Antenor Pomilio**
(Universidade Estadual de Campinas/UNICAMP)

Aprovado

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

Presidente da Comissão de Pós-Graduação:
Prof. Associado **Luís Fernando Costa Alberto**

Este trabalho é dedicado aos meus pais Celso e Maria.

AGRADECIMENTOS

Agradeço a Deus pelo dom da vida e por guiar meus passos aqui na terra.

Agradeço também aos meus pais Celso e Maria, por não medirem esforços em apoiar meus estudos.

Agradeço ao professor Dr. Azauri Albano por ter me dado a oportunidade de realizar uma pesquisa em seu laboratório e pelo empenho em me orientar num tema pouco explorado por pesquisadores brasileiros.

Agradeço ao Dr. Rodolfo por ter fornecido o código do *software* que foi desenvolvido em sua tese e pelas orientações relacionadas ao sistema fracamente acoplado.

Agradeço a empresa THORNTON Eletrônica LTDA, representada pela senhora Celisa Sierra, que doou as placas de ferrites utilizadas nesta pesquisa.

Agradeço ao professor Dr. Luís Fernando pelas orientações na etapa final desta pesquisa.

Agradeço a meu irmão Celmário pelo incentivo para que eu continuasse os estudos mesmo diante das dificuldades encontradas.

Agradeço aos professores Dr. Manoel Luis, Dr. Wilson Komatsu e Dr. José Antenor pela disposição em participar da banca da minha defesa e pelas contribuições que foram feitas durante a arguição.

Agradeço aos colegas de laboratório, Allan, Ana, Carlos, Edson, William, Murilo, Marley, Marcelo, Paulo, Seiji e Wagner pela amizade e por me auxiliarem em alguns momentos no desenvolvimento da pesquisa.

Enfim, agradeço a todos que direta ou indiretamente contribuíram pra o desenvolvimento deste trabalho.

*“O estudo, a busca da verdade e da beleza são domínios
em que nos é consentido sermos crianças por toda a vida.”*

Albert Einstein

RESUMO

Barbosa, C. R. **Estudo de Sistemas de Transferência Indutiva de Potência para Recarga de Baterias**. 2018. 120p. Dissertação (Mestrado) - Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2018.

A Transferência Indutiva de Potência (TIP) é uma maneira de se realizar transferência de energia elétrica sem fio e tem se popularizado atualmente por conta da comodidade e segurança que ela proporciona. Esta dissertação apresenta o estudo de um sistema TIP para recarga de baterias e existem vários desafios que devem ser superados nesta área. Um deles é a metodologia de projeto dos indutores primário e secundário, pois não é uma tarefa trivial encontrar uma relação entre parâmetros geométricos, elétricos e magnéticos. Diante deste fato este trabalho apresenta e aperfeiçoa uma metodologia de projeto utilizando uma ferramenta computacional gratuita baseada no método dos elementos finitos. Os resultados experimentais demonstram que o método é válido e a ferramenta é adequada não somente para o projeto dos indutores, mas também para análise do comportamento dos mesmos diante de desalinhamentos espaciais. Além disso, é apresentado o funcionamento básico de dois conversores muito utilizados em TIP e o estado da arte das malhas ressonantes, cuja função é minimizar a energia reativa consumida nos circuitos primário e secundário. Em seguida são discutidas técnicas de estimação de tensão e corrente na carga utilizando medidas de tensão e/ou corrente em elementos do circuito primário. Essas técnicas são importantes, pois permitem a utilização apenas do controlador presente no circuito primário e isto implica na redução dos custos e complexidade do sistema TIP. Durante o estudo verificou-se na literatura que não existia uma técnica de estimação para o sistema TIP adotado neste trabalho e portanto, foi necessário desenvolver uma nova proposta de estimador. Os resultados de simulação demonstram que o estimador possui um bom desempenho mesmo diante de variações do coeficiente de acoplamento e da resistência na carga e é portanto adequado para situações em que é necessário realizar recarga de baterias com TIP.

Palavras-chave: Transferência Indutiva Potência. Metodologia. Projeto. Estimação.

ABSTRACT

Barbosa, C. R. **Study of Power Inductive Transfer Systems for Battery Recharge**. 2018. 120p. Dissertação (Mestrado) - Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2018.

Inductive Power Transfer (IPT) is a way to conduct wireless power transfer and has become popular today because of the convenience and security it provides. This dissertation presents the study of a IPT system for battery recharging and there are several challenges that must be overcome in this area. One of them is the design methodology of the primary and secondary inductors, since it is not a trivial task to find a relation between geometric, electric and magnetic parameters. In view of this fact, this work presents and improves a project methodology using a free computational based on the finite element method. The experimental results demonstrate that the method is valid and the tool is suitable not only for the design of the inductors, but also for the analysis of their behavior in face of spatial misalignments. In addition, this dissertation presents the basic operation of two widely used IPT converters and the state of the art of compensations networks, whose function is to minimize the reactive energy consumed in the primary and secondary circuits. Next, load voltage and load current estimation techniques are discussed using voltage and / or current measurements on elements of the primary circuit. These techniques are important because they allow the use of a single controller in the primary circuit, reducing the cost and complexity of the IPT system. During the study, it was verified in the literature the inexistence of a estimation technique for the IPT system adopted in this work and therefore, it was necessary to propose and develop a new estimator. The simulation results show that the proposed estimator performs well even in the case of variations in the coupling coefficient and load resistance and is therefore suitable for situations where it is necessary to recharge IPT batteries.

Keywords: Inductive Power Transfer. Methodology. Project. Estimation.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Evolução das publicações em Transferência de Energia sem Fio ao longo dos anos.	34
Figura 2 – Exemplo de aplicações de TIP em dispositivos eletrônicos.	35
Figura 3 – Aplicação de TIP em meios de transporte. (a) Carro Elétrico. (b) Ônibus Elétrico. (c) Trem Elétrico.	36
Figura 4 – Diagrama de um típico sistema de transferência indutiva de potência. .	36
Figura 5 – Sistema TIP com sistema fracamente acoplado (SFA) em destaque. . .	39
Figura 6 – Representação do indutor Duplo D	40
Figura 7 – Fluxo magnético gerado pelo indutor DD	41
Figura 8 – Parâmetros Geométricos utilizados no projeto do SFA DD-DD.	48
Figura 9 – Curva B-H do ferrite NB-55,5/52,5/4-TH50 utilizado na pesquisa. . .	49
Figura 10 – Indutores primário e secundário do SFA DD-DD.	50
Figura 11 – Esquema adotado para realizar a medida indireta de M	51
Figura 12 – Coeficiente de Acoplamento diante da variação da distância do eixo de simetria para $\alpha = 0^\circ$ e $e = 10$ mm.	51
Figura 13 – Indutância dos indutores primário e secundário diante da variação da distância do eixo de simetria para $\alpha = 0^\circ$ e $e = 10$ mm.	52
Figura 14 – Coeficiente de acoplamento diante de desalinhamentos espaciais em relação à distância axial (e) e variação angular (α). $d_c = 0$ mm.	52
Figura 15 – Coeficiente de acoplamento diante de desalinhamentos espaciais em relação à distância do eixo de simetria (d_c) e variação angular (α). $e = 10$ mm.	53
Figura 16 – Coeficiente de acoplamento diante de desalinhamentos espaciais em relação à distância do eixo de simetria (d_c) e distância axial (e). $\alpha = 0^\circ$. .	53
Figura 17 – Tipos de conversão de frequência	55
Figura 18 – Conversores do circuito primário	56
Figura 19 – Inversor ponte H com fonte de tensão	57
Figura 20 – Formas de onda no inversor ponte H. (a) Para $f < f_0$ (b) $f = f_0$ (c) $f > f_0$	58
Figura 21 – Modelo do MOSFET durante o chaveamento para ligá-lo.	59
Figura 22 – Formas de onda da tensão entre o gate e a fonte (V_{GS}) e dreno e fonte (V_{DS}) quando um MOSFET é ligado.	59
Figura 23 – Formas de ondas observadas em circuitos práticos quando o MOSFET é desligado para $f > f_0$	61
Figura 24 – Retificador monofásico a diodo com filtro capacitivo	62
Figura 25 – Tensão e Corrente no Capacitor(C).	62

Figura 26 – F_{ap} - Sinal aplicado, f_0 - Frequência natural, F_r - Sinal resultante ($F_{ap} + F_n$). (a) Com ressonância. (b) Sem ressonância.	67
Figura 27 – Circuito ressonante ou tanque	68
Figura 28 – Circuito RLC no domínio da frequência	68
Figura 29 – Exemplo de circuito com acoplamento magnético. (a) Sem compensação. (b) Com compensação série. (c) Com compensação paralela.	69
Figura 30 – Corrente no secundário (I_s) com o circuito sem compensação e com compensação	70
Figura 31 – Exemplo de circuito com acoplamento magnético. (a) No domínio do tempo. (b) Domínio da frequência	71
Figura 32 – (a) Circuito elétrico com acoplamento magnético (b) Equivalente tipo T	74
Figura 33 – Topologias básicas de malhas ressonantes (a) Série-Série (SS), (b) Série-Paralelo (SP), (c) Paralelo-Série (PS), (d) Paralelo-Paralelo (PP). . . .	76
Figura 34 – Capacitância do primário normalizada (C_{pn}) versus coeficiente de acoplamento (k). Q_s - Fator de qualidade do circuito secundário.	78
Figura 35 – (a) Circuito ressonante utilizado no trabalho de Wang, Stielau e Covic (2005) (b) Circuito equivalente.	79
Figura 36 – Circuito LC paralelo	79
Figura 37 – Circuito secundário de um sistema TIP com MR LCL.	80
Figura 38 – Circuito LCL com compensação parcial no circuito secundário	81
Figura 39 – Circuito LCL-LC com compensação série parcial utilizada no trabalho de Esteban, Sid-Ahmed e Kar (2015).	82
Figura 40 – Topologia com malha LCC em ambos os lados do sistema fracamente acoplado (SFA)	83
Figura 41 – PDF para compensações SS e LCC em ambos os lados do SFA para diferentes valores de carga (Diferentes ganhos de tensão G_V).	84
Figura 42 – Circuito TIP com topologia de compensação duplo LCC	85
Figura 43 – Circuito equivalente da topologia duplo LCC referido para o lado primário	85
Figura 44 – Comportamento do circuito na ressonância (a) Quando $\mathbf{U}_{AB}$ é aplicado (b) Quando $\mathbf{U}_{ab}$ é aplicado.	87
Figura 45 – Topologia duplo LCC sintonizada para obter ZVS.	90
Figura 46 – Efeitos dos harmônicos presentes na corrente I_{Lfs} . $a = \sqrt{2} \cdot (k\sqrt{L_p L_s} U_{AB} / \omega_0 L_{fp} L_{fs})$ e $c = \sqrt{2} \cdot (U_{ab} / 4\omega_0 L_{fs})$	92
Figura 47 – Tensões e correntes de entrada e saída em um sistema TIP com malha ressonante LCC nos circuitos primário e secundário para $k = 0,47$; $U_{in} = 12$ V. (a) Tensão e Corrente fornecida pelo inversor. (b) Tensão e Corrente no retificador. (c) Tensão na Carga.	98

Figura 48 – Tensões e correntes de entrada e saída em um sistema TIP com malha ressonante LCC nos circuitos primário e secundário para $k = 0,72$; $U_{in} = 12$ V. (a) Tensão e Corrente fornecida pelo inversor. (b) Tensão e Corrente no retificador. (c) Tensão na Carga.	99
Figura 49 – Sistema TIP com controlador somente no lado primário.	101
Figura 50 – Sistema TIP com controlador somente no lado primário, proposto por Zaheer, Suri e Nemade (2012)	102
Figura 51 – Sistema TIP com controlador somente no lado primário utilizado no trabalho de Chow, Chung e Cheng (2016).	103
Figura 52 – Sistema TIP com nova proposta de estimação de tensão na carga . . .	104
Figura 53 – Diagrama de blocos do controlador	107
Figura 54 – Tensão na carga para diferentes valores de k e R , considerando tensão de referência igual a 12 V.	108
Figura 55 – Corrente na carga para diferentes valores de k e R , considerando corrente de referência igual a 1 A.	109
Figura 56 – Circuito TIP com topologia de compensação duplo LCC.	119

LISTA DE TABELAS

Tabela 1	–	Especificações para o projeto do SFA DD-DD	49
Tabela 2	–	Resultados obtidos do projeto do SFA DD-DD para $d_c = 16,5$ mm, $e = 10$ mm e $\alpha = 0^\circ$	50
Tabela 3	–	Parâmetros utilizados para verificar o comportamento de I_s em malhas ressonantes e não ressonantes.	70
Tabela 4	–	Equações para encontrar as impedâncias do circuito equivalente tipo T	75
Tabela 5	–	Equações para o cálculo da compensação primária	77
Tabela 6	–	Equações para encontrar as impedâncias do circuito equivalente tipo T	86
Tabela 7	–	Características do MOSFET IRFP2907Z.	96
Tabela 8	–	Valores dos componentes das malhas ressonantes do sistema TIP. . . .	97

LISTA DE QUADROS

Quadro 1 – Características do SFA DD-DD considerando que $d_c = 0 \sim 16,5$ mm, $e = 10$ mm e $\alpha = 0^\circ$	94
--	----

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

AE	Algoritmo Exaustivo
AEESA	Algoritmo Exaustivo de Especificação de Saída Alvo
CMT	<i>Coupled-mode theory</i>
DD	Indutor duplo D
FEMM	<i>Finite Element Method Magnetics</i>
ICNIRP	<i>International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection</i>
MR	Malha Ressonante
MEF	Método dos Elementos Finitos
PDF	<i>Power Displacement Factor</i>
RLT	<i>Reflected load theory</i>
SFA	Sistema Fracamente Acoplado
TCP	Transferência Capacitiva de Potência
TEESF	Transferência de Energia Elétrica Sem Fio
TIP	Transferência Indutiva de Potência
VE	Veículo Elétrico
ZVS	<i>Zero Voltage Switching</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

α	Ângulo entre Indutor Primário e Secundário
β	Fase entre I_{Lfp_1st} e U_{AB}
δ	Defasagem entre a Tensão e Corrente Fornecida pelo Inversor de Frequência Ponte H Ressonante
ΔQ	Quantidade de Carga Armazenada no Capacitor
ϵ	Permissividade Elétrica do Meio onde se Estabelece o Fluxo Magnético
$\varepsilon_{calc}^{(i)}$	Erro entre $L_{p,target}$ e $L_p^{(i)}$
λ_p	Fluxo Magnético Gerado pelo Indutor Primário
λ_s	Fluxo Magnético Gerado pelo Indutor Secundário
$\mu(\mathbf{B})$	Permeabilidade Magnética não Linear
$\Phi_m(t)$	Fluxo Magnético Mútuo entre os Indutores Primário e Secundário
ϕ_m	Valor de Pico do Fluxo Mútuo entre os Indutores Primário e Secundário
φ	Fase entre U_{ab} e U_{AB}
φ_1	Fase entre I_{Lfs_1st} e U_{AB}
φ_2	Fase entre I_{Lfs_1st} e U_{ab}
σ	Condutividade Elétrica
ω	Frequência angular da tensão e/ou corrente no sistema
Ω_{2D}	Domínio Geométrico Bi-dimensional
ω	Frequência Angular de Operação do Inversor
ω_0	Frequência Natural Angular
$\mathbf{A}$	Vetor Potencial Magnético
$\mathbf{B}$	Vetor Densidade do Fluxo Magnético
C_Φ	Tamanho do Caminho que o Fluxo Magnético Percorre no Material Ferromagnético

c_s	Caminho Fechado Definido pela Geometria do Enrolamento Secundário
C_o	Capacitância presente entre o <i>Dreno</i> e <i>Source</i> do MOSFET
C_m	Capacitância Miller
C_{gs}	Capacitância entre <i>Gate</i> e <i>Source</i>
C_i	Capacitância na Saída do Circuito de Acionamento do MOSFET
C	Capacitância do Filtro Capacitivo do Retificador Monofásico em Ponte com Diodos
C_p	Capacitor em série ou em paralelo com o indutor primário em uma topologia básica de malha ressonante
C_s	Capacitor em série ou em paralelo com o indutor secundário em uma topologia básica de malha ressonante
C_{pn}	Capacitância Normalizada
C_{fp}	Capacitância em Paralelo com o Indutor Primário nas Malhas Ressonantes LCL e LCC
C_{fs}	Capacitância em Paralelo com o Indutor Secundário nas Malhas Ressonantes LCL e LCC
C_{oss}	Capacitância entre Dreno e Fonte de um MOSFET
dl	Elemento Diferencial de c_s
d_c	Distância em Relação ao Eixo de Simetria
E	Vetor Intensidade de Campo Elétrico
e	Distância Axial entre os Indutores Primário e Secundário
f_0	Frequência Natural da Malha Ressonante
f	Frequência de Operação do Inversor
F_{ap}	Sinal Aplicado
F_r	Sinal Resultante
h_Φ	Altura do Fluxo Gerado pelo Indutor DD
h_{ps}	Altura do Material Ferromagnético
i_p	Corrente no Indutor Primário

i_s	Corrente no Indutor Secundário
I_p	Valor da Corrente no Indutor Primário em RMS
I_{sc}	Corrente de Curto-Circuito no Indutor Secundário
I_s	Valor da Corrente no Indutor Secundário em RMS
$I_{sc,min}$	Valor Mínimo da Corrente de Curto-Circuito no Indutor Secundário
I_m	Amplitude do Primeiro Harmônico da Corrente Fornecida pelo Inversor
i_{s1234}	Correntes nos MOSFETs
I_{OFF}	Valor da Corrente quando o MOSFET é Desligado
I_{med}	Corrente Média nos Diodos
I_o	Corrente na Carga Resistiva Presente na Saída do Retificador
$\mathbf{I}_p$	Fasor de Corrente no Indutor Primário
$\mathbf{I}_s$	Fasor de Corrente no Indutor Secundário
$\mathbf{I}_{Lfp}$	Fasor de Corrente no Indutor L_{fp}
$\mathbf{I}_{Lfs}$	Fasor de Corrente no Indutor L_{fs}
$\mathbf{I}_{Lfp_1st}$	Fasor do primeiro harmônico da Corrente no Indutor L_{fp}
$\mathbf{I}_{Lfs_1st}$	Fasor do primeiro harmônico da Corrente no Indutor L_{fs}
i_{Lfp}	Corrente no Indutor L_{fp}
i_{Lfs}	Corrente no Indutor L_{fs}
I_{Lfp}	Corrente no Indutor L_{fp} em RMS
I_{Lfs}	Corrente no Indutor L_{fs} em RMS
J_{src}	Representa Fontes de Corrente
k	Coefficiente de Acoplamento
L_p	Indutor Primário
L_s	Indutor Secundário
L_T	Indutância Total
$L_{p,target}$	Indutância do Indutor Primário desejada

$L_p^{(i)}$	Indutância do Indutor Primário Calculado na interação i
L_{fp}	Indutor presente nas Malhas Ressonantes LCL e LCC do Circuito Primário
L_{fs}	Indutor presente nas Malhas Ressonantes LCL e LCC do Circuito Secundário
M	Indutância Mútua entre o Indutor Primário e Secundário
N_p	Número de Espiras no Indutor Primário
N_s	Número de Espiras no Indutor Secundário
n	Relação entre o Número de Espiras do Indutor Primário e Secundário
$P(\omega)$	Máxima Potência Teórica Fornecida a Carga Presente no Circuito Secundário
P_{ton}	Potência Dissipada no MOSFET
P_{in}	Potência Fornecida a Carga Acoplada no Retificador
P	Potência Fornecida à Carga em um Sistema TIP com Topologia de Malha Ressonante LCC nos circuitos Primário e Secundário
Q_s	Fator de Qualidade do Circuito Secundário
Q_v	Fator de Qualidade de Ganho de Tensão
Q_i	Fator de Qualidade de Ganho de Corrente
R_s	Resistência do Indutor Secundário
R_{eq}	Resistência Equivalente que Representa um Retificador com Carga Resistiva e a Malha Ressonante Garante Condução Contínua nos Diodos
S_u	Potência não Compensada
$S_{u,min}$	Valor Mínimo da Potência não Compensada
t_{ps}	Espessura do Material Ferromagnético
t_c	Tempo de Condução dos Diodos
t_d	Tempo morto ou <i>dead time</i>
t_{rr}	Tempo de Recuperação Reversa do Diodo

u_{AB}	Tensão nos Terminais de Entrada da Malha Ressonante do Circuito Primário
u_{ab}	Tensão nos Terminais de Saída da Malha Ressonante do Circuito Secundário
U_{AB}	Valor RMS do Primeiro Harmônico da Tensão u_{AB} , em RMS
U_{ab}	Valor RMS do Primeiro Harmônico da Tensão u_{ab} , em RMS
U_{in}	Tensão Contínua Presente nos Terminais de Entrada do Inversor
U_{AB}	Fasor da Tensão de Entrada na Malha Ressonante do Circuito Primário
U_{ab}	Fasor da Tensão de Saída na Malha Ressonante do Circuito Secundário
$V_{sa,min}$	Mínima Tensão de Circuito Aberto no Indutor Secundário
$V_{p,aph}$	Tensão de Pico da Primeira Harmônica da Tensão Fornecida pelo Inversor
V_{sa}	Tensão Induzida no Indutor Secundário
$V_{sa,min}$	Valor Mínimo da Tensão Induzida no Indutor Secundário
V_{GS}	Tensão entre <i>Gate</i> e <i>Source</i> de um MOSFET
V_{DS}	Tensão entre <i>Dreno</i> e <i>Source</i> de um MOSFET
V_m	Amplitude do Primeiro Harmônico da Tensão Presente nos Terminais de Saída do Inversor
V_I	Fonte de Tensão Contínua que Alimenta o Inversor de Frequência
V_t	Tensão de <i>Threshold</i>
V_{pk}	Tensão de Pico da Rede Elétrica
V_{Cmin}	Mínima Tensão no Capacitor do Retificador Monofásico em Ponte com Diodos
V_{cmax}	Máxima Tensão no Capacitor do Filtro do Retificador
V_o	Tensão na Carga Resistiva Presente na Saída do Retificador
w_{ps}	Largura do Material Ferromagnético
W	Energia Armazenada em C_o

W_{in}	Energia Fornecida da Rede Elétrica para o Capacitor do Retificador Monofásico em Ponte com Diodos
Z_{eq}	Impedância Equivalente
Z_r	Impedância Refletida do Secundário para o Primário

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	33
1.1	Transferência indutiva de potência	35
1.2	Limitações e Desafios	37
1.3	Objetivos e Organização da dissertação	37
2	SISTEMA FRACAMENTE ACOPLADO	39
2.1	Indutor Duplo D	40
2.2	Método dos elementos finitos aplicado no projeto de um Sistema Fracamente Acoplado	40
2.2.1	Algoritmo Exaustivo de Especificação de Saída Alvo	43
2.3	Projeto e implementação de um Sistema Fracamente Acoplado DD-DD	47
2.4	Conclusões Parciais	53
3	CONVERSORES	55
3.1	Inversor Ponte H Ressonante	55
3.1.1	Princípio de operação	56
3.1.2	Operação abaixo da ressonância	57
3.1.3	Operação acima da frequência de ressonância	60
3.2	Retificador Monofásico com Filtro Capacitivo	61
3.2.1	Exemplo de Projeto de um Retificador Monofásico com Filtro Capacitivo	63
3.3	Conclusões Parciais	64
4	MALHAS RESSONANTES	67
4.1	Análise de sistemas magneticamente acoplados	70
4.2	Topologias básicas de malhas ressonantes	75
4.3	Malha ressonante LCL	77
4.4	Malha Ressonante LCC	80
4.5	Topologia de compensação com malha LCC nos circuito primário e secundário	84
4.5.1	Descrição e Análise da topologia duplo LCC	84
4.5.2	Método de sintonia para obter ZVS	89
4.6	Exemplo de sintonia de malhas ressonantes LCC presentes nos circuitos primário e secundário	94
4.6.1	Malha Ressonante do Primário	94
4.6.2	Malha Ressonante do Secundário	95

4.6.3	Ajustando a malha ressonante do secundário para obter ZVS	95
4.6.4	Resultados de simulação	96
4.7	Conclusões Parciais	97
5	ESTIMAÇÃO DE TENSÃO E CORRENTE NA CARGA	101
5.1	Estimação de tensão e corrente na carga de um sistema TIP com malha ressonante LCC nos circuitos primário e secundário	103
5.1.1	Estimando a tensão na carga	103
5.1.2	Estimando a corrente na carga	105
5.2	Conclusões Parciais	108
6	CONCLUSÕES	111
	REFERÊNCIAS	113
	APÊNDICES	117
	APÊNDICE A – DEDUÇÃO DAS EQUAÇÕES PARA REALIZAR A SINTONIA DAS MALHAS LCC PRESENTES NOS CIRCUITOS PRIMÁRIO E SECUNDÁRIO DE UM SISTEMA TIP	119

1 INTRODUÇÃO

O funcionamento de todo dispositivo elétrico é baseado na transferência de energia elétrica entre uma fonte de energia e o próprio dispositivo e ela pode ser realizada através de meios sólidos, como por exemplo cabos e fios, ou então através de meios não sólidos como o ar ou vácuo. A Transferência de Energia Elétrica Sem Fio (TEESF) é uma área de pesquisa que se concentra no desenvolvimento de tecnologia para transferir energia através de meios não sólidos e atualmente tem despertado o interesse de muitos pesquisadores, pois segundo Bi et al. (2016) a recarga de baterias com TEESF permite a popularização de diversos equipamentos elétricos, tais como implantes biomédicos e veículos elétricos.

A TEESF não é um conceito novo e as bases teóricas para o desenvolvimento de tecnologia nesta área foram propostas por Maxwell (1873) através da formalização matemática das leis de Ampere, Biot-Savart e Faraday. Maxwell afirmava que a solução das equações que havia desenvolvido indicavam a existência das ondas eletromagnéticas e que elas poderiam transportar energia através de diversos meios como, por exemplo, o ar. Este foi um indicativo na época de que era possível realizar TEESF, porém segundo Cichon (1995) a comprovação da teoria de Maxwell só foi feita 15 anos depois de sua descoberta, através de um experimento realizado por Heinrich Hertz. Em 1888 Hertz desenvolveu um sistema composto por bobinas, que emitia e detectava ondas eletromagnéticas no ar e, portanto, este foi o primeiro sistema de TEESF.

De acordo com Jawad et al. (2017) no período de 1891 à 1904 Nikola Tesla fez uma grande contribuição na área de TEESF, com o desenvolvimento das bobinas de Tesla e da "Torre Tesla". A Torre Tesla foi construída em Colorado Springs e era capaz de transferir energia através do ar para três lâmpadas fosforescentes a uma distância de aproximadamente 30,5 metros. Por conta da baixa eficiência, essa tecnologia acabou sendo utilizada apenas na transmissão de sinais e permitiu o desenvolvimento dos sistemas de comunicação sem fio que existem atualmente.

A primeira aplicação da TEESF para a transferência de grandes quantidades de energia foi feita por Hutin e LeBlanc (1894) com o desenvolvimento de um sistema para eletrificação de trens. Na mesma época surgiram outras propostas, mas de acordo com Covic e Boys (2013) elas não eram viáveis porque não existia suporte tecnológico para implementá-las. Atualmente, a tecnologia relacionada à eletrônica de potência tem tornado possível a implementação da TEESF com alta eficiência e, como pode ser observado na Figura 1, esse fato tem corroborado para o aumento na quantidade de pesquisas relacionadas a essa área.

A TEESF é dividida em três categorias, que são: **(1) radiação eletromagnética**

(microondas ou laser) que é aplicável para transmissão de energia a longas distâncias; **(2) Transferência Capacitiva de Potência (TCP)** utilizada para transmissões com distâncias curtas por meio do campo elétrico; **(3) Transferência Indutiva de Potência (TIP)** que também é utilizada em curtas distâncias, porém o campo magnético é responsável pela transferência de energia.

A TIP tem se popularizado mais, por conta do conhecimento já consolidado na conversão de energia em transformadores e motores elétricos e também porque, segundo Fernandes e Oliveira (2014), não há restrições para o meio de separação entre os circuitos primário e secundário, com exceção de componentes metálicos ou ferromagnéticos.

Figura 1 – Evolução das publicações em Transferência de Energia sem Fio ao longo dos anos.

Fonte: ANALYTICS (2017)

A Figura 2 apresenta alguns exemplos de dispositivos eletrônicos que utilizam TIP. Essa tecnologia é muito importante principalmente em situações em que são necessárias recargas de baterias em implantes biomédicos. Segundo Si et al. (2008) com TIP não são mais necessários os fios percutâneos ¹ para recarregar as baterias e isto elimina o risco de infecção no paciente.

A transferência indutiva de potência também pode ser utilizada em meios de transporte e alguns exemplos podem ser visualizados na Figura 3. Esta tecnologia tem demonstrado ser uma alternativa interessante para popularização dos veículos elétricos (VEs) porque, além de sua conveniência em comparação com carregadores com fio, a TIP permite a utilização de um banco de baterias menores. Um exemplo é o caso no qual são realizadas recargas estacionárias nos pontos de parada de ônibus elétricos urbanos. Bi et

¹ Fios sob a camada da pele.

al. (2015) afirmam que a quantidade de baterias a bordo pode ser reduzida em pelo menos dois terços. Isto é importante pois, de acordo com Li e Mi (2015), o grande gargalo que dificulta a popularização dos VEs é a tecnologia de armazenamento de energia elétrica porque esta possui densidade de energia insatisfatória, tempo de vida útil limitado e custo elevado.

Figura 2 – Exemplo de aplicações de TIP em dispositivos eletrônicos.

Fonte: Si et al. (2008)

Outro fato que torna a TIP interessante na recarga de baterias de veículos elétricos é a segurança do usuário, pois atualmente a maioria dos carregadores realizam o processo de transferência de energia através de fios. Su et al. (2012) afirmam que isto implica em risco de choque elétrico ao "plugar" o cabo na bateria, principalmente em situações em que a chuva ou neve estão presentes.

1.1 Transferência indutiva de potência

Um esquema de um típico sistema TIP pode ser visualizado na Figura 4 e este é composto por três partes principais: O primário, o Sistema Fracamente Acoplado (SFA) e o secundário. O primário possui um estágio de retificação, com correção de fator de potência, um inversor de frequência e uma Malha Ressonante (MR). Segundo Fernandes e Oliveira (2014) o inversor geralmente opera com frequências acima de 10 kHz e Wang, Stielau e Covic (2005) afirmam que a MR tem como função minimizar a potência reativa fornecida pelo inversor. Isto é necessário, pois a frequência de operação é elevada e o chaveamento deve ocorrer próximo de tensões e correntes nulas para minimizar os esforços nos transístores.

O SFA está presente nos circuitos primário e secundário do sistema TIP e é um dos blocos mais importantes, pois é através dele que ocorre a transferência de energia. Ele é composto pelos indutores primário (L_p) e secundário (L_s). As indutâncias próprias destes e a indutância mútua (M) variam em função da posição relativa entre L_p e L_s .

Figura 3 – Aplicação de TIP em meios de transporte. (a) Carro Elétrico. (b) Ônibus Elétrico. (c) Trem Elétrico.

Fonte: QUALCOMM (2017), PRIMOVE (2017) e Alibhai (2014)

Figura 4 – Diagrama de um típico sistema de transferência indutiva de potência.

Fonte: Do próprio autor (2018)

Já o secundário é composto por dois blocos. O primeiro é a MR que tem como objetivo compensar a reatância do indutor L_s para maximizar a potência transferida à carga. O próximo bloco é o retificador, que pode ser controlado ou não controlado e é responsável por fornecer tensão e corrente contínua para a carga.

1.2 Limitações e Desafios

Atualmente as pesquisas em TIP têm se concentrado nas seguintes áreas: (1) topologias de malhas ressonantes, (2) projeto do sistema fracamente acoplado, (3) conversores e métodos de controle, (4) Condições de segurança devido ao campo eletromagnético nas redondezas do sistema TIP e (5) Otimização do sistema para se obter alta eficiência.

Como foi dito anteriormente, a MR tem a função de compensar a reatância dos indutores L_p e L_s para minimizar as perdas durante o chaveamento dos transistores no circuito primário e maximizar a potência entregue a carga presente no circuito secundário. O grande desafio nesta área é encontrar uma topologia de malha ressonante que possua uma mínima variação da frequência natural (f_0) diante de alterações da posição do circuito secundário. A variação de f_0 ocorre porque os valores de L_p , L_s e M dependem da posição relativa entre os circuitos primário e secundário.

Quanto ao SFA, um dos desafios é encontrar uma configuração de indutores que eleve o coeficiente de acoplamento (k) e que este não varie bruscamente diante de desalinhamentos espaciais entre L_p e L_s . Além disso, o SFA deve possuir o mínimo de fluxo disperso nas proximidades do sistema TIP para maximizar a transferência de energia e garantir a segurança dos usuários.

No que se refere à linha de pesquisa em controle, o grande desafio é obter técnicas de estimação de tensão e corrente na carga a partir de medidas feitas no circuito primário. Isto é muito importante porque o controle pode ser realizado somente no circuito primário sem a necessidade de um sistema de comunicação sem fio, o que implica num menor custo e complexidade do sistema. Quanto aos conversores não há grandes desafios pois, segundo Fernandes (2015), já existe conhecimento consolidado no condicionamento de grandes quantidades de energia com tensões e correntes em altas frequências e um exemplo são os sistemas de aquecimento indutivo.

1.3 Objetivos e Organização da dissertação

O objetivo principal desta dissertação é apresentar um estudo de um sistema TIP para recarga de baterias com uma malha ressonante que têm características mais robustas em relação às variações do coeficiente de acoplamento entre os indutores do SFA. Além disso, levar em conta também a possibilidade de previsão de variações dos parâmetros do SFA através de um *software* que utiliza o método dos elementos finitos, desenvolvido por Fernandes (2015) em sua tese de doutorado e que foi aperfeiçoado pelo autor desta dissertação. De posse de uma malha ressonante robusta e da possibilidade de previsão da variação dos parâmetros do SFA, é então apresentada uma nova técnica de estimação de tensão e corrente na bateria sem a realimentação de variáveis presentes no circuito secundário.

A dissertação está dividida em seis capítulos e apresentam o estudo da seguinte maneira:

No capítulo um é feita uma breve introdução, apresentando em qual contexto se insere o projeto de pesquisa, a motivação e qual é o objetivo do trabalho.

O capítulo dois apresenta o princípio de funcionamento de um SFA e uma metodologia de projeto baseada em um algoritmo desenvolvido por Fernandes (2015) e que foi aperfeiçoado nesta dissertação.

No capítulo três é discutido o funcionamento de forma detalhada de dois conversores muito utilizados em TIP: A ponte H ressonante e o retificador monofásico em ponte completa a diodos. Nesse capítulo é possível entender o conceito de *Zero Voltage Switching* (ZVS) e porque ele é importante. Além disso, é apresentado um exemplo de projeto de um retificador monofásico com diodos.

O capítulo quatro é dedicado à apresentação de conceitos fundamentais para o entendimento do funcionamento das malhas ressonantes e ferramentas para análise de circuitos magneticamente acoplados. Além disso, encontra-se nesse capítulo o estado da arte em MR e uma nova proposta de sintonia para uma MR que possui boa tolerância a desalinhamentos espaciais.

O capítulo cinco apresenta o estado da arte em técnicas de estimação de tensão e corrente na carga de sistemas TIP e uma nova proposta de estimação para o sistema TIP que foi projetado ao longo dos capítulos anteriores.

No capítulo seis são apresentadas as conclusões obtidas do trabalho.

2 SISTEMA FRACAMENTE ACOPLADO

A transferência indutiva de potência ocorre de acordo com duas leis bem conhecidas: a lei circuital de Ampere e a lei de indução de Faraday. A lei de Ampere afirma que surge um campo magnético nas proximidades de um condutor elétrico se uma corrente flui no mesmo. No caso da Figura 5, a corrente no indutor L_p é alternada, logo esta gera um campo magnético variável no tempo, que por sua vez contribui na formação do fluxo mútuo ($\Phi_m(t)$) entre as bobinas. Segundo a lei de Faraday, $\Phi_m(t)$ induz uma tensão em L_s , completando assim a transferência de energia elétrica entre os circuitos primário e secundário. Por conta da distância entre as bobinas, o fluxo de dispersão é elevado e o coeficiente de acoplamento é baixo, geralmente inferior a 0,5.

O conjunto de indutores que realizam TIP é denominado Sistema Fracamente Acoplado (SFA) e a grande maioria dos trabalhos encontrados na literatura, possuem SFA com valores de k entre 0,18 e 0,4.

Segundo Fernandes (2015) o SFA possui as seguintes funções:

- Elevar o coeficiente de acoplamento diante de uma distância elevada entre os indutores;
- Conferir boa tolerância ao desalinhamento entre L_p e L_s , ou seja, k não deve variar bruscamente;

Figura 5 – Sistema TIP com sistema fracamente acoplado (SFA) em destaque.

Fonte: Do próprio autor (2018)

Existem SFAs formados por diversos tipos de indutores, tais como circular, duplo D, solenoide, etc. Este trabalho se concentrará no projeto e estudo de um SFA composto

por indutores duplo D e detalhes do comportamento de outros tipos de SFAs podem ser encontrados nos trabalhos de Lin, Covic e Boys (2015) e Fernandes e Oliveira (2015).

2.1 Indutor Duplo D

O indutor duplo D ou DD foi desenvolvido por Budhia et al. (2013) e pode ser visualizado na Figura 6. Ele consiste em dois enrolamentos sobre uma camada de material ferromagnético e as correntes nos enrolamentos devem fluir em sentidos opostos.

Figura 6 – Representação do indutor Duplo D

Fonte: Do próprio autor (2018)

A grande vantagem em utilizar o indutor DD é que a altura do fluxo gerado (h_Φ) é elevada e isto implica em maiores valores do coeficiente de acoplamento entre o indutor primário e secundário (considerando que existe outro indutor logo acima do indutor DD). De acordo com Budhia et al. (2013) a justificativa é que h_Φ é diretamente proporcional ao tamanho do caminho que o fluxo magnético percorre no material ferromagnético (C_Φ) e, como pode-se observar na Figura 7, C_Φ é elevado no indutor DD.

2.2 Método dos elementos finitos aplicado no projeto de um Sistema Fracamente Acoplado

O SFA é um dos blocos mais importantes de um sistema TIP, pois é através dele que ocorre a transferência de energia entre os circuitos primário e secundário. O projeto do SFA é complexo e pode ser realizado utilizando uma abordagem analítica, ou através de métodos numéricos. A abordagem analítica consiste basicamente em projetar o SFA utilizando equações que determinam as indutâncias próprias, mútuas e resistências série das bobinas. Um exemplo de aplicação dessa metodologia pode ser vista no trabalho de Sallan et al. (2009) e essa possui diversas limitações, pois a solução se torna muito complexa para configurações de indutores mais elaboradas.

Uma alternativa que vem sendo muito utilizada atualmente é o Método dos Elementos Finitos (MEF). Segundo Polycarpou (2006) o MEF consiste basicamente em subdividir

Figura 7 – Fluxo magnético gerado pelo indutor DD

Fonte: Do próprio autor (2018)

o domínio geométrico de um problema em pequenos subdomínios, chamados de elementos finitos e expressá-los por meio de equações diferenciais juntamente com as condições de contorno associadas ao problema. Em seguida o conjunto de equações lineares encontrado pode ser resolvido computacionalmente usando técnicas de álgebra linear.

Atualmente existem alguns programas que simulam problemas envolvendo eletromagnetismo utilizando MEF, mas a grande maioria é paga e geralmente muito cara. Uma alternativa para pesquisadores que ainda não possuem recursos para adquirir os *softwares* pagos é o *Finite Element Method Magnetism* (FEMM), um programa gratuito desenvolvido por Meeker (2015) que resolve problemas cujo o domínio geométrico é bi-dimensional (Ω_{2D}). O FEMM possui uma interface com o *software* MATLAB e detalhes de como ocorre essa interação podem ser encontradas no trabalho de Meeker (2010).

No trabalho de Fernandes (2015) são apresentadas rotinas que foram implementadas no MATLAB, que em conjunto com o FEMM projeta um SFA a partir de especificações de projeto. Além disso Fernandes (2015) desenvolveu um conjunto de algoritmos que analisam o SFA diante de desalinhamentos espaciais, otimiza o sistema obtido para elevar a indutância mútua e verifica se a intensidade de campo magnético nas proximidades do SFA estão de acordo com as recomendações da *International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection* (ICNIRP, 2010).

As rotinas propostas por Fernandes (2015) são denominadas Algoritmos Exaustivos (AE), pois se trata de um método iterativo e também porque não há nenhuma forma de prever as dimensões do SFA que satisfarão os requisitos de projeto.

A formulação matemática para encontrar as equações diferenciais utilizadas pelo FEMM foram discutidas no trabalho de Fernandes (2015) e serão apresentada a seguir. Como se pode observar em (2.1) o vetor densidade do fluxo magnético $\mathbf{B}$ pode ser expresso como uma função do vetor potencial magnético $\mathbf{A}$. De acordo com a lei de Faraday a tensão induzida pode ser encontrada com (2.2) e integrando esta obtêm-se (2.3) que é usada para encontrar o vetor intensidade de campo elétrico ($\mathbf{E}$). A lei de Ohm pode ser escrita em notação vetorial, conforme (2.4) e com algumas modificações ela é utilizada pelo FEMM para simular problemas excitados por uma fonte de corrente senoidal com uma única frequência angular ω . V é a tensão, $\mu(\mathbf{B})$ a permeabilidade magnética não linear, J_{src} representa as fontes de corrente e σ a condutividade elétrica.

$$\mathbf{B} = \nabla \times \mathbf{A} \quad (2.1)$$

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial}{\partial t}(\mathbf{B}) = -\frac{\partial}{\partial t}(\nabla \times \mathbf{A}) \quad (2.2)$$

$$\mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} - \nabla V \quad (2.3)$$

$$\nabla \times \left(\frac{1}{\mu(\mathbf{B})} \nabla \times \mathbf{A} \right) = -\sigma \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} + J_{src} - \sigma \nabla V \quad (2.4)$$

A formulação apresentada ignora correntes de deslocamento e o FEMM só pode ser utilizado se isso for desprezível. Segundo Fernandes (2015) este é o caso para sistemas TIP que possuem bons condutores elétricos e satisfazem a condição $\sigma \gg \omega \epsilon_{med}$, onde ϵ_{med} é a permissividade elétrica do meio onde se estabelece o fluxo magnético (normalmente ar). Fernandes (2015) afirma também que as indutâncias próprias e mútuas do sistema podem ser encontradas através das equações abaixo.

$$\phi_m = \oint_{cs} \mathbf{A} \cdot d\mathbf{l} \quad (2.5)$$

$$L_x = \frac{\phi_m}{I_x} \quad (2.6)$$

O termo ϕ_m é o valor de pico do fluxo mútuo, c_s o caminho fechado definido pela geometria do enrolamento secundário e $d\mathbf{l}$ é o elemento diferencial desse caminho. O índice $x = p$ se refere à bobina primária e $x = s$ à bobina secundária.

O AE pode ser do tipo que busca uma indutância alvo ou uma especificação de saída alvo. Este trabalho se concentrará no estudo do AE de Especificação de Saída Alvo (AEESA) e detalhes do seu funcionamento serão apresentados a seguir.

2.2.1 Algoritmo Exaustivo de Especificação de Saída Alvo

Em algumas situações é necessário projetar o SFA para que o mesmo garanta valores mínimos de potência não compensada ($S_{u,\min}$) e de tensão de circuito aberto ($V_{sa,\min}$) no indutor secundário. Um exemplo é o sistema TIP destinado à recarga estacionária de baterias de veículos elétricos. De acordo com a norma SAE J2954, que trata especificamente desses tipos de sistemas TIP, os carregadores sem fio devem ser classificados nos seguintes níveis potência: 3,7 kW; 7,7 kW; 11 kW e 22 kW. Ou seja, para um carregador com nível de potência 3,7 kW o sistema TIP tem que ser capaz de fornecer 3,7 kW para a carga e este valor depende de S_u , pois segundo Fernandes (2015) a potência ativa na carga ($P_s(\omega_0)$) é encontrada com (2.7).

$$P_s(\omega_0) = Q_s \cdot S_u \quad (2.7)$$

onde $P_s(\omega_0)$ é a potência ativa fornecida para carga; S_u é a potência não compensada e Q_s o fator de qualidade do circuito secundário.

De acordo com Esteban, Sid-Ahmed e Kar (2015) em projetos práticos, Q_s deve ser menor que 10 e para sistemas com potências elevadas como no caso de veículos elétricos, Q_s deve ser menor que 6. Isto se deve ao fato de que é difícil controlar o sistema com largura de banda estreita para valores elevados de Q_s e também de acordo com Keeling, Covic e Boys (2010) as perdas no circuito secundário são aproximadamente proporcionais a Q_s^2 . Portanto, como Q_s deve ser sempre menor que 10 o valor desejado de $P_s(\omega_0)$ frequentemente é obtido a partir $S_u \geq S_{u,\min}$. Tendo como exemplo um sistema TIP com nível de potência de 3,7 kW, se $Q_s = 3$, de acordo com (2.7) $S_{u,\min}$ deve ser igual a 1,234 kVA.

$$S_u = \frac{M^2}{L_s} \cdot \omega I_p^2 = \frac{1}{2} V_{sa} I_{sc} \quad (2.8)$$

$$M = k \sqrt{L_p L_s} \quad (2.9)$$

A Equação (2.8) é a única relação entre os parâmetros geométricos do SFA e os valores de S_u e V_{sa} . Portanto, é impossível definir os valores de L_p , L_s e k que satisfaçam os requisitos de projeto de forma analítica, pois o número de variáveis é maior que o número de equações disponíveis. Para solucionar este problema frequentemente pesquisadores têm utilizado métodos iterativos e um deles é o Algoritmo Exaustivo de Especificação de Saída Alvo (AEESA), proposto por Fernandes (2015).

O AEESA pode ser visualizado no ALGORITMO I a seguir e em <2> são fornecidos os dados de entrada, tais como indutância do primário desejada ($L_{p,\text{target}}$), mínima tensão de circuito aberto no circuito secundário ($V_{sa,\min}$), mínima potência não compensada ($S_{u,\min}$), amplitude da corrente na bobina primária (I_p), frequência de ressonância (f_0) e

tensão de pico do primeiro harmônico da tensão fornecida pelo inversor ($V_{p,aph}$). Os tipos de indutores, suas dimensões e a posição relativa entre os mesmos também são fornecidos no início da rotina e a mínima corrente de curto circuito no indutor secundário ($I_{sc,min}$) é obtida com (2.10). Esses dados são utilizados na etapa de pré-processamento, na qual as entidades geométricas são desenhadas no FEMM (passo <4>).

ALGORITMO I

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 $\varepsilon_{calc}^{(i)} > \varepsilon_{max}$ e $\varepsilon_{calc}^{(i)} < \varepsilon_{max}^{(i-1)}$, 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 $\varepsilon_{calc}^{(i)} = L_{p,target} - L_p^{(i)}$;
 - <6.6> Contador de iterações, $i = i+1$;
 - <6.7> Retorna para <6>;
- <7> Enquanto $(S_u^{(i)}, I_{sc}^{(i)}, V_{sa}^{(i)}) < (S_{u,min}, I_{sc,min}, V_{sa,min})$, faça:
 - <7.1> $N_s^{(i)} = N_s^{(i-1)} + 1$;
 - <7.2> Atualiza geometria;
 - <7.3> Discretiza Ω_{2D} ;
 - <7.4> Executa processador do MEF e carrega resultados;
 - <7.5> Obtém $L_s^{(i)}$ e $R_s^{(i)}$;
 - <7.6> Atualiza $M_{su}^{(i)}$ com $L_s^{(i)}$, se aplicável;
 - <7.7> Atualiza $M_{Isc}^{(i)}$ com $L_s^{(i)}$, se aplicável;
 - <7.8> Obtém $S_u^{(i)}, I_{sc}^{(i)}, V_{sa}^{(i)}$;
 - <7.9> Contador de interações, $i = i+1$;
 - <7.10> Retorna para <7>;
- <8> Salva resultados;

Fim {Algoritmo de especificação de saída}

$$I_{sc,min} = \frac{S_{u,min}}{V_{sa,min}} \quad (2.10)$$

$$M = \frac{V_{sa}}{\omega I_p} \quad (2.11)$$

$$S_u = \frac{\omega M^2 I_p^2}{L_s} \quad (2.12)$$

$$I_{sc} = \frac{j\omega M I_p}{R_s + j\omega L_s} \quad (2.13)$$

O passo <3> é destinado ao projeto dos condutores utilizados nas bobinas e podem ser definidos (Exemplo: Fio LITZ 10X30 AWG) ou calculados automaticamente com base em especificações do projeto tais como, frequência, corrente e densidade de corrente. Segundo Fernandes (2015) o algoritmo que calcula os condutores de forma automática inclui o efeito de proximidade e pelicular no cálculo da resistência série e isto torna a modelagem mais realística.

No passo <5> é definido o domínio geométrico (Ω_{2D}), que é bidimensional e as condições de contorno. Já o laço que se encontra na etapa <6> é responsável por encontrar a geometria do indutor emissor para que se obtenha o valor de $L_{p,target}$ especificado e no laço <7> é definida a geometria do indutor secundário que garante os valores de $S_{u,min}$, $I_{sc,min}$ e $V_{sa,min}$ exigidos no projeto. N_p é o número de espiras do indutor primário, N_s o número de espiras no indutor secundário e os valores iniciais de N_p e N_s são definidos como 1 ($N_p = 1$ e $N_s = 1$). Na etapa <7.4> o fluxo mútuo (ϕ_m), a tensão (V_s) e a corrente (I_s) na bobina secundária são obtidos do FEMM, considerando que $I_p = 0$ e $I_s = I_{sc}$. A indutância L_s é calculada com (2.6) e a resistência em série do indutor é dada por $R_s = V_s/I_s$.

A indutância mútua pode ser encontrada com (2.11), pois a tensão induzida no indutor secundário é igual à tensão de circuito aberto no secundário (V_{sa}). Para se obter V_{sa} o SFA é simulado no FEMM considerando a situação em que I_p é igual a corrente nominal e $I_s = 0$. Em seguida, os valores de S_u e I_{sc} na etapa <7.8> podem ser obtidos com (2.12) e (2.13).

Uma outra maneira de entender o funcionamento do ALGORITMO I é analisando (2.14).

$$S_u = \omega I_p^2 \cdot \frac{M^2}{L_s} = \omega I_p^2 \cdot a \quad (2.14)$$

$$M = k\sqrt{L_p L_s}$$

De (2.14) tem-se que ω e I_p são especificações do sistema TIP e, portanto, são constantes. Logo, a potência não compensada é uma função cujo domínio é o termo a e

este depende dos valores de L_p , L_s e k . Pode-se concluir também que a deve ser maior ou igual a $S_{u,min}/(\omega I_p^2)$ para que S_u desejada seja obtida.

ALGORITMO II

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 $S_u^{(i)} < S_{u,min}$, faça:
 - <6.1> $N_s^{(i)} = N_s^{(i-1)} + 1$;
 - <6.2> $N_p^{(i)} = N_p^{(i-1)} + 1$;
 - <6.3> Atualiza geometrias;
 - <6.4> Discretiza Ω_{2D} ;
 - <6.5> Executa processador do MEF e carrega resultados;
 - <6.6> Obtém $L_p^{(i)}$, $R_p^{(i)}$, $L_s^{(i)}$, $R_s^{(i)}$ e M ;
 - <6.7> Obtém $S_u^{(i)}$, $I_{sc}^{(i)}$, $V_{sa}^{(i)}$;
 - <6.8> Contador de interações, $i=i+1$;
 - <6.9> Retorna para <6>;
- <7> Enquanto $(I_{sc}^{(i)}, V_{sa}^{(i)}) < (I_{sc,min}, V_{sa,min})$, faça:
 - <7.1> Se $I_{sc}^{(i)} < I_{sc,min}$
 - <7.1.1> $N_p^{(i)} = N_p^{(i-1)} + 1$;
 - <7.1.2> Se $V_{sa}^{(i)} > V_{sa,min}$
 - <7.1.2.1> $N_s^{(i)} = N_s^{(i-1)} - 1$;
 - <7.2> Se $V_{sa}^{(i)} < V_{sa,min}$
 - <7.2.1> $N_s^{(i)} = N_s^{(i-1)} + 1$;
 - <7.3> Atualiza geometrias;
 - <7.4> Discretiza Ω_{2D} ;
 - <7.5> Executa processador do MEF e carrega resultados;
 - <7.6> Obtém $L_p^{(i)}$, $R_p^{(i)}$, $L_s^{(i)}$, $R_s^{(i)}$ e M ;
 - <7.7> Obtém $S_u^{(i)}$, $I_{sc}^{(i)}$, $V_{sa}^{(i)}$;
 - <7.8> Contador de interações, $i=i+1$;
 - <7.9> Retorna para <7>;

<8> Salva resultados;

Fim { Algoritmo de especificação de saída }

O algoritmo proposto por Fernandes (2015) altera o valor de a aumentando o número de espiras do indutor secundário, ou seja, aumentando L_s e k . Se S_u , V_{sa} e I_{sc} atingirem os valores mínimos especificados no projeto o programa apresenta a geometria do SFA; caso contrário emite uma mensagem dizendo que devem ser alteradas as especificações do projeto.

O ALGORITMO I é ideal para projetar um SFA para um sistema TIP já existente, entretanto, para as situações em que se deseja projetar o sistema TIP do zero existe uma certa dificuldade em definir L_p . Para contornar essa limitação, este trabalho apresenta uma nova versão do AEESA, que obtém o projeto do SFA de forma mais simples, sem a necessidade de fornecer o valor de L_p . A nova rotina pode ser visualizada no ALGORITMO II e as modificações foram feitas nas etapas <2>, <6> e <7> do ALGORITMO I. No passo <2> não é mais fornecido o valor de $L_{p,target}$ e na etapa <6> os valores das espiras dos indutores primário e secundário são definidas como $N_p = 1$, $N_s = 1$. Estes valores são incrementados simultaneamente até que $S_u \geq S_{u,min}$. Já em <7> L_p e L_s são ajustados para se obter os valores de V_{sa} e I_{sc} maiores ou iguais aos especificados no projeto, mantendo o valor de a aproximadamente constante. A corrente I_{sc} é ajustada aumentando o número de espiras no primário, pois I_{sc} é inversamente proporcional a L_s . Já V_{sa} é obtida aumentando o valor de L_s pois, quanto maior o número de espiras, maior será a tensão induzida.

2.3 Projeto e implementação de um Sistema Fracamente Acoplado DD-DD

Nesta seção é apresentado um exemplo de projeto de um SFA DD-DD utilizando o ALGORITMO II discutido na seção anterior. A Figura 8 apresenta os parâmetros geométricos utilizados e a Tabela 1 as especificações adotadas. Foi considerado que o sistema TIP será capaz de fornecer 15 W a uma carga resistiva que possui tensão nominal de 12 V. Além disso, a posição do indutor secundário em relação ao eixo de simetria (d_c) pode variar de 0 à 16,5 mm.

Segundo Green (1994) a máxima potência teórica fornecida à carga ($P(\omega_0)$) pode ser encontrada com (2.15), onde Q_s é o fator de qualidade do circuito secundário. Esta equação geralmente é utilizada como ponto de partida no projeto do SFA. Segundo Esteban, Sid-Ahmed e Kar (2015) o valor de Q_s deve ser menor que 10, pois para valores mais elevados existe certa dificuldade em controlar o sistema com uma largura de banda estreita. Além disso, de acordo com Keeling, Covic e Boys (2010) as perdas no circuito secundário são aproximadamente proporcionais a Q_s^2 . Portanto, foi adotado neste trabalho $Q_s = 2,5$ e, a partir deste valor e de (2.15), foi definido que o SFA deve ter $S_{u,min} \geq 6,67VA$. A

mínima tensão de circuito aberto no indutor secundário foi definida como 14 V, pois $V_{sa,min}$ deve ser maior que a tensão nominal da carga ($V_{sa,min} > 12$ V). Isto é necessário, pois existem quedas de tensão nos elementos do circuito secundário e devem ser consideradas no projeto para garantir que a tensão aplicada na carga seja de 12 V.

$$P(\omega_0) = S_u \cdot Q_s \quad (2.15)$$

Figura 8 – Parâmetros Geométricos utilizados no projeto do SFA DD-DD.

Fonte: Do próprio autor (2018)

O material adotado para confecção dos indutores foi o fio LITZ 10X30AWG e placas de ferrite NB-55,5/52,5/4-TH50 cuja curva B-H se encontra na Figura 9. As bobinas no indutor primário foram conectadas em série de forma que as correntes fluam conforme Figura 6. Já as bobinas do indutor secundário foram conectadas em série de uma maneira que permita que as correntes estejam defasadas em 180° , pois a tensão fornecida a carga será a soma das tensões induzidas em cada bobina e elas possuem polaridade oposta.

O ALGORITMO II foi implementado no MATLAB e, considerando os dados presentes na Tabela 1, foram obtidos os resultados de simulação que se encontram na

Tabela 1 – Especificações para o projeto do SFA DD-DD

Parâmetros Elétricos		Parâmetros Geométricos	
Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
P	15 W	d_c	16,5 mm
I_p	2,12 A	e	10 mm
f_0	85 kHz	α	0°
$V_{sa,min}$	14 V	Indutor Primário	
$S_{u,min}$	6,67 VA	w_p	110 mm
		t_p	4 mm
		h_p	52 mm
		Indutor Secundário	
		w_s	110 mm
		t_s	4 mm
		h_s	52 mm

Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 9 – Curva B-H do ferrite NB-55,5/52,5/4-TH50 utilizado na pesquisa.

Fonte: (THORTON, 2015)

Tabela 2. É importante ressaltar que as variáveis N_p e N_s são o número de espiras de CADA bobina dos indutores.

O SFA foi construído a partir dos resultados do ALGORITMO II e os indutores podem ser visualizados na Figura 10 - (a). Para obter o valor experimental de k , os indutores L_p e L_s foram conectados em série (conexão aditiva), conforme Figura 11 e segundo Alexander e Sadiku (2013) a indutância total (L_T) pode ser encontrada com (2.16). Portanto, o valor experimental de M pode ser obtido medindo os valores de L_p , L_s , L_T e substituí-los em (2.17). Já o coeficiente de acoplamento experimental pode ser

Tabela 2 – Resultados obtidos do projeto do SFA DD-DD para $d_c = 16,5 \text{ mm}$, $e = 10 \text{ mm}$ e $\alpha = 0^\circ$.

	Simulado	Experimental	Erro
L_p	$28,21\mu H$	$28,07\mu H$	0,5 %
L_s	$28,21\mu H$	$28,20\mu H$	0,04 %
k	0,47	0,44	6,8%
V_{sa}	15,2 V	-	-
I_{sc}	1 A	-	-
S_u	7,62 VA	-	-
N_p	9	-	-
N_s	9	-	-

Fonte: Elaborada pelo autor.

Nota: Os Valores das indutâncias foram obtidos para a frequência de 1 kHz.

encontrado com (2.18).

$$L_T = L_p + L_s + 2M \quad (2.16)$$

$$M = \frac{|L_T - (L_p + L_s)|}{2} \quad (2.17)$$

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_p \cdot L_s}} \quad (2.18)$$

Figura 10 – Indutores primário e secundário do SFA DD-DD.

Fonte: Do próprio autor (2018)

Figura 11 – Esquema adotado para realizar a medida indireta de M .

Fonte: Do próprio autor (2018)

A bancada utilizada para obter os valores experimentais de L_p , L_s e k se encontra na Figura 10 - (b) e as indutâncias foram medidas utilizando o medidor RLC PHILIPS PM 6303. Como pode-se observar na Tabela 2 os resultados experimentais são similares aos valores obtidos da simulação e os erros são inevitáveis, pois o domínio geométrico utilizado pelo FEMM é bidimensional e os indutores são estruturas tridimensionais. Além disso, existem os erros nos valores medidos pela ponte RLC, as tolerâncias nas dimensões do material ferromagnético e do fio LITZ.

As Figuras 12 e 13 apresentam a variação de k , L_p e L_s diante de desalinhamentos em relação ao eixo de simetria e os valores simulados e experimentais são similares para uma ampla faixa de variação de d_c . Pode-se concluir então que o FEMM é uma ferramenta poderosa não somente para realizar o projeto de SFAs, mas também para analisar o desempenho do sistema diante de desalinhamentos espaciais.

Figura 12 – Coeficiente de Acoplamento diante da variação da distância do eixo de simetria para $\alpha = 0^\circ$ e $e = 10$ mm.

Fonte: Do próprio autor (2018)

Uma análise mais detalhada da variação de k diante de desalinhamentos espaciais do SFA DD-DD pode ser visualizada nas Figuras 14, 15 e 16. Neste caso também foi considerado o impacto que variações angulares provocam no valor de k e, como pode-se

Figura 13 – Indutância dos indutores primário e secundário diante da variação da distância do eixo de simetria para $\alpha = 0^\circ$ e $e = 10$ mm.

observar, ele é significativo. Observe que para situação $d_c = 0$ mm, $e = 10$ mm e $\alpha = 30^\circ$ (Figura 15) $k \approx 0,18$. É importante ressaltar que muitos autores não levam isto em consideração, tais como Budhia et al. (2011), Lin, Covic e Boys (2015), Budhia et al. (2011) e esta informação pode ser importante durante o projeto de alguma aplicação que utilize o SFA DD-DD.

Figura 14 – Coeficiente de acoplamento diante de desalinhamentos espaciais em relação à distância axial (e) e variação angular (α). $d_c = 0$ mm.

Figura 15 – Coeficiente de acoplamento diante de desalinhamentos espaciais em relação à distância do eixo de simetria (d_c) e variação angular (α). $e = 10$ mm.

Fonte: Do próprio autor (2018)

Figura 16 – Coeficiente de acoplamento diante de desalinhamentos espaciais em relação à distância do eixo de simetria (d_c) e distância axial (e). $\alpha = 0^\circ$.

Fonte: Do próprio autor (2018)

2.4 Conclusões Parciais

Neste capítulo foi apresentada uma metodologia para projetar um SFA utilizando uma ferramenta gratuita de MEF. O AEESA proposto por Fernandes (2015) é adequado para situações onde se deseja alterar o SFA de um sistema TIP já existente, porém para as situações onde se deseja projetar um novo sistema TIP existe uma certa dificuldade em definir o valor de L_p . Diante dessa situação o AEESA foi aperfeiçoado e não é mais necessário fornecer L_p para o algoritmo.

Para validar a nova proposta de AEESA foi realizado o projeto de um SFA DD-DD e verificou-se que os valores simulados e experimentais são similares. Além disso, conclui-se que o FEMM também é uma boa ferramenta para analisar o desempenho do SFA diante de desalinhamentos espaciais, pois os valores simulado e experimentais de k são parecidos para uma ampla faixa de variação de d_c . É importante ressaltar que esta é mais uma contribuição desta dissertação, pois Fernandes (2015) não apresenta resultados experimentais de um SFA projetado com AEESA e do comportamento do mesmo diante de desalinhamentos espaciais. Além disso, foi feita uma análise do impacto que desalinhamentos angulares provocam no valor de k e percebeu-se que ele é significativo.

3 CONVERSORES

O campo magnético gerado pelo indutor primário em um sistema TIP deve possuir frequências elevadas e de acordo com Fernandes e Oliveira (2014) os valores são geralmente maiores que 10 kHz. Para que isto ocorra é preciso ter uma fonte de tensão ou corrente com frequência maior que 10 kHz, porém as tensões fornecidas pelas concessionárias possuem frequência igual a 60 Hz.

Para resolver este problema é necessário elevar a frequência da rede elétrica e a conversão pode ser feita de duas formas: a indireta e a direta. A forma indireta consiste em um estágio de retificação, que fornece tensão contínua para um inversor, que em seguida transforma a tensão contínua em alternada. Existe também a conversão direta no qual a tensão a 60 Hz é convertida para uma frequência maior utilizando um único conversor, conforme Figura 17b. Este trabalho se concentrará na forma indireta e esta será discutida com mais detalhes nesta seção.

Figura 17 – Tipos de conversão de frequência

Fonte: Do próprio autor (2018)

A Figura 18 apresenta um típico circuito primário de um sistema TIP e os conversores utilizados são um retificador não controlado e um inversor de frequência ressonante. O estágio de retificação possui uma ponte completa com diodos e um filtro LC, cujo objetivo é minimizar as flutuações de tensão (*ripple*) na tensão contínua fornecida ao inversor.

O inversor de frequência sempre é do tipo ressonante, pois a frequência de operação é elevada e o chaveamento deve ocorrer com tensões e correntes próximas de zero. A chave utilizada na maioria dos trabalhos é o MOSFET e isto se deve ao fato de que ele é um dispositivo controlado por tensão e requer uma baixa corrente de entrada na porta. Além disso, a velocidade de chaveamento é elevada e, segundo Rashid (1999), estes tempos são da ordem de nanossegundos.

3.1 Inversor Ponte H Ressonante

O inversor Ponte H foi proposto por Baxandall (1959) e é muito utilizado em várias aplicações que necessitam da conversão de energia DC em AC. Ele pode ser classificado

Figura 18 – Conversores do circuito primário

Fonte: Do próprio autor (2018)

nos seguintes grupos:

- **Inversores ponte H com fonte de tensão:** são alimentados com uma fonte de tensão CC e possuem um circuito ressonante em série ou um circuito que derive do circuito ressonante série. Segundo Kazimierczuk e Czarkowski (2011) se o fator de qualidade for suficientemente alto (maior ou igual a 2,5), a corrente será senoidal no circuito ressonante e a tensão nos terminais nas chaves será uma onda quadrada.
- **Inversores ponte H com fonte de corrente:** são alimentados por uma fonte de corrente CC e possuem um circuito ressonante paralelo ou um circuito ressonante que derive do circuito ressonante paralelo. A tensão no circuito ressonante é senoidal se esse possuir fator de qualidade elevado. Já as correntes nas chaves possuem o formato de uma onda quadrada.

O inversor na Figura 19 é do tipo ponte H com fonte de tensão e serão apresentados detalhes do seu funcionamento nesta subseção.

3.1.1 Princípio de operação

A operação do inversor da Figura 19 pode ser compreendida através das formas de onda das tensões e correntes presentes na Figura 20. Como pode-se observar, quando a frequência de chaveamento (f) é igual a frequência de ressonância (f_0) a comutação das chaves ocorre quando a tensão e a corrente são nulas. Nesta situação o inversor opera com eficiência elevada e o diodo antiparalelo intrínseco nas chaves nunca conduzirá.

Figura 19 – Inversor ponte H com fonte de tensão

Fonte: Do próprio autor (2018)

Na prática os inversores não operam em ressonância, pois f_0 varia, por conta da tolerância dos valores de indutância e capacitância dos componentes, além de outros fatores que devem ser levados em consideração como, por exemplo a alteração das características dos componentes devido o aumento da temperatura.

As formas de onda para as situações em que $f < f_0$ e $f > f_0$ podem ser visualizadas nas Figuras 20 (a) e 20 (c) respectivamente. As áreas hachuradas representam um atraso no tempo para ligar as chaves, para evitar que dois transistores do mesmo braço estejam ligados.

3.1.2 Operação abaixo da ressonância

A Figura 20 (a) apresenta o comportamento do sistema operando abaixo da frequência de ressonância e o circuito se comporta como uma carga capacitiva, pois a corrente está adiantada de um ângulo δ em relação ao primeiro harmônico de tensão. A corrente só fluirá nos diodos se esta for negativa, logo da Figura 20 (a) tem-se que a sequência de chaveamento será $(S_1, S_3)-(D_1, D_3)-(S_2, S_4)-(D_2, D_4)$. Segundo Kazimierczuk e Czarkowski (2011) esta situação gera os seguintes problemas:

1. Corrente de recuperação reversa do diodo antiparalelo do comutador oposto;
2. Perdas devido à descarga do capacitor intrínseco na saída do transistor (C_o);
3. O efeito de Miller (KAZIMIERCZUK; CZARKOWSKI, 2011).

Kazimierczuk e Czarkowski (2011) afirmam que a pior situação é quando existe a presença da corrente de recuperação reversa pois, quando o diodo é desligado, ocorre um grande dv/dt e di/dt .

Figura 20 – Formas de onda no inversor ponte H. (a) Para $f < f_0$ (b) $f = f_0$ (c) $f > f_0$.

Fonte: (KAZIMIERCZUK; CZARKOWSKI, 2011)

A magnitude dos picos de corrente é elevada e não fluem no circuito ressonante, pois o indutor não permite variações abruptas de corrente. Portanto esses picos de corrente irão fluir pelos transistores o que implica no aumento das perdas por chaveamento e do ruído.

A Figura 21 apresenta o modelo do MOSFET para o período em que a chave é ligada e r_{ds} é a resistência no canal do MOSFET quando este está ligado. A tensão entre dreno e fonte (V_{DS}) não se torna próxima de zero instantaneamente quando a chave é ligada. Este comportamento pode ser modelado com um capacitor em paralelo com o MOSFET cuja capacitância (C_o) leva o circuito RC da Figura 21 a ter uma curva de descarga similar ao do chaveamento do MOSFET.

A energia armazenada na capacitância de saída (C_o) é dada por $W = \frac{1}{2}C_oV_{CC}^2$ e no momento em que a chave é fechada o capacitor descarrega na resistência r_{ds} e a energia é transformada em calor no MOSFET. A potência perdida é dada por $P_{ton} = W/T = fW =$

Figura 21 – Modelo do MOSFET durante o chaveamento para ligá-lo.

Fonte: Do próprio autor (2018)

$\frac{1}{2}fC_oV_{CC}^2$, e pode-se concluir que as perdas são proporcionais à frequência de operação, à capacitância C_o e ao quadrado da tensão V_{DS} .

Figura 22 – Formas de onda da tensão entre o gate e a fonte (V_{GS}) e dreno e fonte (V_{DS}) quando um MOSFET é ligado.

Fonte:(KAZIMIERCZUK; CZARKOWSKI, 2011)

O efeito Miller pode ser compreendido analisando as formas de onda da Figura 22. Enquanto V_{GS} não atinge a tensão de *threshold* (V_t) o MOSFET permanece desligado e a tensão no diodo antiparalelo (V_{DS}) é igual a V_I . Depois que V_{GS} assume um valor logo acima de V_t o MOSFET entra na região ativa e a tensão no diodo em antiparalelo ao transistor (V_{DS}) reduz para aproximadamente 0V.

A capacitância Miller é definida como $C_m = (1 - Av)C_{gs}$, onde $Av = \Delta V_{DS}/\Delta V_{gs}$ e esta é uma capacitância refletida para saída do circuito de acionamento do transistor. Logo a capacitância equivalente na saída do circuito de acionamento é dada por $C_i = C_{gs} + C_m = C_{gs} + (1 - Av)C_{gs}$. O aumento de C_i implica na redução da velocidade de

chaveamento quando o MOSFET for ligado, pois será necessário um tempo maior para carregar C_i .

A vantagem de operar abaixo da ressonância é que as perdas são mínimas quando os transistores são desligados. Isto ocorre porque a corrente é negativa, ou seja, flui pelo diodo e $V_{DS} \simeq -1V$ (tensão nos diodos). Logo a perda devido a descarga de C_o será menor e o efeito Miller será desprezível, pois V_{DS} é constante e o ganho $Av \simeq 0$.

De forma resumida, para $f < f_0$ existem perdas nos MOSFETs quando estes são ligados e perdas nos diodos quando eles são desligados (recuperação reversa). As perdas são mínimas quando os transistores são desligados e os diodos são ligados.

3.1.3 Operação acima da frequência de ressonância

Analisando a Figura 20 (c) conclui-se que o circuito se comporta como uma carga indutiva para $f > f_0$, pois a corrente i está atrasada de um ângulo δ em relação ao primeiro harmônico de tensão. A sequência de chaveamento é igual a $(D_1, D_3) - (S_1, S_3) - (D_2, D_4) - (S_2, S_4)$. Para compreender por que isso ocorre é necessário analisar o circuito da Figura 19 e as formas de onda da Figura 20 (c). Os diodos D_2 e D_4 conduzem quando as correntes i_{s2} e i_{s4} são negativas e isto ocorre porque as chaves S_1 e S_3 são desligadas durante o tempo em que i_{s1} é positiva (entrando na malha ressonante). Portanto, pode-se concluir que ocorre essa sequência de chaveamento porque os transistores são desligados num período no qual a corrente que flui nos mesmos é positiva.

Da Figura 20 (c) tem-se que o transistor é ligado no momento que a tensão V_{DS} é nula e as perdas durante o chaveamento são minimizadas. Lembre-se que as perdas são dadas por $P_{ton} = \frac{1}{2}C_oV_{DS}$; se $V_{DS} = 0$ $P_{ton} = 0$. Na prática V_{DS} não é zero, pois o diodo antiparalelo estará em condução e existe uma queda de tensão no mesmo de aproximadamente $-1V$. Além disso o efeito Miller é desprezível, pois $V_{DS} \simeq -1V$ e não varia quando a chave é ligada. As perdas no diodo são minimizadas também, pois a tensão durante a recuperação reversa é de aproximadamente $1V$ porque o MOSFET estará ligado.

A desvantagem do circuito operar quando $f > f_0$ é que existem perdas no MOSFET quando este é desligado. Como pode-se observar na Figura 23, a tensão V_{DS} no transistor demora um tempo t_r para chegar no valor V_I . Além disso a corrente no momento em que a chave é desligada (I_{OFF}) permanece aproximadamente constante durante t_r . Durante este período, e posteriormente no instante t_d , a potência dissipada na chave é diferente de zero ($i_s \cdot V_{DS}$).

Segundo Kazimierczuk e Czarkowski (2011) essas perdas podem ser eliminadas usando o tempo morto¹ e um capacitor em paralelo com o MOSFET. Essa nova configuração garante que a chave irá ligar e desligar quando V_{DS} for nula. O chaveamento dos transistores

¹ Tempo no qual dois transistores do mesmo braço devem permanecer desligados. Ele é necessário, pois as chaves não desligam instantaneamente.

Figura 23 – Formas de ondas observadas em circuitos práticos quando o MOSFET é desligado para $f > f_0$.

Fonte: (KAZIMIERCZUK; CZARKOWSKI, 2011)

sob tensão nula é denominada na literatura como *Zero Voltage Switch (ZVS)* e é uma situação desejada, pois aumenta a eficiência do conversor.

3.2 Retificador Monofásico com Filtro Capacitivo

Considere o circuito da Figura 24 e as formas de onda da tensão e corrente de V_C e i da Figura 25. Durante o período de t_1 a t_2 o capacitor é carregado e será assumido que a corrente fornecida pela fonte é constante.

No período t_2 até π a tensão da fonte decresce mais rápido que a tensão do capacitor e durante o intervalo t_2 até $t_1 + \pi$ a carga é alimentada pelo capacitor, e nenhuma corrente é extraída da fonte de alimentação CA.

A energia transferida da rede para o capacitor C durante o intervalo de tempo (t_1, t_2) é dada pela equação:

$$\frac{W_{in}}{2} = \frac{1}{2}C(V_{pk}^2 - V_{Cmin}^2) \quad (3.1)$$

Figura 24 – Retificador monofásico a diodo com filtro capacitivo

Fonte: (BARBI, 2001)

Figura 25 – Tensão e Corrente no Capacitor(C).

Fonte: (BARBI, 2001)

E a energia transferida de C para a carga a cada período da rede é dada por:

$$W_{in} = \frac{P_{in}}{f} \quad (3.2)$$

Igualando as expressões (3.1) e (3.2) pode-se encontrar (3.3), que é utilizada para o cálculo da capacitância C necessária para uma variação de tensão na carga (*ripple*) igual a $V_{pk} - V_{Cmin}$.

$$C = \frac{P_{in}}{f(V_{pk}^2 - V_{Cmin}^2)} \quad (3.3)$$

onde,

P_{in} - Potência fornecida à carga;

V_{pk} - Tensão de pico da fonte de alimentação;

V_{Cmin} - Tensão mínima no capacitor.

Considere que V_{Cmin} é dado por (3.4).

$$V_{Cmin} = V_{pk} \cos(2\pi f t_c) \quad (3.4)$$

onde t_c é o tempo de condução dos diodos.

Portanto t_c pode ser calculado com :

$$t_c = \frac{\arccos(V_{Cmin}/V_{pk})}{2\pi f} \quad (3.5)$$

$$\Delta Q = I_p t_c = C \Delta V \quad (3.6)$$

$$I_p = \frac{C \Delta V}{t_c} = \frac{C(V_{pk} - V_{Cmin})}{t_c} \quad (3.7)$$

A quantidade de carga armazenada no capacitor (ΔQ) pode ser encontrada com (3.6) e tem-se que a corrente de pico nos diodos (I_p) pode ser encontrada com (3.7)

Segundo Barbi (2001) a corrente média (I_{med}) pode ser encontrada com (3.8) e esta equação deve ser utilizada para definir quais diodos serão utilizados no retificador.

$$I_{med} = I_p \frac{2t_c}{T} = I_p 2t_c f \quad (3.8)$$

onde T é o período da forma de onda da corrente i na Figura 25.

3.2.1 Exemplo de Projeto de um Retificador Monofásico com Filtro Capacitivo

Será apresentado nesta subseção um exemplo de projeto de um retificador monofásico para o circuito secundário do sistema TIP discutido no capítulo 2. Portanto, serão consideradas as seguintes especificações:

$$P_{in} = 15 \text{ W}; V_{sa} = V_{pk} = 14 \text{ V}; f = 85 \text{ kHz}$$

- Definindo o diodo

O tempo de recuperação reversa do diodo (t_{rr}) deve ser muito menor que o período de V_{sa} para garantir que dois diodos do mesmo braço não estejam em condução, logo:

$$t_{rr} < \frac{1}{f_0} \quad (3.9)$$

$$t_{rr} \ll \frac{1}{85 \times 10^3} \approx 11,76 \mu s$$

O diodo **MUR405** possui $t_{rr} = 35 \text{ ns}$ e a princípio ele será utilizado.

- Calculando o valor de C

Como existem quedas de tensão nos diodos, a máxima tensão no capacitor C (V_{cmax}) é menor que V_{pk} , logo:

$$V_{cmax} = V_{pk} - 2 \cdot V_F \quad (3.10)$$

onde V_F é a queda de tensão no diodo quando este está em condução.

No diodo MUR405 $V_F = 0,89$ V, portanto:

$$V_{cmax} = 14 - 2 \cdot 0,89 = 12,22\text{V} \quad (3.11)$$

Definindo uma flutuação máxima de tensão na carga de 0,3 V tem-se que a mínima tensão no capacitor C (V_{cmin}) é dada por:

$$V_{cmin} = V_{cmax} - 0,3 = 11,92\text{V} \quad (3.12)$$

Substituindo os valores de P_{in} , f , V_{cmax} e V_{cmin} em (3.3) tem-se que:

$$C = \frac{15}{85 \times 10^3 (12,22^2 - 11,92^2)} = 24,4 \mu\text{F}$$

- Calculando a Corrente média nos diodos

$$t_c = \frac{\arccos(11,92/12,22)}{2\pi 85 \times 10^3} = 415,75 \text{ ns}$$

$$I_p = \frac{24,4 \times 10^{-6} (12,22 - 11,92)}{415,75 \times 10^{-9}} \approx 17.61\text{A}$$

$$I_{med} = 17.61 \cdot 2 \cdot 415,75 \times 10^{-9} \cdot 85 \times 10^3 \approx 1,24 \text{ A}$$

Como a máxima corrente média que o diodo MUR405 suporta é de 4 A ele pode ser utilizado na ponte retificadora.

3.3 Conclusões Parciais

Este capítulo descreve o funcionamento de dois conversores muito utilizados em TIP: o retificador monofásico com diodos e filtro capacitivo e a ponte H ressonante com fonte de tensão. Foi analisada a operação do inversor ponte H ressonante quando $f < f_0$ e $f > f_0$ e verificou-se que a situação onde $f < f_0$ é indesejada, pois surgem os seguintes problemas:

- Corrente de recuperação reversa do diodo antiparalelo do comutador oposto;

- Perdas devido a descarga do capacitor intrínseco na saída do transistor (C_o);
- O efeito de Miller.

Quando o inversor opera com $f > f_0$ os problemas acima citados são eliminados, porém surgem perdas no momento em que os MOSFETs são desligados. Segundo Kazimierczuk e Czarkowski (2011) essas perdas podem ser eliminadas usando o tempo morto e um capacitor em paralelo com o MOSFET. Essa nova configuração garante que a chave irá ligar e desligar quando V_{DS} for nula e é denominada na literatura como *Zero Voltage Switch*.

4 MALHAS RESSONANTES

As malhas ressonantes são parte fundamental dos sistemas TIP, pois maximizam a transferência de energia em situações com baixo acoplamento magnético. Para compreender a importância e o funcionamento dessas malhas é necessário entender o conceito de frequência natural. Um exemplo simples é o som emitido por uma barra de ferro jogada no chão. O som que se pode ouvir vibra numa frequência determinada pelas características físicas da barra e essa é denominada frequência natural (f_0). Quando um sistema é excitado por um sinal com frequência igual a f_0 a oscilação resultante é máxima e este fenômeno é denominado ressonância.

Figura 26 – F_{ap} - Sinal aplicado, f_0 - Frequência natural, F_r - Sinal resultante ($F_{ap} + F_n$).
(a) Com ressonância. (b) Sem ressonância.

Fonte: Do próprio autor (2018)

A Figura 26 apresenta duas situações onde em 26 (a) o sinal aplicado em um sistema (F_{ap}) possui frequência igual à frequência natural (f_0) do mesmo e em 26 (b) F_{ap} é diferente de f_0 . O sinal resultante (F_r) é igual à soma de F_{ap} mais f_0 e observe que a amplitude de F_r diminui quando a frequência de F_{ap} é diferente de f_0 .

Em sistemas elétricos o princípio é similar e uma malha ressonante é formada com elementos capacitivos e indutivos. Um exemplo de uma malha ressonante com um único capacitor conectado com um único indutor pode ser visto na Figura 27. A troca de

energia entre estes elementos gera um sinal com uma frequência natural igual a:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \text{ [rad/s]} \quad (4.1)$$

Figura 27 – Circuito ressonante ou tanque

Fonte: Do próprio autor (2018)

A Figura 28 apresenta um outro exemplo de malha ressonante e trata-se de um circuito RLC série. A impedância equivalente vista pela fonte V é dada por:

$$Z_{eq} = R + sL + \frac{1}{sC}$$

Considerando $s = j\omega$ tem-se:

$$Z_{eq} = R + j \frac{(\omega^2 LC - 1)}{\omega C} \quad (4.2)$$

Figura 28 – Circuito RLC no domínio da frequência

Fonte: Do próprio autor (2018)

Para que $Im\{Z_{eq}\}$ seja nula, o numerador da parte imaginária de (4.2) tem que ser igual a zero, logo:

$$\omega^2 LC - 1 = 0$$

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \omega_0$$

Portanto, o objetivo das malhas ressonantes é maximizar a amplitude da corrente no circuito secundário do sistema TIP pois, toda reatância do indutor secundário é compensada. Além disso, no circuito primário a malha ressoante tem como função compensar reativos para minimizar a defasagem entre a tensão e a corrente fornecida pelo inversor. Isto é importante porque as perdas durante o chaveamento dos transistores em conversores são reduzidas, conforme já foi discutido anteriormente.

Exemplos de sistemas acoplados magneticamente com compensação (em ressonância) e sem compensação (sem ressonância) podem ser visualizados na Figura 29. A compensação pode ser feita em série, conforme Figura 29 (b) ou em paralelo, conforme Figura 29 (c). A Figura 30 apresenta o comportamento da corrente no indutor secundário (I_s), em função do coeficiente de acoplamento das bobinas mutuamente acopladas, com e sem malha ressonante, considerando os dados da Tabela 3. Percebe-se que a compensação contribui para o aumento significativo da corrente, principalmente na situação de baixo acoplamento magnético. Esta é mais uma das características que justificam a utilização de malhas ressonantes em sistemas TIP e serão apresentadas nas próximas seções topologias básicas e a malha ressonante que será utilizada neste trabalho.

Figura 29 – Exemplo de circuito com acoplamento magnético. (a) Sem compensação. (b) Com compensação série. (c) Com compensação paralela.

Fonte: Do próprio autor (2018)

Tabela 3 – Parâmetros utilizados para verificar o comportamento de I_s em malhas ressonantes e não ressonantes.

V	12 V
L_p	120 μ H
L_s	120 μ H
C_s	2,11 μ F
R_p	0,1 Ω
R_s	0,1 Ω
f_0	10 kHz

Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 30 – Corrente no secundário (I_s) com o circuito sem compensação e com compensação

Fonte: Do próprio autor (2018)

4.1 Análise de sistemas magneticamente acoplados

Atualmente existem duas teorias utilizadas na análise de sistema acoplados magneticamente: Teoria dos modos acoplados (*Coupled-mode theory* - CMT), proposta por Haus e Huang (1991) e a teoria da carga refletida (*Reflected load theory* - RLT), apresentada no trabalho de Kiani e Ghovanloo (2012). Segundo Haus e Huang (1991) a CMT é utilizada na análise da troca de energia entre sistemas fracamente acoplados com equações diferenciais de primeira ordem. Fernandes (2015) afirma que a essência da teoria consiste

em analisar o sistema físico obtendo a solução de (4.3):

$$\frac{da_m(t)}{dt} = -(j\omega_m - j\Gamma_m)a_m(t) = \sum_{n \neq m} jK_{mn}a_n(t) + F_m(t) \quad (4.3)$$

$$E_m(t) = |a_m(t)|^2 \quad (4.4)$$

onde a $a_m(t)$ descreve o comportamento temporal do campo envolvido na ressonância e os índices m e n são referentes aos objetos que se encontram acoplados. Os termos ω_m e Γ_m são a frequência natural e taxa de decaimento da energia armazenada no objeto m , respectivamente. A constante Γ_m representa a não idealidade do elemento e, no caso dos sistemas TIP, esse termo está associado às resistências série dos indutores e à carga conectada no secundário. A variável K_{mn} representa o coeficiente de acoplamento e a função $F_m(t)$ representa a excitação dos objetos. A energia em cada elemento (m ou n) pode ser encontrada utilizando (4.4).

Já a RLT utiliza conceitos básicos de análise de circuitos elétricos acoplados magneticamente e a Figura 31 apresenta um exemplo de circuito com acoplamento magnético. O termo M representa a indutância mútua entre as bobinas e as impedâncias do circuito primário (Z_p) e do circuito secundário (Z_s) são dadas por:

$$Z_p = R_p + sL_p$$

$$Z_s = R_s + R_L + sL_s$$

Figura 31 – Exemplo de circuito com acoplamento magnético. (a) No domínio do tempo. (b) Domínio da frequência

Fonte: Do próprio autor (2018)

Utilizando a lei de Kirchhoff das tensões pode-se encontrar duas equações para malhas do primário e do secundário do sistema:

$$Z_p I_p - sM I_s = V \quad (\text{Malha Primário}) \quad (4.5)$$

$$sMI_p - Z_s I_s = 0 \quad (\text{Malha Secundário}) \quad (4.6)$$

De (4.6) tem-se que a corrente no secundário é igual a:

$$I_s = \frac{sMI_p}{Z_s} \quad (4.7)$$

Substituindo (4.7) em (4.5) obtêm-se:

$$I_p \left(Z_p - \frac{s^2 M^2}{Z_s} \right) = V$$

$$\frac{V}{I_p} = Z = \left(Z_p - \frac{s^2 M^2}{Z_s} \right) \quad (4.8)$$

Pode-se concluir que a impedância vista pela fonte (Z) é igual à soma das impedâncias dos elementos conectados à fonte (Z_p) mais uma impedância refletida do circuito secundário para o primário dada por:

$$Z_r = -\frac{s^2 M^2}{Z_s} \quad (4.9)$$

$$M = k \cdot \sqrt{L_p L_s} \quad 0 < k < 1 \quad (4.10)$$

$$I_p = \frac{V}{Z_p + Z_r} \quad (4.11)$$

Analisando o circuito secundário da Figura 31 (b) tem-se que a tensão de circuito aberto (V_{sa}) e a corrente de curto circuito no indutor secundário (I_{sc}) são encontradas com as equações abaixo, onde foi considerado $s = j\omega$:

$$V_{sa} = j\omega M I_p \quad (4.12)$$

$$I_{sc} = \frac{M I_p}{L_s} \quad (4.13)$$

Considerando que na Figura 31 (a) $R = R_s + R_L$, a máxima potência dissipada em R (P_R) ocorre quando $R = j\omega L_s$. Nesta condição a tensão em R é igual a $(1/2)V_{sa}$ e $I_{sc} = V_{sa}/(2j\omega L_s) = (M I_p)/(2L_s)$. Portanto:

$$P_R = \frac{1}{4} V_{sa} \cdot I_{sc} \quad (4.14)$$

A máxima potência fornecida ao circuito secundário ($P_s(\omega)$) é igual à soma das potências nas impedâncias R e $j\omega L_s$. Logo:

$$P_s(\omega) = 2 \cdot P_R = \frac{1}{2} V_{sa} \cdot I_{sc} = \frac{1}{2} S_u \quad (4.15)$$

S_u é denominada potência não compensada e é uma medida teórica da potência, pois é impossível obter V_{sa} e I_{sc} simultaneamente. Isto porque I_{sc} é obtida quando o indutor está curto circuitado e a tensão medida será nula. Já para encontrar V_{sa} o circuito deverá estar aberto e $I_{sc} = 0$.

$$P_s(\omega_0) = Q_s V_{sa} \cdot I_{sc} = \frac{Q_s \omega_0 M^2}{L_s} I_p^2 \quad (4.16)$$

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

$$\frac{P_s(\omega_0)}{P_s(\omega)} = \frac{Q_s S_u}{(1/2) S_u} = 2Q_s \quad (4.17)$$

Segundo Fernandes (2015), se o circuito secundário possuir uma malha ressonante, a máxima potência ativa teórica pode ser determinada em termos do fator de qualidade do circuito secundário (Q_s), conforme (4.16). Esta equação é frequentemente utilizada como ponto de partida no projeto de um sistema TIP, onde na maioria dos trabalhos os autores definem os valores da frequência e corrente no indutor primário.

Fica evidente também em (4.17) que a compensação de reativos provoca um aumento de $2Q_s$ no valor da máxima potência teórica fornecida ao circuito secundário ($P_s(\omega_0)$), reforçando ainda mais a importância das malhas ressonantes.

Os trabalhos de Barman et al. (2015), Fernandes (2015) e Kiani e Ghovanloo (2012) afirmam que as teorias de RLT e CMT são equivalentes. Como a análise com RLT é mais simples, esta será utilizada ao longo do texto.

Modelo tipo T de bobinas acopladas magneticamente

Alguns trabalhos, como os de Li et al. (2015), Li et al. (2016) e Vu et al. (2016) utilizam o modelo tipo T de bobinas acopladas magneticamente e, por conta disto, serão apresentadas a seguir as equações utilizadas para encontrar os valores de Z_1 , Z_2 e Z_3 da Figura 32-(b).

Considerando o circuito da Figura 32 (a) tem-se que o fluxo concatenado entre as bobinas primária e secundária é dado por:

$$\lambda_p = \lambda_p + \lambda_{ps} = L_p i_p - L_{ps} i_s \quad (\text{Bobina Primária}) \quad (4.18)$$

Figura 32 – (a) Circuito elétrico com acoplamento magnético (b) Equivalente tipo T

Fonte: Do próprio autor (2018)

$$\lambda_s = \lambda_{sp} + \lambda_s = L_{sp}i_p + L_s i_s \quad (\text{Bobina Secundária}) \quad (4.19)$$

A tensão nas bobinas é dada por:

$$u_{AB} = r_p i_p + \frac{d\lambda_p}{dt} = r_p i_p + L_p \frac{di_p}{dt} - L_{ps} \frac{di_s}{dt} \quad (4.20)$$

$$u_{ab} = r_s i_s + \frac{d\lambda_s}{dt} = r_s i_s + L_{sp} \frac{di_p}{dt} + L_s \frac{di_s}{dt} \quad (4.21)$$

Aplicando a transformada de Laplace e fazendo $s = j\omega$:

$$U_{AB} = (r_p + j\omega L_p)I_p - j\omega L_{ps}I_s \quad (4.22)$$

$$U_{ab} = j\omega L_{sp}I_p + (r_s + j\omega L_s)I_s \quad (4.23)$$

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{ab} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (r_p + j\omega L_p) & j\omega L_{ps} \\ j\omega L_{sp} & (r_s + j\omega L_s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_p \\ I_s \end{bmatrix} \quad (4.24)$$

Aplicando a lei de Kirchhoff das tensões no circuito da Figura 32-(b) tem-se:

$$U_{AB} = (Z_1 + Z_2)I_p + Z_2 I_s \quad (4.25)$$

$$U_{ab} = Z_2 I_p + (Z_2 + Z_3)I_s \quad (4.26)$$

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{ab} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (Z_1 + Z_2) & Z_2 \\ Z_2 & (Z_2 + Z_3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_p \\ I_s \end{bmatrix} \quad (4.27)$$

Tabela 4 – Equações para encontrar as impedâncias do circuito equivalente tipo T

Z_1	$r_p + j\omega(L_p - nM)$
Z_2	$j\omega nM$
Z_3	$n^2 r_s + jn^2 \omega(L_s - M/n)$

A impedância do circuito secundário presente na Figura 32 (a) pode ser refletida para o lado primário considerando a relação entre o número de espiras do primário e do secundário igual a n . Logo (4.24) pode ser reescrita conforme (4.28).

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ nU_{ab} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (r_p + j\omega L_p) & j\omega L_{ps} \\ j\omega L_{sp} & n^2(r_s + j\omega L_s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_p \\ I_s/n \end{bmatrix} \quad (4.28)$$

Segundo Nilsson e Riedel (2003) se o meio onde o fluxo mútuo está presente é um material não magnético, pode-se afirmar que $L_{ps} = L_{sp} = M$. Como o meio em que ocorre a transferência de energia em TIP é o ar, pode-se definir $Z_2 = j\omega nM$. Considerando esta condição o circuito equivalente tipo T do circuito da Figura 32 (a) pode ser encontrado igualando as matrizes de impedância de (4.27) e (4.28):

$$r_p + j\omega L_p = Z_1 + j\omega nM$$

$$Z_1 = r_p + j\omega(L_p - nM) \quad (4.29)$$

$$n^2(r_s + j\omega L_s) = jn\omega M + Z_3$$

$$Z_3 = n^2 r_s + jn^2 \omega(L_s - M/n) \quad (4.30)$$

4.2 Topologias básicas de malhas ressonantes

Existem quatro topologias básicas de malhas ressonantes e podem ser visualizadas na Figura 33. Geralmente L_p e L_s são definidas previamente de acordo com o projeto do SFA e C_p e C_s são calculados de modo a compensar os reativos.

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s \cdot C_s}} \quad (4.31)$$

Para encontrar C_s em cada configuração, basta definir a frequência de ressonância do sistema e determinar uma combinação que satisfaça (4.31).

Já para o cálculo dos valores de C_p é necessário primeiro refletir a impedância do lado secundário para o primário utilizando (4.9) e, em seguida, encontrar a impedância equivalente Z_{eq} conforme (4.32). A ressonância da malha primária ocorre quando $Im\{Z_{eq}\}$ é igual a zero, portanto deve-se escolher valores de C_p que satisfaçam essa premissa.

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

$$Z_{eq} = Z_p + Z_r \quad (4.32)$$

onde,

Z_p - Impedância do lado primário;

Z_r - Impedância refletida;

A Tabela 5 apresenta as equações utilizadas para o cálculo de C_p , onde Q_s é o fator de qualidade do circuito secundário. Analisando a segunda coluna percebe-se que C_p na topologia SS não depende da indutância mútua (M), ou seja da posição relativa entre os indutores. Já o valor de C_p nas outras topologias depende de M e isto é um problema, pois sistemas TIP estão sujeitos a desalinhamentos espaciais. A terceira coluna da Tabela 5 apresenta as equações da capacitância normalizada (C_{pn}) para todas topologias e foram encontradas dividindo as equações da segunda coluna, pela equação de C_p para malha ressonante SS.

Figura 33 – Topologias básicas de malhas ressonantes (a) Série-Série (SS), (b) Série-Paralelo (SP), (c) Paralelo-Série (PS), (d) Paralelo-Paralelo (PP).

Fonte: Do próprio autor (2018)

A Figura 34 apresenta o valor de C_{pn} em função do coeficiente de acoplamento e percebe-se que o valor de C_p para a topologia SP depende apenas do valor de k . Já para

Tabela 5 – Equações para o cálculo da compensação primária

Topologia	Capacitância primária C_p	Capacitância Normalizada C_{pn}
SS	$\frac{C_s L_s}{L_p}$	1
SP	$\frac{C_s L_s^2}{L_p L_s - M^2}$	$\frac{1}{1 - k^2}$
PS	$\frac{C_s L_s}{\frac{M^4}{L_p C_s L_s R_L} + L_p}$	$\frac{1}{Q_s^2 k^4 + 1}$
PP	$\frac{(L_p - M^2) C_s L_s^2}{\frac{M^4 C_s R_L}{L_s} + (L_p L_s - M^2)^2}$	$\frac{1 - k^2}{Q_s^2 k^4 + (1 - k^2)^2}$

Fonte: (WANG; STIELAU; COVIC, 2005)

as topologias PS e PP fica evidente que o valor de C_p depende tanto de k , assim como da impedância da carga. Teoricamente a melhor topologia é a SS, pois o valor de C_p não depende de k nem de Q_s .

4.3 Malha ressonante LCL

As topologias básicas apresentadas possuem algumas limitações em questões práticas durante a implementação dos sistemas TIP, tais como corrente de curto-circuito elevada, ou variação da frequência natural devido às variações da posição do circuito secundário. Por conta disto ao longo do tempo foram desenvolvidas outras topologias de malhas ressonantes e uma delas é a malha LCL.

A malha ressonante LCL pode ser vista no circuito emissor da Figura 35. Wang, Stielau e Covic (2005) afirmam que muitas aplicações utilizam esta malha ressonante por conta de considerações práticas relacionadas ao controle do fluxo de potência. Observe que o circuito tanque destacado na Figura 35 (b) possui uma impedância elevada na frequência de ressonância, logo I_p é igual à corrente fornecida pela fonte e esta depende apenas da tensão aplicada e da impedância do indutor L_{fp} . Isto facilita muito o controle, pois I_p não muda com as variações de carga e a potência fornecida ao circuito secundário é controlada alterando a amplitude da tensão V .

Figura 34 – Capacitância do primário normalizada (C_{pn}) versus coeficiente de acoplamento (k). Q_s - Fator de qualidade do circuito secundário.

Fonte: Do próprio autor (2018)

Desenvolvimento da topologia LCL

O desenvolvimento da topologia LCL pode ser feito a partir do circuito LC apresentado na Figura 36, onde a impedância (Z_{in}) vista pela fonte (V) é dada por:

$$Z_{in} = j\omega L_s + \frac{Z_L}{1 + j\omega C_{fs} Z_L} \quad (4.33)$$

Assumindo que L_s e C_{fs} estão em ressonância e Z_L possui parte real e imaginária, tem-se que :

$$Z_L = R + jX_L$$

$$Z_{in} = \frac{R + j(\omega L_s - X_L)}{\left(1 - \frac{X_L}{\omega L_s}\right)^2 + \left(\frac{R}{\omega L_s}\right)^2} \quad (4.34)$$

Fica claro de (4.34) que a impedância vista pela fonte é puramente resistiva quando $X_L = \omega L_s$ e isto significa que a tensão e corrente fornecida pela fonte estão em fase.

A Figura 37 apresenta o circuito secundário de um sistema TIP com malha LCL. Segundo Wu et al. (2012), o retificador conectado a uma carga resistiva pode ser representado por uma resistência equivalente R_{eq} , caso a malha ressonante garanta

Figura 35 – (a) Circuito ressonante utilizado no trabalho de Wang, Stielau e Covic (2005)
(b) Circuito equivalente.

Fonte: Do próprio autor (2018)

Figura 36 – Circuito LC paralelo

Fonte: Do próprio autor (2018)

condução contínua nos diodos. Pode-se concluir então que, se L_s for igual a L_{fs} na Figura 37, a tensão e correntes fornecidas pela fonte estarão em fase e Z_{in} será igual a:

$$Z_{in} = \frac{X^2}{R_{eq}} \quad (4.35)$$

onde X é a reatância de L_s ou C_{fs} na ressonância e R_{eq} a resistência equivalente CA.

$$R_{eq} = \frac{\pi^2 R}{8}$$

Ainda segundo Keeling, Covic e Boys (2010), a malha LCL com $L_s = L_{fs} = L$ é simétrica, ou seja a impedância vista pelo retificador (Z_{out}) da Figura 37 é puramente resistiva e igual a:

$$Z_{out} = \frac{Z_c^2}{r} = \frac{L}{C_{fs}r} \quad (4.36)$$

$$Z_c = \sqrt{\frac{L}{C_{fs}}}$$

onde,

Z_c - a impedância característica da malha ressonante;

r - a resistência das bobinas.

Figura 37 – Circuito secundário de um sistema TIP com MR LCL.

Fonte: Do próprio autor (2018)

A propriedade de simetria é importante porque a tensão e a corrente de entrada no retificador estão em fase. Segundo Keeling, Covic e Boys (2010), em sistemas com compensação paralela frequentemente um indutor L_{DC} com elevada indutância é colocado no lado CC do retificador para diminuir a defasagem entre tensão e corrente e garantir a condução contínua no retificador. Com a malha ressonante LCL o indutor L_{DC} não é necessário e isto implica numa redução do custo do sistema.

4.4 Malha Ressonante LCC

O trabalho de Keeling, Covic e Boys (2010) propõem uma compensação série parcial da bobina L_s do circuito secundário, conforme Figura 38. Segundo Esteban, Sid-Ahmed e Kar (2015), numa concepção prática de um sistema TIP, a compensação série parcial serve para os seguintes propósitos: 1) Reduzir o valor da potência aparente (VA) nominal dos componente da malha ressonante ou 2) dar um ganho na corrente da bobina secundária, aumentando assim a capacidade de fornecimento de energia.

Figura 38 – Circuito LCL com compensação parcial no circuito secundário

Fonte: Do próprio autor (2018)

Uma função posterior e que muitas vezes é realizada durante o estágio de ajuste fino da implementação física, é aumentar o valor da corrente no indutor secundário para atingir o nível de potência alvo do projeto, já que não é possível mais alterar as características magnéticas do indutor.

Ainda de acordo com Keeling, Covic e Boys (2010), a compensação série parcial gera três fatores de qualidade distintos. O primeiro é o fator de qualidade convencional de um circuito RLC paralelo, chamado também de fator de qualidade de ganho de tensão, dado por:

$$Q_v = \frac{R_{eq}}{\omega X} \quad (4.37)$$

onde,

$$X = \omega L_s - \frac{1}{\omega C_s}$$

O segundo pode ser definido como fator de qualidade de ganho de corrente dado por:

$$Q_I = \frac{C_{fs}}{C_s} + 1 = \frac{L_s}{L_{fs}} \quad (4.38)$$

Ou ainda de acordo com Esteban, Sid-Ahmed e Kar (2015):

$$Q_I = \frac{I_s}{I_{scomp}} \quad (4.39)$$

onde,

I_s - corrente na bobina L_s com compensação parcial;

I_{scomp} - corrente na bobina L_s sem compensação parcial.

De acordo com Keeling, Covic e Boys (2010), o ganho de corrente Q_I ocorre por conta da redução da reatância X do circuito e isto implica na redução da impedância Z_{in}

dada por (4.35). Eles afirmam também que Q_I é controlado pelos elementos da malha ressonante e não depende da carga acoplada ao circuito. Segundo Esteban, Sid-Ahmed e Kar (2015) o valor de Q_I deve ser menor que 3 por causa da sensibilidade adicionada a sintonia da ressonância, bem como devido à saturação de algum material ferromagnético presente nos indutores primário e secundário.

O terceiro e último fator de qualidade é o fator de qualidade total dado por:

$$Q_s = Q_v \cdot Q_I \quad (4.40)$$

Segundo Esteban, Sid-Ahmed e Kar (2015) em projetos práticos Q_s é menor do que 10 e para sistemas com potências elevadas como no caso de veículos elétricos, Q_s é menor que 6. Essa limitação deve-se a dificuldade em controlar o sistema com uma largura de banda estreita para valores mais elevados de Q_s . Além disso Keeling, Covic e Boys (2010) afirmam que as perdas no circuito secundário são aproximadamente proporcionais a Q_s^2 .

A malha LCL com compensação em série parcial é também denominada na literatura como compensação LCC ou malha LCC. No trabalho de Esteban, Sid-Ahmed e Kar (2015) é feito um estudo comparativo entre as malhas SS e LCC, considerando um sistema de recarga estacionário para veículos elétricos com potência nominal de 3 kW, frequência de ressonância de 30 kHz e faixa de variação do coeficiente de acoplamento magnético de 0,18-0,26. O lado secundário possui uma malha ressonante LC paralela com compensação série parcial conforme Figura 39.

Figura 39 – Circuito LCL-LC com compensação série parcial utilizada no trabalho de Esteban, Sid-Ahmed e Kar (2015).

Fonte: Do próprio autor (2018)

A comparação foi feita em termos da metodologia de projeto, tamanho físico, custo, complexidade e eficiência. Os resultados mostram que a topologia SS é 2,45% mais barata que a topologia LCC, porém a malha LCC atinge quase 10% a mais de eficiência quando o acoplamento magnético é mínimo e com carga nominal. O estudo também mostra que

a topologia SS possui baixa eficiência para valores pequenos de carga enquanto que a topologia LCC mantém alta eficiência para toda a faixa de variação de k e da carga. Além disso o "stress" de tensão no capacitor em série é muito alto na topologia SS. Concluiu-se também que o controle é mais complexo para a topologia SS do que a topologia LCC porque a malha SS é mais sensível às mudanças da impedância secundária refletida.

Li et al. (2016) também fizeram um estudo comparativo para verificar o desempenho das compensação SS e LCC, porém utilizando a topologia com malha LCC em ambos os lados do SFA, conforme Figura 40.

Os autores levaram em consideração o comportamento de ambas as compensações não somente em situações em que o sistema está bem sintonizado (em ressonância), mas também para pequenas variações da frequência de ressonância.

Figura 40 – Topologia com malha LCC em ambos os lados do sistema fracamente acoplado (SFA)

Fonte: Li et al. (2016)

$$\text{PDF} = \frac{P_{\text{desintonizado}} - P_{\text{sintonizado}}}{P_{\text{sintonizado}}} \quad (4.41)$$

Para analisar o comportamento do sistema TIP diante da variação de L_p e L_s Li et al. (2016) definem o termo $\delta_i = \Delta L_i / M$, onde ΔL_i é a variação da indutância das bobinas e M a indutância mútua. Além disso, o erro relativo da potência de saída, também denominado pelos autores como PDF (*Power Displacement Factor*), é calculado com (4.41).

A Figura 41 apresenta o comportamento da potência de saída diante da variação de L_p e L_s para alguns valores de ganho de tensão G_V ($G_V = U_{ab}/U_{AB}$, veja Figura 40). Como pode-se observar a topologia com compensação LCC em ambos os lados do SFA tem melhor desempenho para $G_V \leq 1$.

Quanto à eficiência do sistema, o resultado foi similar ao encontrado no trabalho de Esteban, Sid-Ahmed e Kar (2015), ou seja, permanece quase constante e acima de 95%

para uma variação da indutância mútua (M) de $53\mu H - 110\mu H$. A corrente na bobina primária (L_p) e a tensão no capacitor em série C_p são menores na malha LCC e isto corresponde em menor "stress" nos componentes.

Figura 41 – PDF para compensações SS e LCC em ambos os lados do SFA para diferentes valores de carga (Diferentes ganhos de tensão G_V).

Fonte: Li et al. (2016)

4.5 Topologia de compensação com malha LCC nos circuito primário e secundário

A topologia de compensação com malha LCC nos circuitos primário e secundário foi proposta por Li et al. (2015) e pode ser visualizada na Figura 42. Como foi visto anteriormente, a frequência de ressonância desse circuito varia muito pouco diante de alterações do coeficiente de acoplamento e das condições de carga. Isto é importante pois simplifica o controle e garante ZVS diante de desalinhamentos espaciais entre os indutores. Segundo Li et al. (2015), outra vantagem é que essa estrutura pode ser utilizada no fluxo bi-direcional de energia, ou seja, utilizando um inversor de frequência no lugar do retificador que se encontra no lado secundário.

4.5.1 Descrição e Análise da topologia duplo LCC

O circuito do sistema TIP utilizado nesta análise pode ser visualizado na Figura 42. O lado primário é composto por um inversor ponte H ressonante, conforme discutido no capítulo 3 e o lado secundário possui a malha ressonante LCC, um retificador e a carga.

L_p e L_s são as indutâncias dos indutores primário e secundário, respectivamente e a malha LCC no lado primário é composta pelo indutor L_{fp} e capacitores C_{fp} e C_p .

Figura 42 – Circuito TIP com topologia de compensação duplo LCC

Fonte: Li et al. (2015)

Já a compensação no lado secundário é formada por L_{fs} , C_{fs} e C_s . M é a indutância mútua entre os indutores L_p e L_s . u_{AB} é a tensão de saída do inversor, u_{ab} a tensão fornecida ao retificador no lado secundário e i_p , i_s , i_{Lfp} , i_{Lfs} são as correntes em L_p , L_s , L_{fp} e L_{fs} respectivamente. Os termos em negrito representam fasores de suas variáveis correspondentes e alguns exemplos são $\mathbf{U}_{AB}$, $\mathbf{U}_{ab}$, $\mathbf{I}_p$, $\mathbf{I}_s$, $\mathbf{I}_{Lfp}$ e $\mathbf{I}_{Lfs}$. Letras maiúsculas indicam que trata-se do valor RMS da variável. Exemplo: U_{ab} é o valor RMS da variável u_{ab} .

Como foi dito anteriormente no capítulo 3, se o fator de qualidade da malha ressonante de um inversor ponte H ressonante for suficientemente alto e o conversor operar próximo da ressonância, a corrente na bobina L_p será senoidal. Erickson e Maksimović (2001) denominam esta característica de aproximação de primeiro harmônico e será considerada na análise do sistema TIP.

Figura 43 – Circuito equivalente da topologia duplo LCC referido para o lado primário

Fonte: Li et al. (2015)

A Figura 43 apresenta o circuito equivalente da topologia duplo LCC. Os apóstrofes indicam que esta é uma variável refletida do lado secundário para o primário. Os valores

Tabela 6 – Equações para encontrar as impedâncias do circuito equivalente tipo T

L_{s1}	$j\omega(L_p - nM)$
L_m	$j\omega nM$
L'_{s2}	$jn^2\omega(L_s - M/n)$

das variáveis do circuito tipo T podem ser encontradas utilizando a Tabela 6. Definindo a relação de espiras entre as bobinas do secundário e do primário como:

$$n = \sqrt{\frac{L_s}{L_p}} \quad (4.42)$$

Têm-se:

$$\begin{aligned} L_m &= k \cdot L_s \\ L_{s1} &= (1 - k) \cdot L_s \\ L'_{s2} &= (1 - k) \cdot L_s / n^2 \\ L'_{fs} &= \frac{L_{fs}}{n^2} \\ C'_s &= n^2 \cdot C_s \\ C'_{fs} &= n^2 \cdot C_{fs} \\ U'_{ab} &= \frac{U_{ab}}{n} \end{aligned} \quad (4.43)$$

onde L_m é a indutância de magnetização referida para o lado primário e k o coeficiente de acoplamento entre as bobinas L_p e L_s .

Para que o sistema opere em ressonância os parâmetros do circuito devem ser determinados com as seguintes equações:

$$L_{fp} \cdot C_{fp} = \frac{1}{\omega_0^2} \quad (4.44)$$

$$L_{fs} \cdot C_{fs} = \frac{1}{\omega_0^2} \quad (4.45)$$

$$L_p - L_{fp} = \frac{1}{\omega_0^2 C_p} \quad (4.46)$$

$$L_s - L_{fs} = \frac{1}{\omega_0^2 C_s} \quad (4.47)$$

onde ω_0 é a frequência angular ressonante do sistema e só depende das indutâncias e capacitâncias da malha. A dedução dessas equações podem ser encontradas no apêndice A.

A partir de agora toda a análise será feita considerando que o circuito da Figura 43 está em ressonância. De acordo com o teorema da superposição o efeito de $\mathbf{U}_{AB}$ e $\mathbf{U}_{ab}$ podem ser obtidos separadamente como mostra a Figura 44. As linhas pontilhadas indicam que não há corrente fluindo na malha e os índices AB e ab são usados nas correntes para indicar que foram provocadas pelas tensões $\mathbf{U}_{AB}$ e $\mathbf{U}_{ab}$ respectivamente. Para facilitar a compreensão do funcionamento do circuito, os capacitores em série com os indutores L_{s1} e L'_{s2} são representados por indutâncias equivalentes L_{e1} e L'_{e2} :

$$L_{e1} = \frac{1}{j\omega_0} \cdot \left(\frac{1}{j\omega_0 C_p} + j\omega_0 L_{s1} \right) = L_{fp} - k \cdot L_p \quad (4.48)$$

$$L'_{e2} = \frac{1}{j\omega_0} \cdot \left(\frac{1}{j\omega_0 C'_s} + j\omega_0 L'_{s2} \right) = L'_{fs} - k \cdot L_s \quad (4.49)$$

Figura 44 – Comportamento do circuito na ressonância (a) Quando $\mathbf{U}_{AB}$ é aplicado (b) Quando $\mathbf{U}_{ab}$ é aplicado.

Fonte: Li et al. (2015)

A Figura 44 (a) pode ser utilizada para analisar o efeito provocado por $\mathbf{U}_{AB}$ e percebe-se que os filtros $L_{fp}C_{fp}$ e $L'_{e2}C'_{fs}$ possuem impedância elevada na frequência de ressonância. Portanto funcionam como circuito aberto e o motivo já foi apresentado na seção 4.3 (Veja Figura 35).

Como $I'_{sAB} = 0$, os indutores L_{e1} e L_m podem ser considerados em série, logo:

$$L_{e1} + L_m = L_{fp} - k \cdot L_p + k \cdot L_p = L_{fp} \quad (4.50)$$

Da Figura 44 (a) tem-se também que $\mathbf{I}_{LfpAB} = 0$, logo a tensão no capacitor C_{fp} é igual a $\mathbf{U}_{AB}$. Portanto:

$$\mathbf{I}_{pAB} = \frac{\mathbf{U}_{AB}}{j\omega_0 L_{fp}} \quad (4.51)$$

Como $\mathbf{I}'_{sAB} = 0$ a tensão no capacitor C'_{fs} é igual à tensão no indutor L_m , logo:

$$\mathbf{I}'_{LfsAB} = \frac{k\mathbf{U}_{AB}L_p}{j\omega_0 L_{fp}L'_{fs}} \quad (4.52)$$

A mesma análise pode ser feita no circuito da Figura 44 (b) para verificar o efeito provocado por U'_{ab} . Como $\mathbf{I}_{pab} = 0$ e $\mathbf{I}'_{Lfsab} = 0$, tem-se:

$$\mathbf{I}'_{sab} = -\frac{\mathbf{U}'_{ab}}{j\omega_0 L'_{fs}} \quad (4.53)$$

$$\mathbf{I}_{Lfpab} = -\frac{k\mathbf{U}'_{ab}L_p}{j\omega_0 L_{fp}L'_{fs}} \quad (4.54)$$

A tensão e corrente que entra e sai numa malha LCL sempre estão em fase, portanto pode-se afirmar que $\mathbf{U}'_{ab}$ tem a mesma fase que $\mathbf{I}'_{Lfs}$. Como $\mathbf{I}'_{Lfsab} = 0$:

$$\mathbf{I}'_{Lfs} = \mathbf{I}'_{LfsAB} = \frac{kL_p}{\omega_0 L_{fp}L'_{fs}} \frac{\mathbf{U}_{AB}}{j} \quad (4.55)$$

Tomando $\mathbf{U}_{AB}$ como referência, tem-se que:

$$\mathbf{U}_{AB} = U_{AB}/0^\circ \quad (4.56)$$

$$\mathbf{U}_{ab} = U_{ab}/-90^\circ \quad (4.57)$$

Substituindo as equações (4.43), (4.56) e (4.57) nas equações (4.51) - (4.54) e somando as corrente geradas por $\mathbf{U}_{AB}$ e $\mathbf{U}_{ab}$ obtêm-se:

$$\mathbf{I}_{Lfp} = \mathbf{I}_{Lfpab} = \frac{kL_p U'_{ab}}{\omega_0 L_{fp}L'_{fs}}/0^\circ = \frac{k\sqrt{L_p L_s} U_{ab}}{\omega_0 L_{fp}L_{fs}}/0^\circ \quad (4.58)$$

$$\mathbf{I}_p = \mathbf{I}_{pAB} = \frac{U_{AB}}{j\omega_0 L_{fp}} = \frac{U_{AB}}{\omega_0 L_{fp}} \angle -90^\circ \quad (4.59)$$

$$\mathbf{I}_s = \frac{\mathbf{I}'_s}{n} = \frac{\mathbf{I}'_{sab}}{n} = \frac{U'_{ab}}{n \cdot \omega_0 L'_{fs}} \angle 0^\circ = \frac{U_{ab}}{\omega_0 L_{fs}} \angle 0^\circ \quad (4.60)$$

$$\mathbf{I}_{Lfs} = \frac{\mathbf{I}'_{Lfs}}{n} = \frac{\mathbf{I}'_{LfsAB}}{n} = \frac{k\sqrt{L_p L_s} U_{AB}}{\omega_0 L_{fp} L_{fs}} \angle -90^\circ \quad (4.61)$$

Das equações (4.56) e (4.58) observa-se que a tensão e corrente fornecida pelo inversor estão em fase. O mesmo ocorre com a tensão e corrente que entra na ponte retificadora e pode ser comprovado visualizando as equações (4.57) e (4.61).

A potência fornecida à carga pode ser encontrada com a seguinte equação:

$$P = \mathbf{U}_{AB} \cdot \mathbf{I}_{Lfp} = \frac{k\sqrt{L_p L_s} U_{ab} U_{AB}}{\omega_0 L_{fp} L_{fs}} \quad (4.62)$$

Portanto, pode-se concluir que a potência de saída pode ser regulada alterando o valor de U_{AB} .

4.5.2 Método de sintonia para obter ZVS

Como foi discutido no capítulo 3 é importante que o inversor de frequência trabalhe em ZVS, pois as perdas são minimizadas e os picos de corrente devido à recuperação reversa dos diodos antiparalelos é eliminada. Uma das condições necessárias para se obter ZVS é manter a frequência de chaveamento (f) um pouco acima da frequência natural (f_0). Entretanto, existem situações onde o valor de f deve ser constante e um exemplo são aplicações de TIP para Veículos Elétricos (VE). Segundo a norma SAE J2954, que trata de carregadores TIP estacionários para VEs, $f = 85$ kHz. Portanto, uma outra maneira de garantir ZVS é alterar algum elemento da malha ressonante para diminuir f_0 . A seguir será apresentado um método de sintonia para obter ZVS desenvolvido por Li et al. (2015), que consiste basicamente em incrementar a indutância L'_{e2} de um valor $\Delta L'_{e2}$, conforme Figura 45.

Primeiro considere que $L'_{e2} + \Delta L'_{e2}$ está em ressonância com C'_{fs} . Utilizando o teorema da superposição, tem-se que quando $\mathbf{U}_{AB}$ for aplicado, o comportamento será o mesmo que o descrito para o circuito da Figura 44 (a), pois $\mathbf{I}'_{sAB} = 0$. Já quando $\mathbf{U}_{ab}$ é aplicada $\mathbf{I}'_{Lfsab}$ não é zero porque L'_{fs} não está em ressonância com C'_{fs} , portanto a

Figura 45 – Topologia duplo LCC sintonizada para obter ZVS.

Fonte: Li et al. (2015)

análise deve ser feita considerando o circuito da Figura 45. A corrente em L'_{fs} pode ser encontrada com as seguintes equações:

$$\mathbf{I}'_{Lfsab_1st} = -j \cdot \frac{\mathbf{U}'_{ab}}{\omega_0 \cdot L'_{fs}} \cdot \frac{\Delta L'_{e2}}{L'_{fs}} \quad (4.63)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{I}'_{Lfs_1st} &= \mathbf{I}'_{LfsAB} + \mathbf{I}'_{Lfsab_1st} \\ &= \frac{k\mathbf{U}_{AB}L_p}{j\omega_0 L_{fp}L'_{fs}} - j \cdot \frac{U'_{ab} \cdot (\cos \varphi + j \sin \varphi)}{\omega_0 L'_{fs}} \cdot \frac{\Delta L'_{e2}}{L'_{fs}} \\ &= \frac{U'_{ab} \cdot \sin \varphi \cdot \Delta L'_{e2}}{\omega_0 (L'_{fs})^2} - j \cdot \left(\frac{U'_{ab} \cdot \cos \varphi \cdot \Delta L'_{e2}}{\omega_0 (L'_{fs})^2} + \frac{kU_{AB}L_p}{\omega_0 L_{fp}L'_{fs}} \right) \end{aligned} \quad (4.64)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{I}_{Lfs_1st} &= \frac{\mathbf{I}'_{Lfs_1st}}{n} \\ &= \frac{U_{ab} \cdot \sin \varphi \cdot \Delta L_{e2}}{\omega_0 L_{fs}^2} - j \cdot \frac{kU_{AB}\sqrt{L_pL_s}}{\omega_0 L_{fp}L_{fs}} - j \cdot \frac{U_{ab} \cdot \cos \varphi \cdot \Delta L_{e2}}{\omega_0 L_{fs}^2} \end{aligned} \quad (4.65)$$

O índice *1st* se refere à componente harmônica de primeira ordem das correntes e φ é a fase da tensão U_{ab} em relação a U_{AB} . De (4.57) tem-se que $\varphi = -90^\circ$ quando $\Delta L_{e2} = 0$. Sabe-se também que f deve ser maior que f_0 para que se obtenha ZVS, mas a relação f/f_0 deve ser pequena, pois o MOSFET deve ser desligado quando a corrente que passa por ele (I_{OFF}) for positiva, mas para valores próximos de zero. Portanto ΔL_{e2} deve ter um valor pequeno e $\varphi \approx -90^\circ$. Dessa forma pode-se considerar $\sin \varphi \approx -1$ e $\cos \varphi \approx 0$. Substituindo esses valores em (4.65) tem-se:

$$\mathbf{I}_{Lfs_1st} = -\frac{U_{ab} \cdot \Delta L_{e2}}{\omega_0 L_{fs}^2} - j \frac{kU_{AB}\sqrt{L_pL_s}}{\omega_0 L_{fp}L_{fs}} \quad (4.66)$$

A equação (4.66) trata-se de uma função complexa e a tangente da fase dessa é dada pela divisão da parte imaginária pela parte real:

$$\tan \varphi_1 = \frac{kU_{AB}\sqrt{L_p L_s}}{\omega_0 L_{fp} L_{fs}} \cdot \frac{\omega_0 L_{fs}^2}{U_{ab} \cdot \Delta L_{e2}} = \frac{kU_{AB}\sqrt{L_p L_s} L_{fs}}{U_{ab} L_{fp} \Delta L_{e2}} \quad (4.67)$$

E também pode-se considerar que:

$$\cos \varphi_1 \approx -\cot \varphi_1 \approx -\frac{U_{ab} L_{fp} \Delta L_{e2}}{kU_{AB}\sqrt{L_p L_s} L_{fs}} \quad (4.68)$$

onde φ_1 ($-90^\circ < \varphi_1 < 180^\circ$) é a fase de $\mathbf{I}_{L_{fs_1st}}$ em relação a $\mathbf{U}_{AB}$.

Segundo Li et al. (2015) para reduzir as perdas é interessante desligar os MOSFETs com o mínimo de corrente possível. Nesta condição pequenas variações em φ_1 podem levar o inversor a trabalhar em ZVS, porém com valores elevados de I_{OFF} ou no pior caso não operar em ZVS e a carga vista pelo inversor ser capacitiva.

Por conta disso Li et al. (2015) afirmam que é necessário uma análise mais precisa e considerar os harmônicos presente em $\mathbf{I}_{L_{fs}}$. Os harmônicos podem ser calculados conforme (4.69):

$$\begin{aligned} \mathbf{I}_{L_{fs_3rd}} &\approx -\frac{\mathbf{U}_{ab_3th}}{j \cdot 3\omega_0 L_{fs} + \frac{1}{j \cdot 3\omega_0 C_{fs}}} = j \frac{3\mathbf{U}_{ab_3th}}{8\omega_0 L_{fs}} \\ \mathbf{I}_{L_{fs_5th}} &\approx -\frac{\mathbf{U}_{ab_5th}}{j \cdot 5\omega_0 L_{fs} + \frac{1}{j \cdot 5\omega_0 C_{fs}}} = j \frac{5\mathbf{U}_{ab_5th}}{24\omega_0 L_{fs}} \\ &\dots \\ \mathbf{I}_{L_{fs_}(2k+1)th} &\approx -\frac{\mathbf{U}_{ab_}(2k+1)th}{j \cdot (2k+1)\omega_0 L_{fs} + \frac{1}{j \cdot (2k+1)\omega_0 C_{fs}}} = j \frac{(2k+1)\mathbf{U}_{ab_}(2k+1)th}{((2k+1)^2 - 1)\omega_0 L_{fs}} \end{aligned} \quad (4.69)$$

É possível verificar na Figura 46 que a tensão u_{ab} tem o formato de uma onda quadrada e surgem picos de corrente referentes aos harmônicos, que podem ser calculados com (4.70).

$$\begin{aligned} \max \{ \sum i_{L_{fs_}mth} \} &= \sqrt{2} \cdot \sum_{k=1}^{\infty} I_{L_{fs_}(2k+1)th} \\ &= \sqrt{2} \cdot \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{((2k+1)^2 - 1)} \frac{U_{ab}}{\omega_0 L_{fs}} \\ &= \frac{\sqrt{2}}{4} \cdot \frac{U_{ab}}{\omega_0 L_{fs}} \end{aligned} \quad (4.70)$$

Como pode-se observar na Figura 46, o somatório das correntes harmônicas está adiantada de um ângulo φ_2 em relação à fundamental ($I_{L_{fs_1st}}$). Portanto é necessário

Figura 46 – Efeitos dos harmônicos presentes na corrente I_{Lfs} . $a = \sqrt{2} \cdot (k\sqrt{L_p L_s} U_{AB} / \omega_0 L_{fp} L_{fs})$ e $c = \sqrt{2} \cdot (U_{ab} / 4\omega_0 L_{fs})$

Fonte: Li et al. (2015)

considerar φ_2 no cálculo da fase da tensão $\mathbf{U}_{ab}$. O ângulo φ_2 possui um valor próximo de 0 ($0 < \varphi_2 \ll 90^\circ$) e pode ser obtido com a equação:

$$\sin \varphi_2 = \frac{\sqrt{2} \cdot \sum_{k=1}^{\infty} I_{Lfs_{(2k+1)th}}}{\sqrt{2} I_{Lfs_{1st}}} \approx \frac{1}{4} \cdot \frac{U_{ab}}{U_{AB}} \cdot \frac{L_{fp}}{k\sqrt{L_p L_s}} \quad (4.71)$$

De (4.68) e (4.71) tem-se que:

$$\begin{aligned} \cos \varphi &= \cos(\varphi_1 + \varphi_2) = \cos \varphi_1 \cos \varphi_2 - \sin \varphi_1 \sin \varphi_2 \\ &\approx \cos \varphi_1 + \sin \varphi_2 \\ &\approx -\frac{U_{ab}}{U_{AB}} \cdot \frac{L_{fp}}{k\sqrt{L_p L_s}} \cdot \left(\frac{\Delta L_{e2}}{L_{fs}} - \frac{1}{4} \right) \end{aligned} \quad (4.72)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{I}_{Lfp_{1st}} &= -\frac{-k\mathbf{U}'_{ab}L_p}{j\omega_0 L_{fp}L'_{fs}} = -\frac{-kU'_{ab}(\cos \varphi + j \sin \varphi)L_p}{j\omega_0 L_{fp}L'_{fs}} = -\frac{kU'_{ab} \sin \varphi L_p}{\omega_0 L_{fp}L'_{fs}} - \frac{kU'_{ab} \cos \varphi L_p}{j\omega_0 L_{fp}L'_{fs}} \\ &\approx \frac{kU'_{ab}L_p}{\omega_0 L_{fp}L'_{fs}} + \frac{\frac{U_{ab}^2}{U_{AB}} \left(\frac{\Delta L_{e2}}{L_{fs}} - \frac{1}{4} \right)}{j\omega_0 L_{fs}} = \frac{kU_{ab}\sqrt{L_p L_s}}{\omega_0 L_{fp}L_{fs}} + \frac{\frac{U_{ab}^2}{U_{AB}} \left(\frac{\Delta L_{e2}}{L_{fs}} - \frac{1}{4} \right)}{j\omega_0 L_{fs}} \end{aligned} \quad (4.73)$$

Analisando (4.73) pode-se concluir que a variação da indutância L_{e2} implica na adição de uma corrente reativa no lado primário do sistema TIP.

Na prática, a corrente fornecida ao primário também possui harmônicos. Fazendo uma análise similar ao que foi feito para corrente no secundário tem-se:

$$\begin{aligned} \max \{ \sum i_{Lfp_mth} \} &= \sqrt{2} \cdot \sum_{k=1}^{\infty} I_{Lfp_ (2k+1)th} \\ &= \sqrt{2} \cdot \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{((2k+1)^2 - 1)} \frac{U_{AB}}{\omega_0 L_{fp}} \\ &= \frac{\sqrt{2}}{4} \cdot \frac{U_{AB}}{\omega_0 L_{fp}} \end{aligned} \quad (4.74)$$

A corrente I_{OFF} é a composição das correntes de primeira ordem e do somatório das demais harmônicas de $\mathbf{I}_{Lfp}$. Portanto, de (4.73) e (4.74) obtêm-se:

$$I_{OFF} = \sqrt{2} \left(\frac{\frac{U_{ab}^2}{U_{AB}} \left(\frac{\Delta L_{e2}}{L_{fs}} - \frac{1}{4} \right)}{j\omega_0 L_{fs}} + \frac{U_{AB}}{4\omega_0 L_{fp}} \right) \quad (4.75)$$

De (4.75) pode-se inferir que I_{OFF} é sempre positiva se :

$$\frac{\Delta L_{e2}}{L_{fs}} \geq \frac{1}{4} \quad (4.76)$$

De acordo com Li et al. (2015) o menor valor de I_{OFF} pode ser determinado por:

$$I_{OFF_min} = \frac{\sqrt{2} \cdot U_{ab_min}}{\omega_0 \cdot L_{fs}} \sqrt{\frac{\Delta L_{e2}}{L_{fp}} - \frac{1}{4} \frac{L_{fs}}{L_{fp}}} \quad (4.77)$$

onde U_{ab_min} o é mínimo valor rms da tensão fornecida ao retificador.

O valor de ΔL_{e2} que garante I_{OFF_min} pode ser deduzido a partir de (4.77) e é igual a:

$$\Delta L_{e2} = \frac{1}{4} L_{fs} + \frac{I_{OFF_min}^2 \cdot \omega_0^2 \cdot L_{fp} \cdot L_{fs}^2}{2 \cdot U_{ab_min}^2} \quad (4.78)$$

De acordo com Lu et al. (2006), o valor mínimo de I_{OFF} que garante ZVS pode ser calculado utilizando a capacitância de saída (C_{oss}) e do *dead time* (t_d) encontrados no *datasheet* do MOSFET.

$$I_{OFF_min} \geq \frac{4C_{oss}U_{AB,max}}{t_d} \quad (4.79)$$

onde $U_{AB,max}$ é a tensão máxima de saída do inversor de frequência.

Quadro 1 – Características do SFA DD-DD considerando que $d_c = 0 \sim 16,5$ mm, $e = 10$ mm e $\alpha = 0^\circ$.

Parâmetros	Valores
L_p	$28,28 \sim 28,22 \mu\text{H}$
L_s	$28,25 \sim 28,21 \mu\text{H}$
k	$0,72 \sim 0,47$
V_{sa}	$23,11 \sim 15,2$ V
I_{sc}	$1,52 \sim 1$ A
S_u	$17,6 \sim 7,62$ VA
I_p	$2,12$ A
f_0	85 kHz
N_p	9
N_s	9

Fonte: Elaborado pelo autor.

Conclui-se então que é possível ajustar a malha ressonante para obter ZVS utilizando as equações (4.78) e (4.79).

4.6 Exemplo de sintonia de malhas ressonantes LCC presentes nos circuitos primário e secundário

Será apresentada a seguir uma metodologia para definir os valores das capacitâncias e indutâncias das malhas ressonantes do sistema TIP que utiliza a topologia duplo LCC, conforme Figura 42. O quadro 1 apresenta um resumo das características do SFA DD-DD que foi projetado no capítulo 2 e estes dados serão utilizados para projetar a malha ressonante do sistema TIP. Como pode-se observar no quadro 1, os valores de L_p e L_s variam e será adotado o valor médio dos mesmos para realizar sintonia das malhas ressonantes, ou seja, $L_p = 28,25 \mu\text{H}$ e $L_s = 28,23 \mu\text{H}$.

4.6.1 Malha Ressonante do Primário

A malha ressonante LCC funciona como uma fonte de corrente e está depende da tensão U_{AB} e da indutância L_{fp} . De posse de I_p (Veja quadro 1), definindo $U_{in} = 12$ V e de (4.59) tem-se que:

$$L_{fp} = \frac{U_{in} \cdot \frac{2\sqrt{2}}{\pi}}{\omega_0 \cdot \frac{I_p}{\sqrt{2}}} = \frac{12 \cdot \frac{2\sqrt{2}}{\pi}}{2 \cdot \pi \cdot 85 \times 10^3 \cdot \frac{2,12}{\sqrt{2}}} = 13,49 \mu\text{H} \quad (4.80)$$

Substituindo o valor de L_{fp} em (4.44) e (4.46) obtêm-se:

$$C_{fp} = \frac{1}{\omega_0^2 \cdot L_{fp}} = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot 85 \times 10^3)^2 \cdot 13,49 \times 10^{-6}} \approx 260 \text{ nF} \quad (4.81)$$

$$C_p = \frac{1}{\omega_0^2 \cdot (L_p - L_{fp})} = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot 85 \times 10^3)^2 \cdot (28,25 \times 10^{-6} - 13,49 \times 10^{-6})} \approx 237,5 \text{ nF} \quad (4.82)$$

4.6.2 Malha Ressonante do Secundário

Como foi visto na subseção 4.4 o fator de qualidade do circuito secundário é dado por (4.40) e Q_v é dado por (4.37). Considerando que a malha ressonante garante condução contínua nos diodos, o retificador conectado a uma carga resistiva pode ser representado por uma resistência equivalente (R_{eq}). Logo, Q_s é dada por :

$$Q_s = Q_v \cdot Q_I = \frac{R_{eq}}{\omega_0 \cdot L_{fs}} \cdot Q_I \quad (4.83)$$

$$R_{eq} = \frac{\pi^2 R}{8} \quad (4.84)$$

$$L_{fs} = \frac{R_{eq} \cdot Q_I}{\omega_0 \cdot Q_s} \quad (4.85)$$

O valor de Q_s foi definido no capítulo 2 igual a 2,5 e considerando que $Q_I = 1,5$ e $R = 9,6 \Omega$ tem-se que :

$$L_{fs} = \frac{11,84 \cdot 1,5}{2 \cdot \pi \cdot 85 \times 10^3 \cdot 2,5} \approx 13,3 \mu\text{H} \quad (4.86)$$

Substituindo o valor de L_{fs} em (4.45) e (4.47) tem-se que:

$$C_{fs} = \frac{1}{\omega_0^2 \cdot L_{fs}} = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot 85 \times 10^3)^2 \cdot 13,3 \times 10^{-6}} \approx 263,6 \text{ nF} \quad (4.87)$$

$$C_s = \frac{1}{\omega_0^2 \cdot (L_s - L_{fs})} = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot 85 \times 10^3)^2 \cdot (28,3 \times 10^{-6} - 13,3 \times 10^{-6})} \approx 234,82 \text{ nF} \quad (4.88)$$

4.6.3 Ajustando a malha ressonante do secundário para obter ZVS

O MOSFET adotado nesta etapa do projeto foi o IRFP2907Z e este possui as características presentes na Tabela 7.

O valor de I_{OFF_min} que garante ZVS pode ser obtido com (4.79). Logo tem-se:

$$I_{OFF_min} \geq \frac{4 \cdot 1200 \times 10^{-12} \cdot 12 \left(\frac{2\sqrt{2}}{\pi} \right)}{116 \times 10^{-9}} \approx 0,45 \text{ A}$$

Tabela 7 – Características do MOSFET IRFP2907Z.

Parâmetro	Valor
V_{DSS}	75 V
$R_{DS(on)}$	4.5 m Ω
I_D	90 A
C_{oss}	1200 pF
t_d	116 ns

Fonte: Elaborada pelo autor.

Nota: V_{DSS} - Tensão entre dreno e fonte, $R_{DS(on)}$ - Resistência do canal quando o MOSFET está ligado, I_D - Corrente no dreno, C_{oss} - Capacitância entre dreno e fonte, t_d - tempo morto ou *dead time*.

Definindo $I_{OFF_min} = 0,6$ A pode-se obter ΔL_{e2} com (4.78):

$$\Delta L_{e2} = \frac{1}{4} \cdot 13,3 \times 10^{-6} + \frac{0,6^2 \cdot (2\pi \cdot 85 \times 10^3)^2 \cdot 13,49 \times 10^{-6} \cdot (13,3 \times 10^{-6})^2}{2 \cdot \left(12 \cdot \frac{2\sqrt{2}}{\pi}\right)^2} \approx 4,375 \mu\text{H} \quad (4.89)$$

De (4.47) têm-se que:

$$\Delta L_{e2} = \frac{1}{\omega_0^2 C_s} - \frac{1}{\omega_0^2 (C_s + \Delta C_s)} \quad (4.90)$$

A variação de C_s que garante ZVS é então encontrada com:

$$\Delta C_s = \frac{\omega_0^2 \cdot \Delta L_{e2} \cdot C_s^2}{1 - \omega_0^2 \cdot \Delta L_{e2} \cdot C_s} \approx 97,33 \text{ nF} \quad (4.91)$$

Logo C_s dever ser igual:

$$C_s = 234,82 \times 10^{-9} + 97,33 \times 10^{-9} = 332,15 \text{ nF} \quad (4.92)$$

4.6.4 Resultados de simulação

O circuito da Figura 42 foi simulado no programa MULTISIM 14.01 considerando os valores da Tabela 8 e o retificador projetado na subseção 3.2.1 do capítulo 3. As Figuras 47 e 48 apresentam o comportamento das correntes de entrada e saída do sistema TIP para as situações em que $k = 0,47$ e $k = 0,72$. Como pode-se perceber, para as duas situações o valor de I_{OFF} foi maior de que 0,45 A e, portanto, garante ZVS. Fica claro também na Figura 47 que $V_o > 12$ V e, portanto, será possível atender os requisitos da carga, que

Tabela 8 – Valores dos componentes das malhas ressonantes do sistema TIP.

Primário		Secundário	
Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
L_p	28, 25 μH	L_s	28, 23 μH
L_{fp}	13, 49 μH	L_{fs}	13, 3 μH
C_{fp}	270 nF	C_{fs}	270 nF
C_p	240 nF	C_s	330 nF

Fonte: Elaborada pelo autor.

possui tensão nominal de 12 V. Percebe-se também que para $k = 0,72$ a forma de onda de i_{Lfp} está mais próxima de uma senoide e isso se deve ao fato de que a impedância refletida é maior para essa situação ($Z_r = \omega_0^2 M^2 / Z_s$) e isto implica num maior fator de qualidade do circuito primário.

Para situação no qual $k = 0,47$, as perdas no retificador (P_{retf}) e inversor (P_{inv}) são iguais a 2,16 W e 0,564 W, respectivamente. A potência fornecida a carga (P_o) é igual a 17,7 W e desprezando as perdas nos elementos das malhas ressonantes e nos "drivers" de acionamento dos transistores tem-se que a eficiência do sistema TIP é:

$$\eta = \frac{17,7}{17,7 + 0,564 + 2,16} \cdot 100 \approx 86,66\% \quad (4.93)$$

Para o caso em que $k = 0,72$ encontra-se $P_{retf} = 3,32$ W, $P_{inv} = 0,752$ W e $P_o = 40,9$ W. Logo a eficiência é de:

$$\eta = \frac{40,9}{40,09 + 0,752 + 3,32} \cdot 100 \approx 90,95\% \quad (4.94)$$

Fica claro que a eficiência do sistema é maior para situações em que são fornecidas potências mais elevadas para carga. Isto ocorre porque a perdas no inversor e retificador não se alteram muito diante do aumento de P_o .

4.7 Conclusões Parciais

As malhas ressonante são muito importantes em sistemas TIP, pois elas são responsáveis por compensar a reatância dos indutores L_p e L_s . Isto implica na maximização da potência entrega à carga no circuito secundário e uma redução nas perdas do inversor durante o chaveamento dos transistores.

Atualmente existem duas teorias para analisar sistemas magneticamente acoplados que são a CMT e a RLT. A CMT é mais complexa que a RLT, porém segundo Barman et

Figura 47 – Tensões e correntes de entrada e saída em um sistema TIP com malha ressonante LCC nos circuitos primário e secundário para $k = 0,47$; $U_{in} = 12$ V. (a) Tensão e Corrente fornecida pelo inversor. (b) Tensão e Corrente no retificador. (c) Tensão na Carga.

Fonte: Do próprio autor (2018)

al. (2015), Fernandes (2015) e Kiani e Ghovanloo (2012) as teorias de RLT e CMT são equivalentes e portanto, este trabalho utiliza a RLT.

Foi apresentado o estado da arte em malhas ressonantes e uma descrição detalhada das topologias básicas. Verificou-se que, teoricamente, a topologia SS possui o melhor desempenho, pois f_0 não depende da indutância mútua nem da carga presente no circuito secundário. Entretanto, as topologias básicas possuem algumas limitações em questões práticas de controle de tensão e corrente e, portanto, alguns trabalhos têm utilizado a MR LCL. Uma das vantagens em utilizar esta MR é que a corrente em L_p não depende da carga e isto simplifica o controle. Além disso, quando utilizada no circuito secundário, garante condução contínua no retificador e este pode ser modelado como uma resistência equivalente; o que significa que o retificador não consumirá nenhum reativo do inversor.

A malha LCC é um aperfeiçoamento da malha LCL e possui as seguintes vantagens: Redução do valor da potência aparente (VA) nominal dos componente da malha ressonante

Figura 48 – Tensões e correntes de entrada e saída em um sistema TIP com malha ressonante LCC nos circuitos primário e secundário para $k = 0,72$; $U_{in} = 12$ V. (a) Tensão e Corrente fornecida pelo inversor. (b) Tensão e Corrente no retificador. (c) Tensão na Carga.

Fonte: Do próprio autor (2018)

e/ou ganho na corrente da bobina secundária, aumentando assim a sua capacidade de fornecimento de energia. Esse tipo de MR permite definir 3 fatores de qualidades distintos. Esteban, Sid-Ahmed e Kar (2015) afirmam que $Q_I < 3$ e $Q_s < 10$ por conta da dificuldade em controlar o sistema com largura de banda muito estreita. Além disso, Keeling, Covic e Boys (2010) afirmam que as perdas no circuito secundário são proporcionais a Q_s^2 .

Esteban, Sid-Ahmed e Kar (2015) e Li et al. (2016) fizeram um estudo comparativo entre as malhas LCC e SS e verificou-se que a LCC possui alta eficiência para uma ampla faixa de variação de M e da carga. Além disso, a tensão no capacitor em série com L_p é menor na MR LCC.

Também foi apresentada neste capítulo uma análise do funcionamento de um sistema TIP com MR LCC nos circuitos primário e secundário e um técnica de sintonia para obter ZVS, desenvolvida por Li et al. (2015). Essa técnica é muito interessante, pois ZVS é obtido alterando apenas o valor do capacitor C_s .

Além disso, foram definidos os valores das capacitâncias e indutâncias da topologia com MR LCC nos circuitos primário e secundário para o sistema TIP descrito no capítulo

2. Os resultados de simulação mostram que o sistema projetado obtêm ZVS e garante os requisitos da carga, que são uma tensão nominal de 12 V e uma flutuação máxima de 0,3 V. Também, ficou clara a influência de k na forma de onda de i_{Lfp} , ou seja, quanto maior o valor de k , i_{Lfp} se aproxima de uma senoide. Isto se deve ao fato de que o fator de qualidade do circuito primário é diretamente proporcional à impedância refletida. Verificou-se também a eficiência do sistema e ela depende da potência que é transferida para a carga. Isto ocorre porque as perdas no inversor e retificador não variam muito diante de alterações P_o .

5 ESTIMAÇÃO DE TENSÃO E CORRENTE NA CARGA

O controle de tensão e corrente na carga pode ocorrer tanto no lado primário quanto no lado secundário de sistemas TIP. Entretanto, Thrimawithana e Madawala (2010) afirmam que o controlador somente no circuito primário reduz o custo total do sistema, a complexidade, o tamanho e aumenta a eficiência e a confiabilidade.

Muitos trabalhos que envolvem TIP utilizam um sistema de comunicação sem fio para fornecer os valores de tensão e corrente para o controlador no circuito primário. O sistema de comunicação aumenta o custo e a complexidade do sistema e, para resolver este problema, Thrimawithana e Madawala (2010) propõem uma técnica para estimar os valores de tensão na carga do sistema TIP da Figura 49.

Figura 49 – Sistema TIP com controlador somente no lado primário.

Fonte: (THRIMAWITHANA; MADAWALA, 2010)

$$V_{c1} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \frac{M}{L_2} V_o + j \left(\omega L_1 - \frac{\omega M^2}{L_2} \right) I_1 \quad (5.1)$$

Segundo os autores a tensão no capacitor C_1 (V_{c1}) é dada por (5.1) e fica claro que a variação da parte imaginária de V_{c1} ocorre somente se M e I_1 variar. Portanto, é possível estimar o valor da indutância mútua medindo apenas a corrente na bobina L_1 e a tensão V_{c1} .

Analisando a parte real de (5.1) fica evidente que a tensão na carga (V_o) pode ser encontrada utilizando o valor de M estimado que, em seguida, pode ser fornecida ao

controlador que, por sua vez, regula a tensão na saída do inversor.

$$V_{bat} = \sqrt{\frac{C_{s1}}{C_s} \frac{C_p}{C}} V_c V_{cp} \cos \phi \quad (5.2)$$

Zaheer, Suri e Nemade (2012) apresentam uma técnica semelhante, porém utilizando malhas ressonantes diferentes, conforme Figura 50. De acordo com os autores, a tensão na bateria pode ser estimada medindo as tensões nos capacitores C e C_p e usando (5.2). O termo ϕ é a defasagem entre as tensões V_c e V_{cp} .

É importante ressaltar que a malha ressonante do circuito primário não se trata de uma malha LCL com compensação série parcial ou LCC. Para encontrar (5.2) os autores consideraram que C_p compensa todo o reativo de L_p e a malha LC na saída do inversor funciona como um fonte de corrente constante.

Figura 50 – Sistema TIP com controlador somente no lado primário, proposto por Zaheer, Suri e Nemade (2012)

Fonte: Zaheer, Suri e Nemade (2012)

Noia, Piegari e Rizzo (2016) também desenvolveram um sistema que não necessita de sensores no circuito secundário. O controle foi feito com um algoritmo baseado no filtro de Kalman que estima a tensão e a corrente fornecidas à bateria, medindo apenas a tensão e correntes fornecidas pelo inversor. O modelo em espaço de estado utilizado no filtro foi de um sistema com compensação série-série conforme figura 33 (a). O sistema demonstrou ser eficiente, pois o algoritmo consegue estimar a tensão e corrente mesmo diante de variações do coeficiente de acoplamento magnético.

Chow, Chung e Cheng (2016) também apresentam uma nova metodologia para estimação e controle da tensão na bateria de um sistema TIP com malha ressonante SS. Os autores afirmam que as tensões e correntes em todos elementos podem ser calculados utilizando o valor da tensão no capacitor C_2 (V_{c2}) da Figura 51.

A técnica consiste em um método iterativo no qual o erro médio quadrático (EMQ) entre a corrente medida na bobina L_1 e a corrente calculada em L_1 (i_{1calc}) é calculado para diversos valores de indutância mútua (M), compreendidos numa faixa de valores entre

Figura 51 – Sistema TIP com controlador somente no lado primário utilizado no trabalho de Chow, Chung e Cheng (2016).

Fonte: Chow, Chung e Cheng (2016)

o mínimo e máximo de M . O valor estimado de M é o que minimiza EMQ e é utilizado para encontrar V_{c2} e posteriormente, a tensão (V_L) e corrente (I_L) na bateria.

Os valores são fornecidos a um controlador PI que altera a tensão de saída de um conversor *buck*, responsável por fornecer tensão contínua a um inversor *half-bridge* conectado no SFA.

Atualmente não existe na literatura um trabalho que apresenta um estimador de tensão e corrente na carga para um sistema TIP com malha ressonante LCC nos circuitos primário e secundário. Diante dessa situação, foi necessário desenvolver uma proposta de estimador para esse tipo de sistema TIP e ele será apresentado a seguir.

5.1 Estimação de tensão e corrente na carga de um sistema TIP com malha ressonante LCC nos circuitos primário e secundário

A Figura 52 apresenta o circuito do sistema TIP que foi projetado ao longo dos capítulos anteriores com a nova proposta de controlador somente no circuito primário. A ideia consiste basicamente em estimar V_o ou I_o através dos valores das correntes nos indutores L_{fp} e L_p e o primeiro harmônico da tensão de saída do inversor. Em seguida os valores estimados são fornecidos para um controlador PI que altera o valor de U_{in} para regular V_o ou I_o .

5.1.1 Estimando a tensão na carga

$$\mathbf{I}_{L_{fp_1st}} = \frac{kU_{ab}\sqrt{L_1L_2}}{\omega_0 L_{fp} L_{fs}} - j \frac{\frac{U_{ab}^2}{U_{AB}} \left(\frac{\Delta L_{e2}}{L_{fs}} - \frac{1}{4} \right)}{\omega_0 L_{fs}} \quad (5.3)$$

Foi discutido na subseção 4.5.2 que, quando o sistema é ajustado para obter ZVS, o primeiro harmônico da corrente em L_{fp} é dado por (5.3). Portanto, é possível estimar

Figura 52 – Sistema TIP com nova proposta de estimação de tensão na carga

Fonte: Do próprio autor (2018)

U_{ab} obtendo o valor da parte imaginária de (5.3), pois U_{AB} é determinado pelo controlador e os demais termos são constantes.

Considere que os primeiros harmônicos das correntes nos indutores L_{fp} e L_p sejam iguais a:

$$i_{Lfp_1st} = \sqrt{2}I_{Lfp_1st} \cos(\omega_0 t - \beta) \quad (5.4)$$

$$i_{p_1st} = \sqrt{2}I_p \cos(\omega_0 t - \pi/2) \quad (5.5)$$

onde I_{Lfp_1st} e I_p são o valor RMS das correntes.

O produto entre i_{Lfp_1st} e i_{p_1st} é

$$i_{Lfp_1st} \cdot i_{p_1st} = 2I_{Lfp_1st}I_p \cos(\omega_0 t - \beta) \cos(\omega_0 t - \pi/2)$$

Aplicando a identidade trigonométrica

$$\cos(A) \cos(B) = \frac{1}{2}[\cos(A - B) + \cos(A + B)]$$

Tem-se que

$$i_{Lfp_1st} \cdot i_{p_1st} = I_{Lfp_1st}I_p[\cos(-\beta + \pi/2) + \cos(2\omega_0 t - \beta - \pi/2)]$$

$$i_{Lfp_1st} \cdot i_{p_1st} = -I_{Lfp_1st}I_p \sin(\beta) + I_{Lfp_1st}I_p \cos(2\omega_0 t - \beta - \pi/2) \quad (5.6)$$

De (5.6) tem-se que o produto $i_{Lfp_1st} \cdot i_{p1st}$ é o somatório de duas funções, em que a primeira é uma constante e a outra é uma senoide com frequência igual $2\omega_0$. Considerando que a componente CC de (5.6) é dada por:

$$I_{CC} = -I_{Lfp_1st} I_p \sin(\beta) \quad (5.7)$$

Têm-se:

$$I_{Lfp_1st} \sin(\beta) = \frac{-I_{CC}}{I_p} = -I_{CC} \cdot \frac{\omega_0 L_{fp}}{U_{AB}} \quad (5.8)$$

O valor de I_{CC} pode ser obtido utilizando um filtro passa baixa na saída do sinal resultante de $i_{Lfp_1st} \cdot i_{p1st}$ e a parte imaginária de (5.3) encontrada com (5.8).

$$U_{ab_estimado} = \sqrt{\frac{I_{Lfp_1st} \sin(\beta) \cdot \omega_0 L_{fs} \cdot U_{AB}}{\frac{\Delta L_{e2}}{L_{fs}} - \frac{1}{4}}} \quad (5.9)$$

Portanto, o valor estimado de U_{ab} pode ser encontrado com (5.9) e corresponde a amplitude do primeiro harmônico da tensão aplicada nos terminais de entrada do retificador. Logo, desprezando a queda de tensão no retificador tem-se que a tensão estimada na carga (V_o) é dada por:

$$V_o = \frac{\pi\sqrt{2}}{4} U_{ab_estimado} \quad (5.10)$$

5.1.2 Estimando a corrente na carga

Se as perdas no sistema são desprezíveis, o valor da corrente na carga pode ser estimado com V_o e a potência ativa que está sendo fornecida pelo inversor (P). Considerando que os primeiros harmônicos da tensão e corrente fornecida pelo inversor são iguais a:

$$u_{AB1st} = \sqrt{2} U_{AB} \cos(\omega t)$$

$$i_{Lfp_1st} = \sqrt{2} I_{Lfp_1st} \cos(\omega t - \beta)$$

onde U_{AB} e I_{Lfp_1st} são os valores RMS da tensão e corrente respectivamente.

Tem-se que a potência instantânea é

$$u_{AB1st} \cdot i_{Lfp_1st} = 2U_{AB} I_{Lfp_1st} \cos(\omega t) \cos(\omega t - \beta)$$

Utilizando a identidade trigonométrica

$$\cos(A) \cos(B) = \frac{1}{2}[\cos(A - B) + \cos(A + B)]$$

Obtém-se

$$u_{AB_{1st}} \cdot i_{Lfp_{1st}} = U_{AB} I_{Lfp_{1st}} \cos(-\beta) + U_{AB} I_{Lfp_{1st}} \cos(2\omega t - \beta) \quad (5.11)$$

$$P = U_{AB} I_{Lfp_{1st}} \cos(-\beta)$$

$$I_o = \frac{P}{V_o} \quad (5.12)$$

A potência ativa é igual à componente CC de (5.11) e, portanto, a corrente estimada é obtida com (5.12).

A Figura 53 apresenta um diagrama de blocos que representa o controlador proposto e percebe-se que a estimação é feita de maneira simples e com poucos passos. Isto é importante, pois as tensões e correntes em sistemas TIP possuem frequência elevada e portanto, a ação de controle deve ser determinada no menor tempo possível.

O circuito da Figura 52 foi simulado no programa SIMULINK para verificar o desempenho do controlador descrito na Figura 53. Os valores dos elementos das malhas ressonantes adotados foram os que foram obtidos na seção 4.6 e podem ser visualizados na Tabela 8.

Os ganhos K_p e K_i dos controladores PI foram encontrados com a função *Auto-Tune* do bloco PI do SIMULINK e são iguais a:

- PI para controle de tensão

- $K_p = 0,35$

- $K_i = 2200$

- PI para controle de corrente

- $K_p = 3$

- $K_i = 15000$

A Figura 54 apresenta os resultados obtidos para o caso no qual é feito o controle de tensão e, como pode-se perceber, o controlador atua de forma eficaz para valores distintos de k e R . Isto é importante principalmente se o sistema TIP for destinado à recarga de

Figura 53 – Diagrama de blocos do controlador

Fonte: Do próprio autor (2018)

baterias, pois R varia durante a recarga e k também pode variar, pois podem ocorrer alterações na posição espacial entre os indutores do SFA.

Encontra-se na Figura 55 os resultados de simulação do controle de corrente na carga para alguns valores de k e R . Existem erros nos valores estimados e simulados durante o período transitório, mas isto não interfere no desempenho do controlador. Fica claro que em regime permanente os valores simulados e estimados são similares e a corrente na carga é igual a 1 A.

Figura 54 – Tensão na carga para diferentes valores de k e R , considerando tensão de referência igual a 12 V.

Fonte: Do próprio autor (2018)

5.2 Conclusões Parciais

Este capítulo apresenta o estado da arte em técnicas de estimação de tensão e corrente na carga para alguns sistemas TIP. Verificou-se que não existe na literatura um trabalho que propõem um estimador para sistemas TIP com malhas LCC nos circuitos primário e secundário. Portanto, foi desenvolvida uma nova proposta de estimação e esta possui bom desempenho mesmo diante de variações do coeficiente de acoplamento e

Figura 55 – Corrente na carga para diferentes valores de k e R , considerando corrente de referência igual a 1 A.

Fonte: Do próprio autor (2018)

da carga. Existem erros nos valores estimado e simulado da corrente durante o período transitório, mas este fato não afetou o desempenho do controlador. Conclui-se então que a nova proposta de estimação é adequada para o controle de tensão e corrente na recarga de baterias e pode ser utilizada em diversas aplicações.

6 CONCLUSÕES

Foi apresentado neste trabalho um estudo sobre um sistema TIP para recarga de baterias com a malha ressonante LCC, pois de acordo com Esteban, Sid-Ahmed e Kar (2015) e Li et al. (2016) ela têm características mais robustas em relação as variações do coeficiente de acoplamento entre os indutores do SFA.

Verificou-se que o SFA é um dos blocos mais importante de um sistema TIP e o AEESA é uma boa ferramenta para definir a geometria dos indutores do SFA. Um fato que torna a metodologia de projeto do SFA apresentada nesta dissertação interessante é que ele utiliza uma programa gratuito de MEF e isto implica num menor custo para realizar pesquisa em TIP. Os resultados de simulação e experimentais demonstram que o FEMM é uma boa ferramenta para realizar o projeto do SFA, mas também para analisar a variação de k diante de desalinhamentos espaciais. Ficou claro que deslocamentos angulares impactam de forma significativa na variação do valor de k e muitos trabalhos não levam isto em consideração.

Também é discutido o funcionamento de dois conversores muito utilizados em TIP que são o inversor ponte H ressonante e o retificador monofásico com filtro capacitivo. Conclui-se que é importante operar o sistema em ZVS, pois isto implica na redução das perdas no inversor.

Fica claro também a importância das malhas ressonantes em sistemas TIP, pois elas são responsáveis por compensar as reatâncias de L_p e L_s . Isto é importante, pois as perdas são minimizadas durante o chaveamento em conversores e ocorre a maximização da potência entregue a carga; principalmente em situações com baixo valor de k .

Foi apresentado também o estado da arte em MRs e uma descrição detalhada das topologias básicas e das malhas LCL e LCC. Os trabalhos de Esteban, Sid-Ahmed e Kar (2015) e Li et al. (2016) demonstram que a MR LCC é robusta, ou seja, f_0 não varia muito diante de desalinhamentos espaciais e garante alta eficiência para uma ampla faixa de variação de k e da carga. Diante deste fato, este trabalho adotou a topologia de MR LCC nos circuitos primário e secundário do sistema TIP e apresentou uma análise detalhada do funcionamento desse tipo de topologia de MR. Além disso, foi apresentada uma metodologia para se obter ZVS, desenvolvida por Li et al. (2015) e que não necessita de capacitores e diodos em paralelo com os MOSFETs.

Também foi proposta uma nova maneira de sintonizar as MRs LCC e os resultados de simulação demonstram que a metodologia adotada é eficaz, pois todos requisitos de projeto são atendidos.

A estimação de tensão e corrente na carga de um sistema TIP no circuito primário

elimina a necessidade de um sistema de comunicação e simplifica o projeto e a implementação do sistema TIP. Portanto, este trabalho apresenta uma nova proposta de estimador para um sistema TIP com MR LCC nos circuitos primário e secundário e os resultados de simulação demonstram que a técnica é eficiente, mesmo diante de variações de k e da carga.

REFERÊNCIAS

ALEXANDER, C. K.; SADIKU, M. N. O. **Fundamentos de circuitos elétricos**. 5 ed. ed. Porto Alegre: AMGH, 2013. ISBN 9788580551730.

ALIBHAI, M. Wirelessly charged electric buses in Milton Keynes. **Eurotransport**, p. 20–23, 2014. Disponível em: <<http://www.wrightbusinternational.com/datasheets/WrightBusMiltonKeynesPDF.pdf>>.

ANALYTICS, C. **Web of Science**. 2017. Disponível em: <www.webofknowledge.com>.

BARBI, I. **Eletrônica de Potência: Projetos de Fontes Chaveadas**. Florianópolis-SC: INEP - Instituto de Eletrônica de Potência, 2001. 332 p.

BARMAN, S. D. et al. Wireless powering by magnetic resonant coupling: Recent trends in wireless power transfer system and its applications. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 51, p. 1525–1552, 2015. ISSN 13640321.

BAXANDALL, P. Transistor sine-wave LC oscillators. Some general considerations and new developments. **Proceedings of the IEE - Part B: Electronic and Communication Engineering**, v. 106, n. 16S, p. 748–758, may 1959. ISSN 2054-0418.

BI, Z. et al. A review of wireless power transfer for electric vehicles: Prospects to enhance sustainable mobility. **Applied Energy**, v. 179, p. 413–425, oct 2016. ISSN 03062619. Disponível em: <<http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S0306261916309448>>.

_____. Plug-in vs. wireless charging: Life cycle energy and greenhouse gas emissions for an electric bus system. **Applied Energy**, Elsevier Ltd, v. 146, n. March, p. 11–19, may 2015. ISSN 03062619. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1016/j.apenergy.2015.02.031http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S0306261915002081>>.

BUDHIA, M. et al. Development of a Single-Sided Flux Magnetic Coupler for Electric Vehicle IPT Charging Systems. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 60, n. 1, p. 318–328, jan 2013. ISSN 0278-0046. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6099605/>>.

_____. Development and evaluation of single sided flux couplers for contactless electric vehicle charging. In: **2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition**. IEEE, 2011. p. 614–621. ISBN 978-1-4577-0542-7. ISSN 978-1-4577-0542-7. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6063826/>>.

CHOW, J. P.-W.; CHUNG, H. S.-H.; CHENG, C.-S. Use of Transmitter-Side Electrical Information to Estimate Mutual Inductance and Regulate Receiver-Side Power in Wireless Inductive Link. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 9, p. 6079–6091, sep 2016. ISSN 0885-8993. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7410065/>>.

CICHON, D. The Heinrich Hertz wireless experiments at Karlsruhe in the view of modern communication. In: **International Conference on 100 Years of Radio**. [S.l.]: IEE, 1995. v. 1995, n. September, p. 1–6. ISBN 0 85296 649 0. ISSN 05379989.

COVIC, G. A.; BOYS, J. T. Inductive Power Transfer. **Proceedings of the IEEE**, v. 101, n. 6, p. 1276–1289, jun 2013. ISSN 0018-9219.

ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIĆ, D. **Fundamentals of Power Electronics**. 2 nd. ed. Boston, MA: Springer US, 2001. 871 p. ISSN 0096-3860. ISBN 079237270.

ESTEBAN, B.; SID-AHMED, M.; KAR, N. C. A Comparative Study of Power Supply Architectures in Wireless EV Charging Systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 11, p. 6408–6422, nov 2015. ISSN 0885-8993.

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**. 2015. 221 p. Tese (Doutorado) — Universidade de São Paulo - Escola de Engenharia de São Carlos, 2015.

FERNANDES, R. C.; OLIVEIRA, A. A. D. Comparative performance evaluation of magnetic couplers for Wireless Power Transfer applications. In: **2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)**. [S.l.]: IEEE, 2015. p. 1–6. ISBN 978-1-4799-8779-5.

FERNANDES, R. C.; OLIVEIRA, A. A. J. D. Tópicos selecionados sobre o estado-da-arte em transferência indutiva de potência. **Eletrônica de Potência**, v. 19, p. 58–71, 2014.

GREEN, A. 10 kHz inductively coupled power transfer - concept and control. In: **Proceedings of 5th International Conference on Power Electronics and Variable-Speed Drives**. [S.l.]: IEE, 1994. v. 1994, n. 399, p. 694–699. ISBN 05379989. ISSN 05379989.

HAUS, H.; HUANG, W. Coupled-mode theory. **Proceedings of the IEEE**, v. 79, n. 10, p. 1505–1518, 1991. ISSN 00189219.

HUTIN, M.; LEBLANC, M. **Transformer system for electric railway**. [S.l.]: US 527.857, 1894.

ICNIRP, I. C. o. N.-I. R. P. **Guidelines for limiting exposure to time-varying electric and magnetic fields (1 Hz to 100 Khz)**. Oberschleissheim, Alemanha: Health Physics Society, 2010. 104–112 p.

JAWAD, A. M. et al. Opportunities and Challenges for Near-Field Wireless Power Transfer: A Review. **Energies**, v. 10, n. 7, p. 1022, jul 2017. ISSN 1996-1073.

KALWAR, K. A.; AAMIR, M.; MEKHILEF, S. Inductively coupled power transfer (icpt) for electric vehicle charging : A review. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 47, p. 462–475, 2015. ISSN 13640321.

KAZIMIERCZUK, M. K.; CZARKOWSKI, D. **Resonant power converters**. 2nd. ed. Singapore: John Wiley & Sons, Inc, 2011. 632 p. ISBN 9780470905388.

KEELING, N.; COVIC, G.; BOYS, J. A Unity-Power-Factor IPT Pickup for High-Power Applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 57, n. 2, p. 744–751, feb 2010. ISSN 0278-0046.

KIANI, M.; GHOVANLOO, M. The Circuit Theory Behind Coupled-Mode Magnetic Resonance-Based Wireless Power Transmission. **IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers**, v. 59, n. 9, p. 2065–2074, sep 2012. ISSN 1549-8328.

LI, S. et al. A Double-Sided LCC Compensation Network and Its Tuning Method for Wireless Power Transfer. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, v. 64, n. 6, p. 2261–2273, 2015. ISSN 0018-9545.

LI, S.; MI, C. C. Wireless Power Transfer for Electric Vehicle Applications. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 3, n. 1, p. 4–17, mar 2015. ISSN 2168-6777.

LI, W. et al. Comparison Study on SS and double-sided LCC compensation topologies for EV/PHEV Wireless Chargers. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, v. 65, n. 6, p. 4429–4439, 2016. ISSN 00189545.

LIN, F. Y.; COVIC, G. A.; BOYS, J. T. Evaluation of Magnetic Pad Sizes and Topologies for Electric Vehicle Charging. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 11, p. 6391–6407, nov 2015. ISSN 0885-8993.

LU, B. et al. Optimal Design Methodology for LLC Resonant Converter. In: **Twenty-First Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC '06**. [S.l.]: IEEE, 2006. p. 533–538. ISBN 0-7803-9547-6. ISSN 1048-2334.

MAXWELL, J. C. **A treatise on electricity and magnetism**. 1. ed. Londres: [s.n.], 1873. v. 1. 500 p. ISSN 1098-6596. Disponível em: <<http://ebooks.cambridge.org/ref/id/CBO9781107415324A009>>.

MEEKER, D. **Finite Element Method Magnetics : OctaveFEMM User ' s Manual**. 2010. 1–59 p. Disponível em: <<http://www.femm.info/wiki/MagneticsTutorial>>.

_____. **Finite element method magnetics - FEEM 4.2 User Manual**. 2015. 161 p. Disponível em: <<http://www.femm.info/Archives/doc/manual42.pdf>>.

NILSSON, J. W.; RIEDEL, S. A. Circuitos Elétricos. In: . 6 ed.. ed. Rio de Janeiro: LTC, 2003. cap. 6, p. 656.

NOIA, L. D.; PIEGARI, L.; RIZZO, R. Evaluation of voltages and currents in an IPT system through Kalman Filter. In: **5th IET International Conference on Renewable Power Generation (RPG) 2016**. Institution of Engineering and Technology, 2016. v. 2016, p. 65 (6 .)–65 (6 .). ISBN 978-1-78561-300-5. Disponível em: <<http://digital-library.theiet.org/content/conferences/10.1049/cp.2016.0586>>.

POLYCARPOU, A. C. **Introduction to the Finite Element Method in Electromagnetics**. [S.l.: s.n.], 2006. 1–126 p. ISSN 1932-1252. ISBN 1598290460.

PRIMOVE. **PRIMOVE for trams**. 2017. Disponível em: <<http://primove.bombardier.com/applications/tram.html>>.

QUALCOMM. **The future of charging is surprisingly simple**. 2017. Disponível em: <<https://www.qualcomm.com/products/halo/features>>.

RASHID, M. **Eletrônica de Potência: Circuitos, Dispositivos e Aplicações**. São Paulo: MAKRON Book do Brasil, 1999. 844 p. ISBN 85-346-0598-X.

SALLAN, J. et al. Optimal Design of ICPT Systems Applied to Electric Vehicle Battery Charge. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 56, n. 6, p. 2140–2149, jun 2009. ISSN 0278-0046. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/4787071/>>.

SI, P. et al. A Frequency Control Method for Regulating Wireless Power to Implantable Devices. **IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems**, v. 2, n. 1, p. 22–29, mar 2008. ISSN 1932-4545.

SU, W. et al. A Survey on the Electrification of Transportation in a Smart Grid Environment. **IEEE Transactions on Industrial Informatics**, v. 8, n. 1, p. 1–10, feb 2012. ISSN 1551-3203. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6051485/>>.

THORTON. **Catálogo de Ferrite**. Vinhedo-SP: Thorton Eletrônica Ltda, 2015. 166 p. Disponível em: <<http://www.thornton.com.br/pdf/CATALOGOTHORNTON.pdf>>.

THRIMAWITHANA, D. J.; MADAWALA, U. K. A primary side controller for inductive power transfer systems. In: **2010 IEEE International Conference on Industrial Technology**. IEEE, 2010. p. 661–666. ISBN 978-1-4244-5695-6. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=5472724>>.

VU, V.-B. et al. A new method to implement the constant Current-Constant Voltage charge of the Inductive Power Transfer system for Electric Vehicle applications. In: **2016 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific)**. [S.l.]: IEEE, 2016. p. 449–453. ISBN 978-1-5090-1272-5.

WANG, C.-S.; STIELAU, O.; COVIC, G. Design Considerations for a Contactless Electric Vehicle Battery Charger. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 52, n. 5, p. 1308–1314, oct 2005. ISSN 0278-0046.

WU, H. H. et al. A High Efficiency 5 kW Inductive Charger for EVs Using Dual Side Control. **IEEE Transactions on Industrial Informatics**, v. 8, n. 3, p. 585–595, aug 2012. ISSN 1551-3203.

ZAHEER, M.; SURI, J. S.; NEMADE, H. B. Primary side control based inductively coupled powering scheme for biomedical implants. In: **Proceedings of 2012 IEEE-EMBS International Conference on Biomedical and Health Informatics**. IEEE, 2012. v. 25, n. Bhi, p. 174–179. ISBN 978-1-4577-2177-9. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6211538/>>.

ZHENG, C. et al. Design Considerations to Reduce Gap Variation and Misalignment Effects for the Inductive Power Transfer System. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 11, p. 6108–6119, nov 2015. ISSN 0885-8993.

Apêndices

APÊNDICE A – DEDUÇÃO DAS EQUAÇÕES PARA REALIZAR A SINTONIA DAS MALHAS LCC PRESENTES NOS CIRCUITOS PRIMÁRIO E SECUNDÁRIO DE UM SISTEMA TIP

É apresentado neste apêndice a dedução das equações que são utilizadas para sintonizar a malha ressonante da Figura 56.

Figura 56 – Circuito TIP com topologia de compensação duplo LCC.

Fonte: (LI et al., 2015)

Considerando que o indutor L_{fp} está em ressonância com o capacitor C_{fs} pode-se afirmar que o módulo da impedância destes elementos são iguais, logo:

$$\omega_0 L_{fp} = \frac{1}{\omega_0 C_{fp}}$$

Portanto,

$$L_{fp} \cdot C_{fp} = \frac{1}{\omega_0^2}$$

Realizando a mesma análise no circuito secundário da Figura 56, têm se:

$$L_{fs} \cdot C_{fs} = \frac{1}{\omega_0^2}$$

Como foi discutido no capítulo 4, uma malha LCL se comporta como uma carga resistiva quando os indutores possuem o mesmo valor de indutância. A malha ressonante no circuito primário da Figura 56 pode ser considerada uma malha LCL se $1/(j\omega_0 C_p) < j\omega_0 L_p$, pois a reatância equivalente $X_{e1} = j\omega_0 L_p + \frac{1}{j\omega_0 C_p}$ possui característica de uma carga indutiva e pode ser representada por

$$X_{e1} = j\omega_0 L_{e1}$$

onde L_{e1} é uma indutância equivalente.

Para que ocorra a ressonância $|X_{e1}|$ deve ser igual a $\omega_0 L_{fp}$, portanto:

$$\omega_0 L_p + \frac{1}{\omega_0 C_p} = \omega_0 L_{fp}$$

$$L_p - L_{fp} = \frac{1}{\omega_0^2 C_p}$$

Fazendo a mesma análise na malha ressonante do circuito secundário obtém-se:

$$L_s - L_{fs} = \frac{1}{\omega_0^2 C_s}$$

Logo o conjunto de equações usadas para sintonizar as malhas LCC do circuito da Figura 56 são:

$$L_{fp} \cdot C_{fp} = \frac{1}{\omega_0^2} \tag{A.1}$$

$$L_{fs} \cdot C_{fs} = \frac{1}{\omega_0^2} \tag{A.2}$$

$$L_p - L_{fp} = \frac{1}{\omega_0^2 C_p} \tag{A.3}$$

$$L_s - L_{fs} = \frac{1}{\omega_0^2 C_s} \tag{A.4}$$