ALEXANDRE HOTZ MORET

**Estudo e projeto de um sistema de transferência de energia elétrica sem fio com
compensação capacitiva e baseado no transformador de bobinas em espirais planas
fracamente acopladas**

SÃO PAULO

2018

ALEXANDRE HOTZ MORET

Estudo e projeto de um sistema de transferência de energia elétrica sem fio com compensação capacitiva e baseado no transformador de bobinas em espirais planas fracamente acopladas

Dissertação apresentada à Escola Politécnica da Universidade de São Paulo para obtenção do título de Mestre em Ciências.

SÃO PAULO

2018

ALEXANDRE HOTZ MORET

Estudo e projeto de um sistema de transferência de energia elétrica sem fio com compensação capacitiva e baseado no transformador de bobinas em espirais planas fracamente acopladas

Dissertação apresentada à Escola Politécnica da Universidade de São Paulo para obtenção do título de Mestre em Ciências.

Área de Concentração: Sistemas de Potência

Orientador: Prof. Dr. Lourenço Matakas Jr.

SÃO PAULO

2018

Autorizo a reprodução e divulgação total ou parcial deste trabalho, por qualquer meio convencional ou eletrônico, para fins de estudo e pesquisa, desde que citada a fonte.

Este exemplar foi revisado e corrigido em relação à versão original, sob responsabilidade única do autor e com a anuência de seu orientador.

São Paulo, _____ de _____ de _____

Assinatura do autor: _____

Assinatura do orientador: _____

Catálogo-na-publicação

Moret, Alexandre Hotz

Estudo e projeto de um sistema de transferência de energia elétrica sem fio com compensação capacitiva e baseado no transformador de bobinas em espirais planas fracamente acopladas / A. H. Moret -- versão corr. -- São Paulo, 2018.

175 p.

Dissertação (Mestrado) - Escola Politécnica da Universidade de São Paulo. Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétricas.

1.Transferência indutiva de potência (IPT) 2.Compensação capacitiva
3.Transferência de energia sem fio (WPT) I.Universidade de São Paulo.
Escola Politécnica. Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétricas II.t.

*Aos meus estimados pais
Joaquim Hotz Moret e Neusa Maria Moret,
à minha amada esposa e
ao meu adorado filho.*

AGRADECIMENTOS

A Deus, no mais amplo entendimento, pela oportunidade.

À minha esposa Rosilene Nascimento Hotz, pela compreensão, irrestrito apoio e paciência.

Ao meu filho Bento Joaquim Nascimento Hotz, por compreender minha ausência e preencher o pouco tempo livre juntos com carinho e alegria.

À minha sogra Maria Dulcinéia Silva Nascimento, pelo suporte e dedicação a mim e a minha família durante o desenvolvimento deste trabalho.

Ao Prof. Dr. Lourenço Matakas Junior, por acreditar e me fazer acreditar. Por me motivar quando eu esperava ser cobrado e me desafiar quando eu parecia satisfeito. Enfim, por toda ajuda, orientação e dedicação a este trabalho.

Ao Prof. Dr. Wilson Komatsu, pela franqueza, valiosos conselhos e assertivas revisões.

Ao Prof. Dr. Walter Kaiser, pelo acolhimento e suporte.

Ao Prof. Dr. Luiz Lebensztajn, pelas revisões e contribuições.

Ao Lucas Monogios Koleff, pela imensa prestatividade e as valiosas dicas.

Aos meus colegas do Laboratório de Eletrônica de Potência (LEP) pelo companheirismo, confiança e apoio.

“O período de maior ganho em conhecimento e experiência é o período mais
difícil da vida de alguém”

—Dalai Lama

RESUMO

MORET, A. H. **Estudo e projeto de um sistema de transferência de energia elétrica sem fio com compensação capacitiva e baseado no transformador de bobinas em espirais planas fracamente acopladas**. 2018. 200 p. Dissertação (Mestrado) – Escola Politécnica, Universidade de São Paulo, São Paulo, 2018.

Recentemente os sistemas de transferência de energia sem fio WPT (do inglês *Wireless Power Transfer*) têm sido amplamente estudados com o propósito de alimentar eficientemente diversos tipos de cargas através de técnicas específicas, dentre elas destaca-se a transferência capacitiva de potência CPT (do inglês *Capacitive Power Transfer*) e a transferência indutiva de potência IPT (do inglês *Inductive Power Transfer*), sendo esta última objeto deste estudo. Em um sistema de transferência indutiva de potência a carga é alimentada através de um transformador fracamente acoplado. Em função do elevado espaçamento entre as bobinas primária e secundária, da ausência de núcleo magnético, ou o emprego do núcleos divididos e separados por um grande entreferro, o transformador apresenta alta reatância de dispersão e baixa reatância de magnetização, o que resulta em elevadas correntes, baixa eficiência e regulação da tensão ruim quando houver variação da carga. Com o intuito de aumentar a eficiência e melhorar a regulação de tensão (ou corrente) são aplicadas compensações capacitivas em ambos os lados do transformador, elevando o número de elementos reativos, o que dificulta a compreensão do seu comportamento. Adicionalmente, as diversas configurações geométricas possíveis para a construção das bobinas dificultam a otimização do projeto de transferência indutiva de potência. Esta dissertação analisa e compara as estratégias de compensação série-série (SS) e série-paralela (SP) sob diversos pontos de vista, identificando pontos de operação relevantes nos quais o sistema atua como uma fonte de corrente ou de tensão em malha aberta, modela os elementos que constituem um sistema de transferência indutiva de potência para alcançar à eficiência requisitada. Adicionalmente este trabalho lista os impactos na fonte e na carga quando do desvio das condições nominais de operação e dá diretrizes que permitem escolher os elementos de um sistema IPT. Na sequência esta dissertação propõe as diretrizes para a construção do transformador com valores predefinidos de fator de qualidade, indutâncias próprias e fator de acoplamento. Por fim, o presente trabalho dimensiona

e confecciona alguns sistemas IPT a partir de uma lista de especificações, usando uma metodologia de projeto baseada em fórmulas aproximadas e a valida experimentalmente.

Palavras-chave: Transferência indutiva de potência (IPT). Compensação capacitiva. Transferência de energia sem fio (WPT).

ABSTRACT

MORET, A. H. **Study and design of a wireless power transfer system with capacitive compensation based on weakly coupled transformer made of flat spiral coils.** 2018. 200 p. Dissertação (Mestrado) – Escola Politécnica, Universidade de São Paulo, São Paulo, 2018.

Recently Wireless Power Transfer (WPT) is widely studied in order to efficiently feed many different kinds of loads using specific techniques, such as Capacitive Power Transfer (CPT) and Inductive Power Transfer (IPT). IPT system relies on large air gap and loosely coupled transformer which will be studied in this work. Due to the large separation between the primary and secondary coils, the absence of a magnetic core, or the presence of split cores the transformer presents large leakage inductances, resulting in poor voltage regulation against load variation. Moreover, the low magnetizing inductance results in high magnetizing currents, reducing the overall efficiency. In order to improve the WPT performance, capacitive compensation techniques are applied in both sides of the transformer. Series compensation is commonly used at the primary side of the WPT transformer while Series or Parallel compensation is eligible to the secondary side. In addition, the loosely coupled transformer must be designed, in spite of the complex relationship between the various electrical and geometrical parameters of the coils that complicates the transformer construction and its optimization. This work compares Series-Series and Series-Parallel compensation strategies based on a simple approach, comprehensively highlighting the pro and cons of each one. Also the open loop operation in voltage source and current source modes, and the effect of the gap length for both compensation strategies are discussed. Moreover, the elements that constitute an inductive power transfer system are modeled in order to achieve the required efficiency. This research also proposes some guidance to build the transformer with high figure-of-merit and coupling. Finally, the present work designs and builds few IPT systems that satisfies a set of specifications, based on a simplified design procedure. The proposed design methodology is experimentally validated.

Keywords: Series-parallel compensation. Series-series compensation. Wireless power transfer (WPT). Inductive Power Transfer (IPT).

LISTA DE SIGLAS

AAMI	Association for the Advancement of Medical Instrumentation
ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
AC	Alternating Current
ANSI	American National Standards Institute
AW4P	Alliance for Wireless Power
AWG	America Wire Gauge
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CCSP	Compensação Capacitiva Série-Paralelo
CCSS	Compensação Capacitiva Série-Série
CISPR	Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques
CPT	Capacitive Power Transfer
CSI	Current Source Inverter
DC	Direct Current
EMC	Electromagnetic compatibility
EMF	Electromagnetic fields
EMI	Electromagnetic Interference
ESR	Effective Series Resistance
FCC	Federal Communications Commission
FDA	Food and Drug Administration
FEM	Finite Element method
FP	Fator de Potência
HF	High Frequency
ICNIRP	International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection

IEC	International Electrotechnical Commission
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IPT	Inductive Power Transfer
ISO	International Organization for Standardization
LF	Low Frequency
PWM	Pulse Width Modulation
SAE	Society of Automotive Engineers
SAR	Specific Absorption Rate
SP	Série-Paralelo
SRF	Self-Resonance Frequency
SS	Série-Série
TET	Transcutaneous Energy Transfer
UL	Underwriters Laboratories
US FDA	United States Food and Drug Administration
VSI	Voltage Source Inverter
WSTF	Wireless Strategy Task Force
WTP	Wireless Power Transfer
ZCS	Zero Current Switching
ZPA	Zero Phase Angle
ZVS	Zero Voltage Switching

LISTA DE SÍMBOLOS

Símbolo	Descrição
$\dot{I}_{out_s}$	Fasor de valor eficaz da corrente na carga equivalente R'_{es} na CCSS
$\dot{I}_{out_sp}$	Fasor de valor eficaz da corrente na carga equivalente R'_{ep} na CCSP
$\dot{I}_1$	Corrente no primário no modelo T sem compensação capacitiva
$\dot{I}_{1_sp}$	Fasor de valor eficaz da corrente no primário na CCSP
$\dot{I}_{1_s}$	Fasor de valor eficaz da corrente no primário na CCSS
$\dot{I}_2$	Corrente no secundário no modelo T sem compensação capacitiva
$\dot{I}_{2_sp}$	Fasor de valor eficaz da corrente no secundário na CCSP
$\dot{I}_{2_s}$	Fasor de valor eficaz da corrente no secundário na CCSS
$\dot{I}_{C2_sp}$	Fasor de valor eficaz da corrente no capacitor secundário na CCSP
$R'_{ep_ótima}$	Resistência equivalente paralela para maior eficiência.
$R'_{es_ótima(FH')}$	Resistência equivalente série para maior eficiência em F_H' .
$R'_{es_ótima}$	Resistência equivalente série para maior eficiência
$\dot{V}_{in}$	Fasor de valor eficaz que representa a fundamental da tensão v_{in}
$\dot{V}_m$	Fasor de valor eficaz da tensão sobre $j\omega M$ no modelo T
$\dot{V}_{m_sp}$	Fasor de valor eficaz da tensão sobre $j\omega M$ na CCSP no modelo T
$\dot{V}_{ms}$	Fasor de valor eficaz da tensão sobre $j\omega M$ na CCSS no modelo T
$\dot{V}_{out_s}$	Fasor de valor eficaz da tensão sobre a carga R'_{es} na CCSS
$\dot{V}_{out_sp}$	Fasor de valor eficaz da tensão sobre a carga R'_{ep} na CCSP
Q_{p_sp}	Fator de qualidade do primário na CCSP
Q_{p_s}	Fator de qualidade do primário na CCSS
$Q_{s_s_ideal}$	Fator de qualidade do secundário ideal na CCSS
Q_{s_s}	Fator de qualidade do secundário com perdas na CCSS

Q_{s_sp}	Fator de qualidade do secundário com perdas na CCSP
$Q_{s_sp_ideal}$	Fator de qualidade do secundário ideal na CCSP
C_0	Capacitor do retificador
C_{1_sp}	Capacitor do primário empregado na compensação série-paralela
C_{1s}	Capacitor série do primário
C_{2_sp}	Capacitor do secundário empregado na compensação série-paralela
C_{2s}	Capacitor série do secundário
D_{in}	Diâmetro interno da bobina
D_{in_1}	Diâmetro interno da bobina primária
D_{in_2}	Diâmetro interno da bobina secundária
D_{out}	Diâmetro externo da bobina
F_H	Frequência de ressonância superior a F_o
F_H'	Frequência de ressonância superior a F_o e igual a 100 kHz
F_L	Frequência de ressonância inferior a F_o
F_L'	Frequência de ressonância inferior a F_o e igual a 100 kHz
F_o	Frequência em que o conversor apresenta FP nulo no primário
F_o'	Frequência de 100 kHz em que o conversor apresenta FP nulo
F_{p_s}	Frequência de ressonância natural do primário na CCSS
F_{p_sp}	Frequência de ressonância natural do primário para compensação SP
F_s	Frequência de chaveamento do inversor
F_{s_s}	Frequência de ressonância do secundário na CCSS
F_{s_sp}	Frequência de ressonância do secundário para compensação SP
G_{I_S}	Ganho de corrente na CCSS
$G_{I_S@F0(ideal)}$	Ganho de corrente na CCSS para o transformador ideal
$G_{I_S@F0}$	Ganho de corrente na CCSS operando em F_o

G_{I_sp}	Ganho de corrente na CCSP
$G_{I_sp@F0(ideal)}$	Ganho de corrente na CCSP para o transformador ideal
G_{V_s}	Ganho de tensão na CCSS
G_{V_sp}	Ganho de tensão na CCSP
$G_{V_sp@F0(ideal)}$	Ganho de tensão na CCSP para o transformador ideal
$I_{2_s(1)pico}$	Valor de pico da fundamental da corrente de entrada no retificador
I	Amplitude da corrente em uma bobina
I_1	Amplitude da corrente no enrolamento primário de um transformador
I_{CC}	Valor de pico da corrente na entrada do retificador na CCSP
I_{CC}	Valor médio da corrente na carga R_L conectada ao retificador
I_{FONTE_CC}	Corrente média drenada da fonte CC
I_{RL_S}	Corrente na carga R_L na compensação série-série
I_{RL_SP}	Corrente na carga R_L na compensação série-paralela
$I_{ent_pico(1)}$	Valor de pico da fundamental da corrente de saída do inversor
L_1	Indutância própria da bobina primária do transformador
L_2	Indutância própria da bobina secundária do transformador
L_f	Indutor em série com a carga R_L no retificador usado na CCSP
$M_{12(avg)}$	Indutância mútua calculada a partir do raio médio das bobinas
N_1	Número de espiras no primário do transformador
N_2	Número de espiras no secundário do transformador
P_{in_s}	Potência ativa fornecida pelo inversor na CCSS
P_{in_sp}	Potência ativa fornecida pelo inversor na CCSP
P_{out_s}	Potência ativa sobre a carga equivalente R'_{es}

P_{out_sp}	Potência ativa sobre a carga equivalente R'_{ep}
Q_1	Fator de qualidade da bobina primária
Q_2	Fator de qualidade da bobina secundária
R'_{ep}	R_{ep} considerando queda de tensão nos diodos
R'_{es}	R_{es} considerando queda de tensão nos diodos
R_1	Resistência AC da bobina primária
R_{1_avg}	Raio médio da bobina primária
R_{1_avg}	Raio médio da bobina secundária
R_2	Resistência AC da bobina secundária
R_L	Resistência da carga conectada na saída do retificador
R_{ac}	Resistência em corrente alternada de um fio ou bobina
R_{carga}	Resistência de carga conectada ao secundário do transformador
R_{ep}	Resistência equivalente paralela
R_{es}	Resistência equivalente série
V_d	Queda de tensão no diodo do retificador
$V_{out_sp(1)pico}$	Valor de pico da fundamental da tensão que alimenta o retificador
V_{RL_S}	Tensão sobre a carga R_L com compensação série-série
V_{RL_S}	Tensão sobre a carga R_L com compensação série-série
V_{RL_SP}	Tensão sobre a carga R_L com compensação série-paralela
V_{cc}	Tensão na saída do retificador
$V_{in(1)}$	Valor eficaz de $V_{in(1)}(t)$
$V_{in(1)}(t)$	Componente fundamental da tensão de saída do inversor
Z_{ent_s}	Impedância de entrada na compensação série-série
$Z_{ent_s@F0}$	Impedância de entrada na compensação série-série operando em F_o
Z_{ent_sp}	Impedância de entrada na compensação série-paralela

Z_m	Reatância de magnetização
Z_{p_sp}	Impedância no ramo primário para CCSP no modelo T
Z_{pri_s}	Impedância do primário na compensação série-série
Z_{pri_sp}	Impedância do primário na compensação série-paralela
Z_{ps}	Impedância do ramo primário na CCSS no modelo T
Z_r	Impedância do secundário refletida para o primário
Z_{r_s}	Impedância refletida para o primário na compensação série-série
Z_{r_sp}	Impedância refletida para o primário na compensação série-paralela
Z_{r_sp0}	Impedância refletida para o primário na compensação SP em F_o
Z_{s_sp}	Impedância no ramo secundário para CCSP no modelo T
Z_{sec}	Impedância do lado secundário do transformador
Z_{sec_s}	Impedância do secundário na compensação série-série
Z_{sec_sp}	Impedância do secundário na compensação série-paralela
Z_{ss}	Impedância do ramo secundário na CCSS no modelo T
a	Raio do anel circular da bobina primária em metros
b	Raio do anel circular da bobina secundária em metros
d_{avg}	Média entre o diâmetro externo e o diâmetro interno da bobina
$i_{2_s}(t)$	Corrente no secundário na CCSS
$i_{2_sp}(t)$	Corrente no secundário na CCSP
$i_{ent(1)}$	Fundamental da corrente de saída do inversor
$i_{out_sp(1)}(t)$	Componente fundamental de $i_{out_sp}(t)$
$i_{out_sp}(t)$	Corrente na entrada do retificador na CCSP
$j\omega L_{1_lk}$	Reatância de dispersão do primário do modelo T
$j\omega L_{2_lk}$	Reatância de dispersão do secundário do modelo T
$v_{out_sp}(t)$	Tensão senoidal na entrada do retificador na CCSP

$v_{out_sp}(t)$	Tensão senoidal que alimenta o retificador na CCSP
$v_{in}(t)$	Tensão quadrada na saída do inversor
$v_{out_s(1)}(t)$	Componente fundamental de $v_{out_s}(t)$
$v_{out_s}(t)$	Tensão quadrada na entrada do retificador na CCSS
η_{1s}	Eficiência do lado primário do transformador na CCSS
η_{1sp}	Eficiência do lado primário do transformador na CCSP
η_{2s}	Eficiência do lado secundário do transformador na CCSS
η_{2sp}	Eficiência do lado secundário do transformador na CCSP
η_{ss}	Eficiência na CCSS
$\eta_{ss@F_0}$	Eficiência na CCSS operando em F_0
$\eta_{ss_max(F_0)}$	Eficiência máxima na CCSS em função da figura de mérito do sistema
η_{sp}	Eficiência na CCSP
φ_s	Ângulo entre a fundamental da tensão e da corrente do inversor
ω_0	Frequência angular em que o conversor apresenta FP nulo
β_1	Coeficiente de ajuste da equação de $k(d)$
β_2	Coeficiente de ajuste da equação de $k(d)$
ω_H	Frequência angular de ressonância superior a F_0
s	espaçamento entre condutores da bobina
t	Tempo
w	diâmetro do condutor da bobina
A	Área da espira envolvida pela corrente
B	Densidade de fluxo magnético
E	Valor nominal da fonte CC
F	Frequência
H	Intensidade de campo magnético

L	Indutância
$L(H)$	Indutância em H
$L(\mu H)$	Indutância em μH
M	Indutância mútua
N	Número de espiras
Q	Fator de qualidade da bobina
R	Resistência elétrica
d	Distância entre as bobinas primária e secundária
f	Frequência do sinal da fonte em Hz
$j\omega M$	Reatância de magnetização no modelo T
k	Coeficiente de acoplamento
l	Comprimento do fio da bobina em espiral plana
r	Raio da secção transversal do condutor em metros
s	Distância entre espiras
w	Bitola do fio da bobina
ϕ	Fluxo magnético
ϕ_{12}	Fluxo magnético mútuo
μ	Permeabilidade magnética do material
ρ	Fator de preenchimento da bobina
σ	Condutividade elétrica do material
ω	Frequência angular

SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO.....	23
1.1. ESTRUTURA DO TRABALHO	24
1.2. TRABALHOS PUBLICADOS DECORRENTES DESTA PESQUISA.....	26
2. SISTEMA DE TRANSFERÊNCIA INDUTIVA DE ENERGIA ELÉTRICA.....	27
2.1. VISÃO GERAL DO SISTEMA.....	27
2.2. INVERSORES USADOS EM IPT	29
2.2.1. Topologias	29
2.2.2. Modelo simplificado do inversor	31
2.3. COMPENSAÇÃO CAPACITIVA	32
2.3.1. Compensação no primário	33
2.3.2. Compensação no secundário.....	33
2.4. TRANSFORMADOR DE NÚCLEO DE AR	34
2.4.1. Parâmetros do transformador	34
2.4.1.1. Parâmetros geométricos das bobinas.....	34
2.4.1.2. Resistência CC e CA	35
2.4.1.3. Indutância, Indutância Mútua e Fator de Acoplamento.....	37
2.4.1.4. Fator de qualidade da bobina.....	38
2.4.2. Modelo de impedância mútua do transformador.....	38
2.4.3. Modelo T	39
2.5. MODELAGEM DO RETIFICADOR.....	40

2.5.1. Modelagem do retificador Tipo Fonte de Tensão (compensação SS) ..	40
2.5.2. Modelagem do retificador Tipo Fonte de Corrente (compensação SP)	43
2.6. NORMAS ASSOCIADAS AOS SISTEMAS DE WPT	45
2.7. CONSIDERAÇÕES SOBRE O CAPÍTULO	49
3. COMPENSAÇÃO SÉRIE-SÉRIE (SS).....	51
3.1. DEFINIÇÃO DE GANHO DE CORRENTE E DE TENSÃO	54
3.2. ANÁLISE DOS GANHOS DE TENSÃO E DE CORRENTE	55
3.3. CONVERSOR COM CCSS OPERANDO COMO FONTE DE CORRENTE	60
3.4. CONVERSOR COM CCSS OPERANDO COMO FONTE DE TENSÃO	61
3.5. ANÁLISE DA EFICIÊNCIA DO CIRCUITO COM CCSS	64
3.6. POTÊNCIA TRANSFERIDA PARA A CARGA.....	72
3.7. IMPACTOS NA FONTE E NA CARGA COM A VARIAÇÃO DE k	75
3.8. ANÁLISE DA IMPEDÂNCIA DE ENTRADA E FP NO INVERSOR.....	78
3.9. DIMENSIONAMENTO DE UM CONVERSOR COM COMPENSAÇÃO SS.....	83
3.9.1. Operação como fonte de corrente	83
3.9.2. Operação como fonte de tensão em F_H	86
3.9.3. Operação como fonte de tensão em F_L	87
3.9.4. Análise experimental do conversor com múltiplas cargas.....	88
3.10. CONCLUSÕES DO CAPÍTULO	90
4. COMPENSAÇÃO SÉRIE-PARALELA (SP).....	93
4.1. GANHO DE CORRENTE E DE TENSÃO.....	95

4.2. ANÁLISE DOS GANHOS DE TENSÃO E DE CORRENTE	96
4.3. CONVERSOR COM CCSP OPERANDO COMO FONTE DE CORRENTE	99
4.4. CONVERSOR COM CCSP OPERANDO COMO FONTE DE TENSÃO	99
4.5. ANÁLISE DA EFICIÊNCIA DO CIRCUITO COM CCSP	100
4.6. POTÊNCIA TRANSFERIDA PARA A CARGA.....	104
4.7. IMPACTOS NA FONTE E NA CARGA COM A VARIAÇÃO DE K	106
4.8. ANÁLISE DA IMPEDÂNCIA DE ENTRADA E FP NO INVERSOR.....	107
4.9. DIMENSIONAMENTO DE UM CONVERSOR COM COMPENSAÇÃO SP.....	109
4.9.1. Operação como fonte de tensão	109
4.9.2. Análise experimental do conversor com múltiplas cargas em F_0.....	113
4.9.3. Análise experimental do conversor com múltiplas cargas em F_L e F_H.....	114
4.10. CONCLUSÕES DO CAPÍTULO	115
5. ESTUDO DO TRANSFORMADOR DE BOBINAS PLANAS	117
5.1. MODELAGEM DA INDUTÂNCIA PRÓPRIA DE UMA BOBINA	117
5.2. MODELAGEM DA INDUTÂNCIA MÚTUA ENTRE DUAS BOBINAS	120
5.3. INFLUÊNCIA DO NÚMERO DE ESPIRAS NO FATOR DE QUALIDADE	123
5.4. INFLUÊNCIA DOS DIÂMETROS DA BOBINA NO FATOR DE QUALIDADE ..	124
5.5. INFLUÊNCIA DA BITOLA E ESPAÇAMENTO NO FATOR DE QUALIDADE ..	125
5.6. INFLUÊNCIA DO NÚMERO DE ESPIRAS NO FATOR DE ACOPLAMENTO ..	126
5.7. INFLUÊNCIA DOS DIÂMETROS DA BOBINA NO ACOPLAMENTO	126
5.8. CONCLUSÕES DO CAPÍTULO.....	127

6. PROJETO DE UM SISTEMA IPT	128
6.1.DIMENSIONAMENTO DE UM CONVERSOR COM COMPENSAÇÃO SS.....	128
6.2.DIMENSIONAMENTO DE UM CONVERSOR COM COMPENSAÇÃO SP.....	134
6.2.1. Operação como fonte de tensão	135
6.3.CONCLUSÕES DO CAPÍTULO.....	138
7. CONCLUSÕES E SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS	139
7.1.TRABALHOS FUTUROS.....	141
REFERÊNCIAS.....	143
APÊNDICE A - COMUTAÇÃO SUAVE NO INVERSOR	153
APÊNDICE B - RESISTÊNCIA EQUIVALENTE SÉRIE COM QUEDA DE TENSÃO NOS DIODOS DO RETIFICADOR.....	158
APÊNDICE C - RESISTÊNCIA EQUIVALENTE PARALELA COM QUEDA DE TENSÃO NOS DIODOS DO RETIFICADOR	161
APÊNDICE D - CONSIDERAÇÕES SOBRE O FENÔMENO DA BIFURCAÇÃO...	165
APÊNDICE E – INVERSOR UTILIZADO NO PROTÓTIPO	168
APÊNDICE F - GANHO DE TENSÃO NO IPT COM CCSP	170
APÊNDICE G - IMPEDÂNCIA REFLETIDA PARA O PRIMARIO NO SISTEMA IPT COM CCSP	172

1 INTRODUÇÃO

Recentemente os sistemas de transferência de energia sem fio WPT (do inglês *Wireless Power Transfer*) têm sido amplamente estudados com o propósito de alimentar eficientemente diversos tipos de cargas através de um transformador fracamente acoplado. Em função do elevado espaçamento entre as bobinas primárias e secundárias o transformador apresenta alta reatância de dispersão o que resulta em baixa eficiência e regulação ruim de tensão ou da corrente de saída quando houver variação da resistência de carga. Além disso, a baixa reatância de magnetização leva a uma corrente de primário elevada, que por sua vez aumenta as perdas na bobina e consequentemente degrada a eficiência global.

Com o intuito de aumentar a eficiência são aplicadas compensações capacitivas em ambos os lados do transformador. A compensação pode ser série ou paralela em ambos os lados, levando a um total de quatro combinações que precisam ser analisadas e compatibilizadas com os demais elementos do sistema.

Nos últimos anos houve um aumento de publicações acerca deste tema, no entanto os impactos no inversor e na carga para cada uma das quatro combinações supracitadas são muitas vezes negligenciados quando do desenvolvimento de aplicações específicas, outras vezes são interpretados de maneira particularizada, culminando em conclusões válidas somente quando um grupo de parâmetros é pré-fixado.

Dada a ausência de conexão elétrica entre primário e o secundário do transformador, a operação em malha fechada torna-se complexa e onerosa, entretanto diversas aplicações requerem tensão ou corrente de saída constantes independentemente das variações do valor das resistência de carga. A possibilidade de manter estas grandezas do secundário reguladas dentro de uma faixa aceitável, operando em malha aberta, torna o sistema de transferência de energia sem fio bastante atrativo.

A escolha adequada dos elementos do inversor, da topologia de compensação, da frequência de trabalho e das características elétricas e geométricas do

transformador permite minimizar as perdas em todo o sistema e, assim maximizar a eficiência do conjunto.

O projeto de um sistema de transferência indutiva de potência requer o conhecimento prévio das características da carga, tais quais potência em regime permanente, tensão eficaz, corrente de operação e a faixa de variação destes valores ao longo do funcionamento. Além destes parâmetros, a eficiência e as restrições geométricas das bobinas precisam ser conhecidas com o intuito de avaliar os impactos em caso de desvio da condição nominal de operação.

Esta dissertação tem como objetivo analisar, esclarecer e comparar as estratégias de compensação SS e SP sob diversos pontos de vista, identificar pontos de operação relevantes em que o sistema atue como uma fonte de corrente ou tensão em malha aberta, modelar os elementos que constituem um sistema de transferência indutiva de potência a fim de se alcançar a eficiência requisitada. Adicionalmente é foco deste trabalho listar os impactos na fonte e na carga quando do desvio das condições nominais de operação e dar diretrizes que permitam escolher os elementos que irão compor o inversor, o transformador e o retificador. Na sequência esta dissertação propõe as diretrizes para a construção do transformador com elevado fator de qualidade e fator de acoplamento. Por fim, o presente trabalho visa confeccionar um ou mais transformadores que atendam as premissas de um projeto, implementar um sistema IPT para experimentalmente validar os resultados obtidos analiticamente, e apresentar um procedimento de projeto de fácil compreensão.

1.1 ESTRUTURA DO TRABALHO

O capítulo um faz uma breve introdução do sistema de transferência de energia sem fio, apresentando os benefícios, desafios destes sistemas, os objetivos deste trabalho e a estrutura da dissertação.

O capítulo dois mostra os componentes do sistema WPT e exhibe os modelos matemáticos elementares que representam o inversor e o transformador. Em seguida justifica-se a necessidade da compensação capacitiva, e finalmente demonstra-se que o conjunto “carga, retificador e filtro CC” pode ser representado por uma carga resistiva equivalente.

O capítulo três faz uma análise aprofundada da compensação série-série, apresentando detalhadamente as equações que regem seu funcionamento. O comportamento e funcionamento do sistema é apresentado e destacam-se os impactos no inversor e na carga nas diversas frequências de operações, e também os efeitos na tensão e na corrente de saída quando da variação da impedância da carga. Resultados de simulações são apresentados para cada condição de funcionamento e também para alguns cenários de projetos. Por fim, um protótipo com CCSS é calculado e implementado a partir das especificações de um projeto, e os resultados experimentais são confrontados com os obtidos analiticamente. No entanto, neste capítulo não se detalha a construção do transformador.

O capítulo quatro apresenta o estudo da compensação série-paralela nos moldes do que foi feito no capítulo três para a compensação série-série. O transformador utilizado neste capítulo é o mesmo construído para a CCSS.

O capítulo cinco analisa exclusivamente o transformador, alterações em suas grandezas elétricas e geométricas são confrontadas com as alterações no fator de acoplamento e fator de qualidade da bobina. Também são apresentadas fórmulas simplificadas para se obter as dimensões da bobina (diâmetros interno e externo, número de espiras, etc.) em função dos valores das indutâncias próprias e mútua desejadas e da distância entre bobinas especificada. Finalmente algumas bobinas são construídas, medidas e os resultados práticos e teóricos são comparados.

O capítulo seis traz algumas demandas de projetos e características de cargas a serem alimentadas por um sistema IPT. A partir destas especificações os elementos de circuitos são calculados, os parâmetros elétricos e geométricos dos transformadores são dimensionados e um novo protótipo é construído com base nos fundamentos apresentados nos capítulos anteriores. Finalmente os resultados práticos são expostos e comentados.

As considerações finais do trabalho são apresentadas no capítulo sete juntamente com possíveis temas de pesquisas para trabalhos futuros.

1.2 TRABALHOS PUBLICADOS DECORRENTES DESTA PESQUISA

Moret, A. H.; Matakas Junior, L. **Analysis of the possibilities for control-free voltage and current source operation of “wireless power transfer - wpt” systems**. *IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*, Fortaleza, 2015, pp. 1-6.doi: 10.1109/COBEP.2015.7420196

2 SISTEMA DE TRANSFERÊNCIA INDUTIVA DE ENERGIA ELÉTRICA

Este capítulo descreve os componentes do sistema WPT e exibe os modelos matemáticos elementares que representam o inversor e o transformador. Em seguida justifica-se a necessidade da compensação capacitiva e, finalmente, demonstra-se que o conjunto “carga, retificador e filtro CC” pode ser representado por uma carga resistiva equivalente.

2.1 VISÃO GERAL DO SISTEMA

O sistema de transferência indutiva de potência é composto por diversos estágios em série. O primeiro é um inversor responsável pela conversão da tensão contínua proveniente de fonte CC em alternada com frequência da ordem de algumas dezenas de kHz.

A figura 2.1 apresenta o diagrama de blocos de um sistema IPT em que se observa a presença do inversor. O inversor alimenta o primário do transformador através dos capacitores de compensação. O secundário do transformador transfere para o retificador a energia obtida através do acoplamento indutivo com o primário. Nota-se também a presença de elementos destinados à compensação do lado secundário do transformador. O retificador trabalha em frequências de dezenas de kHz e sua arquitetura sofrerá alteração em função da topologia de compensação capacitiva adotada. O retificador é responsável pela conversão CA/CC alimentando a carga.

Figura 2.1. Diagrama em blocos do sistema IPT.

Fonte: Produção do próprio autor

Os componentes situados no primário do transformador terão índice 1, e os posicionados no secundário receberão o índice 2. Os capacitores empregados na compensação capacitiva série-série (CCSS) terão índice s , enquanto que os empregados na compensação capacitiva série-paralela (CCSP) levarão o índice $_{sp}$ conforme ilustra a figura 2.2

Figura 2.2. IPT. (a) Circuito CCSS (b) Circuito CCSP

Fonte: Produção do próprio autor

A figura 2.2 apresenta os circuitos elétricos que serão analisados nos capítulos subsequentes. A figura 2.2a traz o circuito de um sistema IPT com compensação capacitiva série-série (CCSS), de tal forma que o capacitor denominado C_{1s} é colocado

em série entre o inversor e o primário do transformador. Um segundo capacitor, C_{2s} , do lado secundário do transformador, também é inserido em série, interligando a bobina secundária com a carga. A figura 2.2b representa o sistema com compensação capacitiva série-paralela (CCSP), na qual se observa o emprego de um capacitor também em série no primário, nomeado C_{1sp} , e um capacitor C_{2sp} posicionado em paralelo com a carga no secundário.

O emprego da compensação série-série requer o uso de conversores (CC-CA e CA-CC) do tipo fonte de tensão, enquanto que a compensação série-paralela demanda um conversor CC-CA do tipo fonte de tensão e um conversor CA-CC do tipo fonte de corrente. Neste trabalho será sempre empregada a compensação série no primário, portanto apenas o inversor tipo fonte de tensão no primário será considerado.

2.2 INVERSORES UTILIZADOS EM IPT

Os inversores de potência são conversores que realizam a transformação CC-CA, podendo trabalhar com frequência fixa ou variável. Os inversores podem ainda ser classificados como inversores tipo fonte de corrente (CSI) ou fonte de tensão (VSI).

2.2.1 Topologias

Neste trabalho será empregado o inversor do tipo fonte de tensão devido à sua menor complexidade e custo, fatores responsáveis pela sua larga utilização em aplicações que vão desde potências de alguns watts até aplicações em sistemas de potência. O inversor do tipo fonte de corrente tem como principais desvantagens a necessidade de um indutor e de chaves bidirecionais em tensão. Os inversores utilizados trabalharão em frequência fixa e a magnitude da tensão de saída do inversor se dará pelo ajuste do valor nominal da fonte CC que o alimenta. Não será empregada modulação por largura de pulso (PWM) senoidal, ou seja sua tensão de saída será retangular com frequência da ordem de centena de kHz.

Duas topologias de construção de inversores se aplicam para IPT, a primeira mostrada na figura 2.3a denominada inversor em meia-ponte (do inglês *Half-bridge*) e a segunda, apresentada na figura 2.3b conhecida como inversor em ponte completa (do inglês *Full-bridge*).

Figura 2.3. Inversor. (a) Meia ponte (b) Ponte completa

Fonte: Produção do próprio autor

O inversor em meia ponte possui como vantagem o menor número de chaves, no entanto cada uma de suas chaves fica submetida à tensão reversa de valor igual ao nominal da fonte CC (E). A principal desvantagem desta topologia é que o valor de pico da tensão de saída do inversor é metade da magnitude da tensão CC ($E/2$). Outra dificuldade prática é o balanceamento do valor médio da tensão entre os capacitores que formam o divisor capacitivo.

O inversor em configuração de ponte completa tem suas chaves submetidas à tensão reversa de valor igual à tensão da fonte CC, e a tensão de saída do inversor tem valor igual a E , requerendo assim fonte CC de menor amplitude quando comparado ao inversor de meia ponte para se obter a mesma amplitude na saída CA. Desta forma o inversor em ponte completa torna-se mais indicado para sistemas IPT de elevada potência.

Para redução de perdas durante a comutação das chaves pode-se empregar técnicas de comutação suave, (do inglês *soft switching*), tais como ZCS e ZVS. Tais técnicas não são objetivos deste trabalho. Maiores detalhes estão no Apêndice A.

2.2.2 Modelo simplificado do inversor

Na saída do inversor em ponte completa tem-se uma onda quadrada que alterna entre $+E$ e $-E$ volts na frequência de chaveamento do inversor F_s conforme ilustra a figura 2.4. A tensão de saída do inversor em ponte completa $v_{in}(t)$ pode ser expressa pela série de Fourier conforme (2.1).

$$v_{in}(t) = \frac{4E}{\pi} \sum_{n=1,3,5\dots} \frac{1}{n} \sin(n\omega_s t) = \sum_{n=1,3,5\dots} v_{in(n)} \quad (2.1)$$

Figura 2.4. Inversor. Tensão de saída $v_{in}(t)$, componente fundamental $v_{in(1)}(t)$ e a corrente $i_{ent(1)}(t)$

Fonte: Produção do próprio autor

Quando a frequência de ressonância do circuito tanque formado pelos capacitores de compensação, C_{1s} e C_{1sp} , e o transformador for próxima à frequência F_s de $v_{in}(t)$ as correntes nos circuitos da figura 2.2 tornam-se aproximadamente senoidais. Isso permite que, nos próximos capítulos, estes dois circuitos sejam analisados em regime senoidal, usando fasores e impedâncias complexas, com

tensão de entrada correspondente à componente fundamental $v_{in(1)}(t)$ de $v_{in}(t)$ produzida por este inversor.

A tensão $v_{in(1)}(t)$ apresentará valor de pico de $(4 \cdot E)/\pi$ e pode ser representada por:

$$v_{in(1)}(t) = \frac{4 E}{\pi} \sin(\omega_s t) \quad (2.2)$$

Com valor eficaz dado por:

$$V_{in(1)} = \frac{4 E}{\pi \sqrt{2}} \quad (2.3)$$

O valor médio da corrente drenada da fonte CC de valor E pode ser obtida por:

$$I_{FONTE_CC} = \frac{2}{\pi} I_{ent_pico(1)} \cos(\varphi_s) \quad (2.4)$$

Em que:

$I_{ent_pico(1)}$	Valor de pico da fundamental da corrente de saída do inversor
φ_s	Ângulo entre a fundamental da tensão e da corrente de saída do inversor

A partir deste ponto a fonte de corrente contínua de magnitude E que alimenta o inversor será sempre referida como fonte CC, enquanto que o inversor será por vezes referido simplesmente como fonte, uma vez que alimenta os circuitos a jusante com tensão e corrente alternada de alta frequência.

2.3 COMPENSAÇÃO CAPACITIVA

Devido ao distanciamento tipicamente elevado entre o primário e secundário do transformador e, conseqüentemente, baixo acoplamento entre as bobinas, as reatâncias de dispersão se tornam elevadas. Tal separação entre as bobinas leva à redução da reatância de magnetização e conseqüentemente eleva a corrente drenada da fonte. A baixa eficiência na transferência de potência para o secundário e a importância de um elevado fator de potência de entrada no sistema IPT torna portanto a compensação capacitiva crucial para o bom rendimento do sistema.

2.3.1 Compensação no primário

A compensação no primário se faz necessária para reduzir a quantidade de potência reativa drenada do inversor, ajustando desta forma a impedância de entrada do sistema IPT para se obter um fator de potência próximo da unidade.

A compensação pode ser feita através da inserção de um capacitor em série com a fonte conforme figura 2.2, amplamente utilizada em sistemas IPT conjuntamente com inversor como fonte de tensão (VSI) o qual será empregado neste trabalho. Alternativamente poderia se empregar a compensação em paralelo no primário, no entanto, tal configuração exigiria inversor operando como fonte de corrente (CSI). A literatura disponível [1];[2] afirma que o valor do capacitor em paralelo no primário é dependente do fator de acoplamento e do valor da resistência da carga mesmo quando operando na ressonância. Portanto, tal configuração não será explorada neste trabalho.

Os capacitores C_{1s} e C_{1sp} inseridos em série com o primário do transformador nas topologias de compensação CCSS e CCSP respectivamente, criam um circuito ressonante com a bobina primária do transformador. A frequência de ressonância entre estes capacitores e a indutância própria do enrolamento primário do transformador L_1 será denominada frequência de ressonância natural do primário.

2.3.2 Compensação no secundário

Para maximizar a potência transferida à carga conectada ao secundário, torna-se importante reduzir ao máximo a parcela imaginária da impedância do secundário refletida para o primário, e desta forma maximizar a eficiência do conversor (devido às menores correntes nos componentes do circuito). A primeira solução emprega um capacitor em série C_{2s} com o secundário do transformador, conforme figura 2.2a. Outra possibilidade é associar um capacitor em paralelo C_{2sp} com a carga, como mostra a figura 2.2b. Ambas as topologias serão analisadas em detalhes nos capítulos 3 e 4 desta dissertação.

Os capacitores de compensação C_{2s} e C_{2sp} adicionados ao secundário do transformador constituirão um circuito ressonante com a bobina secundária do transformador. A frequência de ressonância entre estes capacitores e a indutância

própria da bobina secundária do transformador L_2 será denominada frequência de ressonância natural do secundário.

2.4 TRANSFORMADOR DE NÚCLEO DE AR

O transformador comumente utilizado em sistemas IPT difere dos transformadores de potência amplamente disponíveis no mercado e empregados nas fontes de alimentação e nas redes de distribuição elétrica de baixa e alta tensão, principalmente no que se refere ao acoplamento dos enrolamentos primário e secundário, dado a inexistência de núcleo ferromagnético e ao elevado distanciamento entre primário e secundário.

Os transformadores com núcleo ferromagnético apresentam coeficiente de acoplamento superior a 95%. No entanto os sistemas IPT estão relacionados a coeficientes de acoplamento inferiores a 50% [3]. Emprega-se predominantemente valores inferiores a 30% conforme se observa em [4]–[6]; [2]; [7]–[10].

Alguns sistemas IPT utilizam um transformador de núcleos separados [11]–[13], mas esta configuração não será estudada neste trabalho. O transformador estudado e amplamente aplicado em sistemas IPT é constituído por dois indutores em espiral plana separados por um núcleo de ar, conhecido também como bobina em espiral plana ou bobina panqueca simples.

A distância que separa o enrolamento primário do enrolamento secundário reduz significativamente o acoplamento magnético entre as duas bobinas e conseqüentemente a indutância mútua do transformador.

2.4.1 Parâmetros do transformador

Neste item serão apresentados os principais parâmetros elétricos e geométricos do transformador, assim como dois modelos elétricos que o representam.

2.4.1.1 Parâmetros geométricos das bobinas

A bobina em espiral plana ou bobina panqueca simples pode ser visualizada na figura 2.5, assim como as variáveis que representam suas dimensões.

Figura 2.5. Bobina em espiral plana utilizada no primário e secundário do transformador.

Fonte: Produção do próprio autor

Na figura 2.5:

- D_{out} Diâmetro externo;
- D_{in} Diâmetro interno;
- d Distância entre as bobinas primária e secundária;
- w Bitola do fio;
- s Distância entre espiras.

2.4.1.2 Resistência CC e CA

Os condutores elétricos apresentam resistência ôhmica proporcional ao comprimento do fio, a temperatura e a resistividade característica do material adotado, e inversamente proporcional ao diâmetro, e pode ser obtida pela lei de Ohm. Para frequências na qual a profundidade de penetração for muito maior que o raio do

condutor cilíndrico, a densidade de corrente é uniforme em toda a seção transversal do condutor. Neste caso diz-se que a resistência oferecida pelo condutor à passagem da corrente, nestas condições, é denominada resistência CC.

O mesmo fio quando submetido à corrente alternada apresenta um acréscimo no valor de sua resistência que será denominada por resistência CA. A resistência CA surge devido a uma série de fenômenos físicos que ocorrem no condutor em função da variação do sentido da corrente no tempo, da proximidade entre as espiras da própria bobina e da presença do enrolamento secundário.

O conjunto destes efeitos compõem a grandeza conhecida como ESR (do inglês *Effective Series Resistance*).

O efeito pelicular (do inglês *Skin Effect*) ocorre independentemente da presença de espiras adjacentes, e se deve à interação entre a corrente alternada que circula dentro de um condutor e o campo magnético variável produzido por ela. Este campo magnético variável induz no próprio condutor correntes que se opõem à corrente imposta pela fonte e a desloca para a periferia do condutor, reduzindo assim a área de circulação da corrente principal e, conseqüentemente, aumentando a resistência elétrica além da resistência CC.

A profundidade de penetração da corrente é obtida por:

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \sigma}} \quad (2.5)$$

Em que:

- f Frequência do sinal da fonte em Hz;
- μ Permeabilidade magnética do material ($\mu = \mu_0$ para cobre);
- σ Condutividade elétrica do material ($\sigma = 59,6 \times 10^6 S/m$) para o cobre.

Quando múltiplos condutores próximos entre si são percorridos com corrente alternada surge um efeito resultante da interação entre os campos magnéticos produzidos por estas correntes, concentrando o fluxo de corrente em parte da seção transversal. Este fenômeno é conhecido como efeito de proximidade.

Adicionalmente a estes efeitos, os indutores e bobinas estão sujeitos às capacitâncias parasitas oriundas do campo elétrico entre os condutores que as constituem. Quando um indutor é submetido a frequências elevadas o suficiente para que os efeitos das capacitâncias parasitas se tornem significativos, o valor de sua autoindutância sofre alteração e pode atingir a condição conhecida como autoressonância SRF (do inglês *self-resonance frequency*).

As bobinas constituídas de condutores de grandes seções transversais apresentam perdas em função das correntes de Foucault [14]. A somatória da resistência CC, perdas pelo efeitos proximidade e pelicular constituirá a resistência CA representada por R_1 e R_2 no modelo de mútua (figura 2.6) e no modelo T (figura 2.7) que serão introduzidos adiante.

Para minimizar o impacto negativo destes efeitos pode-se utilizar o fio conhecido como litz. É um cabo especial utilizado em eletrônica de radiofrequência para conduzir sinais de alta frequência de tal forma que a relação resistência CA/CC seja unitária. O fio litz é composto por vários fios finos individualmente isolados e trançados. A quantidade de fios que irá compor o cabo é função da capacidade máxima de corrente do circuito.

2.4.1.3 Indutância, Indutância Mútua e Fator de Acoplamento

A circulação de corrente em um condutor produz ao seu redor um campo magnético que, por sua vez produz um fluxo magnético ao qual o próprio condutor está sujeito, de tal forma que a variação desta corrente produz uma tensão sobre o condutor. A este fenômeno dá-se o nome de autoindução. O fluxo magnético produzido é proporcional à corrente e a uma constante de proporcionalidade nomeada (por Oliver Heaviside) como indutância ou autoindutância.

Para a bobina em espiral plana que compõe cada enrolamento do transformador, a obtenção precisa da indutância própria requer a resolução de integrais elípticas que não são triviais, requerendo portanto métodos de integração numérica [15]. O cálculo da indutância própria da bobina e a construção do transformador serão estudados no capítulo 5. Quando um segundo condutor também percorrido por uma corrente é colocado próximo ao primeiro, percebe-se que a corrente produzida em um condutor produz fluxo no outro e, conseqüentemente, induz tensões. Esta interação dá origem

ao fenômeno chamado de indução mútua. A indutância mútua M entre as duas bobinas é sempre menor que a média geométrica das suas autoindutâncias. Desta forma define-se o coeficiente de acoplamento k (2.6) como sendo um parâmetro que mede a capacidade de dois circuitos influenciarem magneticamente um ao outro.

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (2.6)$$

2.4.1.4 Fator de qualidade da bobina

A relação entre a reatância de uma bobina em uma dada frequência e a sua resistência CA é denominado fator de mérito ou fator de qualidade da bobina, conforme (2.7). O aumento de R_{ac} reduz a fator de qualidade da bobina e também o ângulo da impedância complexa.

$$Q = \frac{\omega L}{R_{ac}} \quad (2.7)$$

Em um sistema IPT o fator de qualidade das bobinas tem grande impacto sobre sua eficiência energética conforme será apresentado no item 3.5.

2.4.2 Modelo de impedância mútua do transformador

O transformador fracamente acoplado pode ser modelado similarmente aos transformadores tradicionais através do modelo de indutâncias próprias e mútua apresentado na figura 2.6, em que R_1 e R_2 representam as resistências CA no primário e no secundário.

Figura 2.6. Modelo equivalente do transformador fracamente acoplado empregado em IPT.

Fonte: Produção do próprio autor

O coeficiente de acoplamento k (2.6) indica a relação ente as autoindutâncias e a indutância mútua e seu valor varia entre zero e a unidade.

A impedância do secundário dada por (2.8) pode ser refletida para o primário, resultando em Z_r conforme (2.9), tornando mais fácil a análise de circuitos, em que ω é a frequência angular do sinal aplicado ao transformador.

$$Z_{sec} = R_2 + j\omega L_2 + R_{carga} \quad (2.8)$$

$$Z_r = \frac{\omega^2 M^2}{Z_{sec}} = \frac{\omega^2 M^2}{R_2 + j\omega L_2 + R_{carga}} \rightarrow Z_r = \frac{\omega^2 k^2 L_1 L_2}{R_2 + j\omega L_2 + R_{carga}} \quad (2.9)$$

2.4.3 Modelo T

O modelo de mútua para o transformador utilizado em sistemas IPT é bastante eficiente para a compreensão da impedância refletida e da eficiência do sistema, contudo, o modelo conhecido por T, introduzido por Charles P. Steinmetz no final da década de 1890 [16]; [17], facilita a compreensão de fenômenos de ressonância e permite intuir com maior facilidade sobre os efeitos da variação da frequência e de alguns componentes reativos presentes no sistema. A utilização do modelo T também facilita os cálculos de tensão e corrente no secundário quando da variação da frequência de operação e do valor da resistência de carga.

O modelo T pode ser visualizado na figura 2.7 na qual percebe-se a substituição dos parâmetros associados ao fluxo magnético por um conjunto de autoindutâncias. Originalmente existia um resistor em paralelo com M representando as perdas no núcleo de ferro, que não se aplica no caso dos transformadores de núcleo de ar utilizados em sistemas IPT. No entanto, se incluída, tal resistência permitiria modelar as perdas por correntes de *Foucault* no transformador fracamente acoplado operando em frequências de centenas de kHz quando da utilização de fios com bitolas relativamente grandes quando comparadas à espessura pelicular [14].

Figura 2.7. Modelo T para o transformador utilizado em IPT

Fonte: Produção do próprio autor

Na figura 2.7 observa-se o circuito equivalente no domínio da frequência no qual o transformador com indutância mútua M , autoindutâncias L_1 e L_2 e resistências (R_1, R_2) , respectivamente é representado pelo Modelo T contendo as reatâncias de dispersão primária $j\omega L_{1_{lk}} = j\omega(L_1 - M)$, secundária $j\omega L_{2_{lk}} = j\omega(L_2 - M)$, reatância de magnetização conforme (2.10) e as resistências em corrente alternada (R_1, R_2) .

A reatância de magnetização é obtida por:

$$Z_m = j\omega M \quad (2.10)$$

2.5 MODELAGEM DO RETIFICADOR

Este item mostra que o conjunto “retificador + filtro + carga” pode ser modelado por uma resistência equivalente, o que simplifica bastante o equacionamento do sistema completo. A análise que leva ao valor da resistência equivalente depende da topologia do retificador (fonte de tensão ou corrente), cuja escolha depende do tipo de compensação empregada no secundário do transformador.

2.5.1 Modelagem do retificador Tipo Fonte de Tensão (compensação SS)

Para o IPT com compensação série no secundário operando próximo da ressonância o retificador de onda completa é alimentado por uma corrente praticamente senoidal. Emprega-se um capacitor C_0 do lado CC do retificador, em paralelo com a carga R_L , conforme figura 2.8.

Figura 2.8. Retificador tipo fonte de tensão para CCSS

Fonte: Produção do próprio autor

Considerando o capacitor C_o suficientemente grande, a tensão na carga é praticamente constante com amplitude igual a V_{CC} . Se a corrente senoidal $i_{2_s}(t)$ for positiva $D1$ e $D4$ conduzem fazendo com que a tensão na entrada do retificador $v_{out_s}(t)$ seja igual a V_{CC} . Quando $i_{2_s}(t)$ for negativa $D2$ e $D3$ conduzem fazendo com que a tensão na entrada do retificador $v_{out_s}(t)$ seja igual a $-V_{CC}$. Desta forma, $v_{out_s}(t)$ assume formato de uma onda quadrada na frequência de operação do inversor sendo representada por (2.11) e ilustrada na figura 2.9.

$$v_{out_s}(t) = \frac{4 V_{CC}}{\pi} \sum_{n=1,3,5\dots} \frac{1}{n} \sin(n\omega_s t) \quad (2.11)$$

A componente fundamental de $v_{out_s}(t)$ denominada $v_{out_s(1)}(t)$ é obtida por:

$$v_{out_s(1)}(t) = \frac{4 V_{CC}}{\pi} \sin(\omega_s t) = \frac{4 V_{RL_S}}{\pi} \sin(\omega_s t) \quad (2.12)$$

A tensão $v_{out_s(1)}(t)$ está em fase com a corrente $i_{2_s}(t)$ dada por (2.13) e representada na figura 2.9.

$$i_{2s}(t) = I_{2s(1)\text{pico}} \sin(\omega_s t) \quad (2.13)$$

Em (2.13):

$I_{2s(1)\text{pico}}$ Valor de pico da fundamental da corrente $i_{2s}(t)$.

Figura 2.9. Formas de ondas no retificador para compensação SS.

Fonte: Produção do próprio autor

A corrente $i_{2s}(t)$ retificada é filtrada pelo capacitor C_0 , e sua componente contínua (valor médio) é a mesma que percorre a carga R_L e pode ser obtida por:

$$I_{RLS} = \frac{2}{\pi} I_{2s(1)\text{pico}} \quad (2.14)$$

Dado que $v_{out_s(1)}$ está em fase com $i_{2s}(t)$ é possível afirmar que o circuito retificador ideal incluindo a carga R_L é visto pelo secundário do transformador como uma resistência equivalente dada por:

$$R_{es} = \frac{v_{out_s(1)}}{i_{2s}(t)} = \frac{8}{\pi^2} \frac{V_{RLS}}{I_{RLS}} = \frac{8}{\pi^2} R_L \quad (2.15)$$

Quando a queda de tensão nos diodos (V_d) é considerada, a resistência equivalente série pode ser obtida com a equação (2.16) e sua dedução encontra-se no Apêndice B.

$$R'_{es} = \frac{8}{\pi^2} R_L \left(1 + \frac{2V_d}{V_{cc}} \right) \quad (2.16)$$

2.5.2 Modelagem do retificador Tipo Fonte de Corrente (compensação SP)

Quando a compensação paralela é empregada no secundário e a frequência de operação está próxima da frequência de ressonância, o retificador de onda completa é alimentado por uma tensão praticamente senoidal $v_{out_sp}(t)$. A presença do capacitor C_{2_sp} impondo tensão do lado CA do retificador requer que o lado CC se comporte como uma fonte de corrente, exigindo desta forma o uso de um indutor L_f em série com a carga conforme figura 2.10.

Figura 2.10. Retificador tipo fonte de corrente para CCSP

Fonte: Produção do próprio autor

Considera-se que o indutor L_f seja grande o suficiente para manter a corrente I_{CC} praticamente constante. Deste modo quando $v_{out_sp}(t)$ for positiva conduzem os diodos $D1$ e $D4$ impondo corrente $i_{out_sp}(t)$ igual a $+I_{CC}$. Quando $v_{out_sp}(t)$ se torna negativa os diodos $D2$ e $D3$ entram em condução de forma que $i_{out_sp}(t)$ assume valor de $-I_{CC}$. Desta forma $i_{out_sp}(t)$ apresenta formato de uma onda quadrada na frequência de operação do inversor sendo representada por (2.17) e ilustrada na figura 2.11.

$$i_{out_sp}(t) = \frac{4 I_{CC}}{\pi} \sum_{n=1,3,5\dots} \frac{1}{n} \sin(n\omega_s t) \quad (2.17)$$

Figura 2.11. Formas de ondas no retificador para compensação SP.

Fonte: Produção do próprio autor

A componente fundamental de $i_{out_sp}(t)$ denominada $i_{out_sp(1)}(t)$ é obtida por:

$$i_{out_sp(1)}(t) = \frac{4 I_{CC}}{\pi} \sin(\omega_s t) = \frac{4 I_{RL_SP}}{\pi} \sin(\omega_s t) \quad (2.18)$$

A corrente $i_{out_sp(1)}(t)$ está em fase com a tensão $v_{out_sp}(t)$ dada por (2.19). $V_{out_sp(1)pico}$ é o valor de pico da fundamental da tensão $v_{out_sp}(t)$ representada na figura 2.11.

$$v_{out_sp}(t) = V_{out_sp(1)pico} \sin(\omega_s t) \quad (2.19)$$

A tensão $v_{out_sp}(t)$ retificada é filtrada e a componente CA é removida pelo filtro composto pelo indutor L_f , de tal forma que sua componente contínua é a mesma que alimenta a carga R_L e pode ser obtida por:

$$V_{RL_SP} = \frac{2}{\pi} V_{out_sp(1)pico} \quad (2.20)$$

Dado que $i_{out_sp(1)}(t)$ está em fase com $v_{out_sp}(t)$ é possível afirmar que o circuito retificador ideal incluindo o filtro indutivo e a carga R_L é visto pelo secundário do transformador como uma resistência equivalente dada por:

$$R_{ep} = \frac{v_{out_sp}(t)}{i_{out_sp(1)}(t)} = \frac{\pi V_{out_sp(1)pico}}{4 I_{RL_SP}} = \frac{\pi^2 V_{RL_SP}}{8 I_{RL_SP}} = \frac{\pi^2}{8} R_L \quad (2.21)$$

Quando as quedas de tensão nos diodos (V_d) são consideradas a resistência equivalente paralela pode ser obtida com a seguinte equação, e sua dedução encontra-se no Apêndice C.

$$R'_{ep} = \frac{\pi^2}{8} R_L \left(1 + \frac{2V_d}{V_{cc}} \right) \quad (2.22)$$

2.6 NORMAS ASSOCIADAS AOS SISTEMAS DE WPT

Com o intuito de garantir o funcionamento seguro dos sistemas WPT, padronizar as interfaces de comunicação, frequência de operação, níveis de potência e a interoperabilidade entre fabricantes, diversas instituições, associações e agências reguladoras têm desenvolvido e publicado normas e recomendações de segurança que serão apresentadas neste item.

Os sistemas de transferência de energia sem fio, assim como qualquer outro dispositivo eletrônico, devem atender as normas de compatibilidade eletromagnética (EMC), tais quais as normas EN/IEC 61000 [18], ABNT NBR IEC/CISPR 15:2014 [19] e padrões ANSI C63® [20]. Os sistemas de WPT, em função da área acessível entre as bobinas primária e secundária, da presença de tecido humano, da operação com corrente alternada nas faixas de frequência de LF (30 kHz - 300 kHz) e HF (3 MHz - 30 MHz), devem conciliar a transferência de energia sem fio com o controle dos níveis de emissões de campos elétricos e magnéticos (EMF), a fim de evitar danos à saúde de pessoas, animais ou ainda interferências eletromagnéticas (EMI).

A análise destes sistemas e as recomendações não podem ser generalizadas devido às várias técnicas de WPT e às diversas aplicações a que se destinam. No entanto informações como o tempo de exposição direta ou indireta aos campos eletromagnéticos, a potência transferida e a frequência de operação são parâmetros normalmente presentes nos estudos relativos a estes sistemas.

Não é objetivo deste trabalho explorar a adequação dos sistemas IPT às normas de segurança, interoperabilidade ou compatibilidade eletromagnética, no entanto faz-se necessário listar os esforços de padronização e normas já publicadas que possam contribuir para o desenvolvimento adequado de um do projeto.

O emprego de dispositivos de transferência transcutânea de energia (TET) expõe diretamente o paciente aos campos elétricos e magnéticos, podendo afetar o sistema nervoso, provocar o aquecimento da pele, desconfortos ou danos aos tecidos próximos ao implante [21]. Os efeitos sobre o sistema nervoso central, periférico ou fosfeno (sensação visual produzida, na ausência de luz, quando se mantêm os olhos fechados) estão relacionados às frequências entre 1 Hz e 100 kHz [22]. Os efeitos térmicos podem ser provocados pelas perdas nos condutores dos circuitos ou bobinas do TET, e também pelo campo eletromagnético sobre as moléculas de água presente nos tecidos e são observados em frequências superiores a 100 kHz [21];[23].

Dispositivos portáteis como carregadores de celular, apesar de operarem com potência da ordem de unidades de watts, também demandam normatização.

O emprego dos sistemas IPT nos veículos elétricos também requer tais cuidados, uma vez que opera com potência na ordem de kW e apresentam ao menos três regiões de exposição apontadas como críticas. A primeira região compreende o espaço entre as bobinas primária e a secundária onde, por exemplo, animais domésticos podem ter acesso durante o processo de carga da bateria. A segunda refere-se ao perímetro do veículo até o nível do solo e a terceira região compreende ao interior do veículo [24].

Em todas as aplicações supracitadas, as análises das emissões devem considerar possíveis desalinhamentos entre as bobinas, quando ocorre a redução de k e consequentemente aumento do fluxo de dispersão nas redondezas da bobina primária.

A comissão mundial referente à proteção contra radiações (International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection – ICNIRP) estipula limites de acordo com o grau de exposição e publica diretrizes tais quais: i) “*Guidelines for limiting exposure to high frequency electromagnetic fields, biological effects and health consequences (100 kHz-300 GHz)*” [25]; ii) “*Guidelines for limiting exposure to time-varying Electric and magnetic fields (1 Hz – 100 kHz)*” [22] e iii) “*A closer look at the*

thresholds of thermal damage: workshop report by an ICNIRP task group” [26] . Estes limites são comumente expressos pela relação entre a energia eletromagnética absorvida e a massa corporal exposta, nomeada SAR (Specific Absorption Rate, W/kg), sugerida por Curtis C. Johnson em 1975. Outros efeitos dos campos eletromagnéticos proveniente de ondas eletromagnéticas não ionizantes, tais quais, efeitos bioquímicos e psicológicos, quando comprovados são vinculados à frequência de operação e às intensidades dos campos elétricos e magnéticos que as provocam.

Como referência, na data de publicação deste trabalho, a ICNIRP estabelece que a população em geral não pode estar exposta a um SAR corporal médio, medido no intervalo de 30 minutos, nas frequências entre 100 kHz e 10 GHz, superior a 0,08 W/kg e estipula o nível máximo de $27 \mu T_{rms}$ para campos magnéticos de 1Hz a 10 MHz [22]; [25]. No entanto, a ICNIRP publicou em 11/07/2018 uma proposta de atualização do guia de referência [25]. Nos Estados Unidos, o padrão C95.1 [27] desenvolvido pelo IEEE estabelece níveis de SAR semelhantes aos recomendado pela ICNIRP atual.

No Brasil a LEI Nº 11.934, DE 5 DE MAIO DE 2009 estabelece no Artigo 4º que para garantir a proteção da saúde e do meio ambiente serão adotados os limites da ICNIRP para a exposição ocupacional e da população em geral a campos elétricos, magnéticos e eletromagnéticos para frequências de até 300 GHz [28].

A norma ISO 14117:2012 [29] especifica metodologias de testes para avaliação da compatibilidade eletromagnética em dispositivos cardiovasculares ativos implantados e especifica os requisitos de proteção deste dispositivos contra EMF na faixa de frequência entre 0 Hz e 3 GHz. Padrões e recomendações adicionais relacionados à proteção de dispositivos médicos são produzidos pela Association for the Advancement of Medical Instrumentation (AAMI) [30], na qual os grupos Wireless Working Group (SM-WG06) e o Wireless Strategy Task Force (WSTF) relacionam os riscos da comunicação sem fio para os equipamentos e dispositivos médicos. Como exemplo cita-se o relatório AAMI TIR69:2017 [31] que, assim como o padrão ANSI 63.27-2017 [32], trata da coexistência de sistemas sem fio. Tais padrões são aplicáveis no contexto dos sistemas de WPT em função dos limites de interferência impostos para a comunicação sem fio entre o secundário e o primário quando da existência de um sistema de controle em malha fechada.

Para carregadores sem fio de aparelhos celulares, computadores e eletrodomésticos, duas associações propõe padrões de interoperabilidade. A primeira denominada AirFuel Alliance [33], formada a partir da união entre a Alliance for Wireless Power (A4WP) e a Power Matters Alliance em 2015 que definem padrão para os carregados ressonantes e carregadores por rádio frequência (RF). A segunda denominada Wireless Power Consortium que definiu o padrão Qi [34] que suportam carregadores indutivos e ressonantes.

Especificamente relacionado aos sistemas IPT utilizados em veículos elétricos, a SAE International (Society of Automotive Engineers) tem publicado atualizações da recomendação SAE J2954 [35], que especifica critérios de interoperabilidade, compatibilidade magnética, EMF, performance mínima, segurança e testes para o carregamento estacionário e unidirecional de baterias dos veículos elétricos. Recomendações para transferência dinâmica e bidirecional de energia não estão disponíveis na presente data.

A recomendação SAE J2954-2017 [35] especifica três classes de potência para os carregadores sem fio. A classes WPT1, WPT2 e WPT3 se aplicam aos conversores baseados em bobina circulares com potência máxima de 3.7 kW, 7.7 kW e 11 kW, respectivamente. Esta recomendação também apresenta uma plataforma padrão para testes que habilita fabricantes de veículos e companhias de infraestrutura a avaliar produtos e performance. Apesar de estarem baseadas em bobinas circulares, resultados experimentais demonstram compatibilidade com outras topologias, como a Double D [35]. A SAE J2954-2017 também fornece uma metodologia baseada em triangulação magnética para alinhamento do veículo, carga da bateria, e pagamento sem interação humana, mesmo em condições climáticas severas [35].

A mesma recomendação define três classes de distância entre o veículo e o solo, Z1 (10 cm - 15 cm), Z2 (14 cm - 21 cm), Z3 (17 cm - 25 cm), e tolera um desalinhamento lateral de até 10 cm. Adicionalmente estipula limites de EMF e EMC e fornece uma metodologia de homologação em consonância com a Associação Americana de Instrumentação Médica (AAMI), Agência federal do Departamento de Saúde e Serviços Humanos dos Estados Unidos (US FDA), Comissão Federal de Comunicações (FCC), International Special Committee on Radio Interference (CISPR) e a ICNIRP [22]; [35].

No que se refere à frequência de operação a recomendação SAE J2954 especifica em conjunto com o FCC/FDA a operação na banda de 85 kHz (81.38 kHz - 90 kHz) para veículos leves, permitindo a interoperabilidade entre fabricantes de veículos e fornecedores de infraestrutura responsáveis pelas bases de carregamento em solo. Outras bandas de frequência, tais como 21.05 - 38.10 kHz, 42.00 - 56.10 kHz, 69.93 - 71.43 kHz, 140.91 - 148.50 kHz, estão sendo avaliadas [35].

Espera-se a finalização das recomendações da SAE J2954 ainda no ano de 2018 com uma quarta classe nomeada WPT4 até 22 kW e subsequente normatização no ano de 2019 exigindo eficiência mínima de 85% [35].

Uma força tarefa criada para elaborar padrões específicos para veículos pesados, nomeada HD J2954/2 [36] deve endereçar potências de até 200 kW, frequências de operação mais baixa em função das perdas de chaveamento, das dimensões de separação e do desalinhamento.

Adicionalmente às normas e recomendações supracitadas o desenvolvedor de padrões de EMC nos EUA, nomeado C63® [20], está escrevendo a norma ANSI C63.30 [37]. Este padrão tem como objetivo apresentar procedimentos de teste de validação e homologação de compatibilidade eletromagnética direcionada aos diferentes tipos de produtos para WPT. Os procedimentos de testes estarão focados em interferência radiada e conduzida. Dentre os dispositivos contemplados nos procedimentos de testes estarão aparelhos domésticos, carregadores para veículos elétricos e computadores pessoais.

Por fim, a empresa global Underwriters Laboratories (UL) está esboçando o padrão de certificação UL 2750 para carregador sem fio de veículos elétricos [38] .

2.7 CONSIDERAÇÕES SOBRE O CAPÍTULO

Neste capítulo apresentou-se uma visão geral do sistema IPT, mostrou-se o transformador de bobina espiral plana e seus principais parâmetros geométricos, assim como dois modelos equivalentes, o baseado em indutâncias próprias e mútua e o modelo T baseado em indutâncias não acopladas. As topologias Série-Série e Série-Paralela foram listadas como solução para corrigir do fator de potência no primário e aumentar a eficiência do sistema.

Adicionalmente mostrou-se duas topologias comumente empregadas para o inversor e as condições nas quais este pode ser representado por uma fonte de tensão senoidal. Demonstrou-se analiticamente que o conjunto “retificador + filtro + carga” pode ser modelado por uma resistência equivalente, cujo valor depende da topologia de compensação, que determina o tipo de retificador (fonte de tensão ou de corrente).

Por fim, apresentou-se os principais padrões e normas associados aos sistemas de transferência de energia sem fio.

3 COMPENSAÇÃO SÉRIE-SÉRIE (SS)

Um dos principais objetivos do projeto de um sistema IPT é garantir os valores de tensão e corrente para a carga especificada, assim como a manutenção destes parâmetros ou o conhecimento prévio do seu comportamento quando uma ou mais grandezas envolvidas no funcionamento do sistema variar dentro de um determinado limite. Este capítulo apresentará o comportamento da tensão, corrente e potência na carga em função da tensão de entrada, da frequência de operação e do coeficiente de acoplamento, assim como o impacto sobre o inversor em cada configuração.

Durante toda a análise da compensação SS a carga de referência será a carga equivalente série R'_{es} definida em (2.16). A tensão de entrada do sistema será a fundamental da tensão de saída do inversor $V_{in(1)}(t)$ representada pelo fasor $\dot{V}_{in}$ (em valor eficaz) conforme apresentado na figura 3.1.b.

Figura 3.1. IPT. (a) Circuito CCSS. (b) Modelo equivalente de mútua

O sistema IPT da figura 3.1a com compensação série-série é representado na figura 3.1b através do modelo de mútua do transformador. A reatância capacitiva referente ao capacitor C_{2s} passa a compor a impedância do secundário, e a impedância refletida é reescrita conforme (3.1).

$$Z_{r_s} = \frac{\omega^2 M^2}{Z_{sec_s}} = \frac{\omega^2 k^2 L_1 L_2}{j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_{2s}} + R_2 + R'_{es}} \quad (3.1)$$

A impedância do circuito primário para compensação série-série é dada por:

$$Z_{pri_s} = j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_{1s}} + R_1 \quad (3.2)$$

A impedância vista pelo inversor é expressa por:

$$Z_{ent_s} = Z_{pri_s} + Z_{r_s} \quad (3.3)$$

A corrente no primário pode ser encontrada diretamente através de:

$$i_{1_s} = \frac{\dot{V}_{in}}{Z_{ent_s}} \quad (3.4)$$

A corrente no secundário é igual à da carga e definida como:

$$i_{2_s} = i_{out_s} = \frac{j\omega M \cdot \dot{I}_{1_s}}{Z_{sec_s}} \quad (3.5)$$

O modelo de mútua facilita a compreensão dos cálculos da eficiência do sistema, assim como do módulo e fase da corrente drenada da fonte na frequência de ressonância entre os capacitores de compensação e a indutância própria das bobinas. No entanto o sistema IPT da figura 3.1a quando representado no domínio da frequência pelo modelo T, conforme figura 3.2, proporciona melhor entendimento do ganho de tensão e do comportamento da corrente de entrada nas demais frequências de operação.

Figura 3.2. IPT. Modelo equivalente T para CCSS

Fonte: Produção do próprio autor

Para o modelo da figura 3.2 a impedância do ramo primário é expressa por (3.6), e a impedância do ramo secundário pode ser obtida (3.7).

$$Z_{ps} = j\omega(L_1 - M) + \frac{1}{j\omega C_{1s}} + R_1 \quad (3.6)$$

$$Z_{ss} = j\omega(L_2 - M) + \frac{1}{j\omega C_{2s}} + R_2 + R'_{es} \quad (3.7)$$

A tensão sobre a reatância de magnetização pode ser obtida por:

$$\dot{V}_{ms} = \frac{\dot{V}_{in}}{Z_{ps} \left(\frac{1}{Z_{ps}} + \frac{1}{Z_{ss}} + \frac{1}{Z_m} \right)} \quad (3.8)$$

A corrente no primário é o quociente da diferença entre a tensão de alimentação e a tensão $\dot{V}_{ms}$ pela impedância do ramo primário conforme (3.9), e precisamente igual a (3.4).

$$\dot{I}_{1s} = \frac{(\dot{V}_{in} - \dot{V}_{ms})}{j\omega(L_1 - M) + \frac{1}{j\omega C_{1s}} + R_1} \quad (3.9)$$

A tensão aplicada sobre a resistência equivalente série pode ser obtida por:

$$\dot{V}_{out_s} = \frac{(\dot{V}_{ms})R'_{es}}{j\omega(L_2 - M) + \frac{1}{j\omega C_{2s}} + R_2 + R'_{es}} = \frac{(\dot{V}_{ms})R'_{es}}{Z_{ss}} \quad (3.10)$$

A corrente $\dot{I}_{out_s}$ na carga equivalente série será igual à corrente de saída do secundário do transformador $\dot{I}_{2_s}$, e ainda a mesma que percorre o capacitor C_{2s} .

$$\dot{I}_{out_s} = \frac{\dot{V}_{ms}}{Z_{ss}} = \frac{Z_{ps} \left(\frac{1}{Z_{ps}} + \frac{1}{Z_{ss}} + \frac{1}{Z_m} \right)}{Z_{ss}} \dot{V}_{in} \rightarrow \dot{I}_{out_s} = \frac{\dot{V}_{in}}{Z_{ss} \cdot Z_{ps} \left(\frac{1}{Z_{ps}} + \frac{1}{Z_{ss}} + \frac{1}{Z_m} \right)} \quad (3.11)$$

3.1 DEFINIÇÃO DE GANHO DE CORRENTE E DE TENSÃO

Em um sistema IPT com perdas, no qual o coeficiente de acoplamento do transformador é tipicamente baixo, o fluxo de dispersão é elevado e não necessariamente envolve todas as espiras da bobina secundária. Diversos elementos ressonantes estão inseridos no circuito, de tal forma que a relação entre a tensão ou a corrente de saída e a tensão de entrada não pode ser precisamente obtida pela simples relação de espiras do transformador, conforme será demonstrado adiante.

Com o intuito de relacionar a corrente $\dot{I}_{2_s}$ na carga R'_{es} com a tensão de entrada $\dot{V}_{in}$, considerando a frequência de operação, as indutâncias próprias das bobinas, o coeficiente de acoplamento, as perdas nos enrolamentos e os elementos capacitivos utilizados na compensação, define-se a relação de transcondutância conforme (3.12). Neste trabalho esta relação será convencionada como ganho de corrente, que em módulo é obtido pela razão entre (3.5) e a tensão de entrada $\dot{V}_{in}$.

$$\begin{aligned} |G_{I_s}| &= \left| \frac{\dot{I}_{out_s}}{\dot{V}_{in}} \right| = \left| \frac{\frac{j\omega M \cdot \dot{I}_{1_s}}{Z_{sec_s}}}{V_{in}} \right| = \left| \frac{j\omega M \cdot \dot{I}_{1_s}}{\dot{I}_{1_s} \cdot (Z_{pri_s} + Z_{r_s}) \cdot (Z_{sec_s})} \right| \\ &= \left| \frac{j\omega M}{Z_{pri_s} \cdot Z_{sec_s} + \omega^2 M^2} \right| \end{aligned} \quad (3.12)$$

Para o modelo T o mesmo ganho de corrente pode ser obtido pela divisão de (3.11) por $\dot{V}_{in}$ conforme (3.13).

$$|G_{I_s}| = \left| \frac{\dot{I}_{out_s}}{\dot{V}_{in}} \right| = \left| \frac{1}{Z_{ss} \cdot Z_{ps} \left(\frac{1}{Z_{ps}} + \frac{1}{Z_{ss}} + \frac{1}{Z_m} \right)} \right| \quad (3.13)$$

No caso particular em que se despreza as perdas no transformador os capacitores C_{1s} e C_{2s} são dimensionados para ressonar respectivamente com L_1 e L_2 na frequência de operação do inversor F_s , conforme equações (3.14) e (3.15), o ganho de corrente pode ser encontrado pela equação (3.16). Sua dedução será apresentada adiante, no entanto sua aplicação prática é restrita.

$$C_{1s} = \frac{1}{(2\pi F_s)^2 L_1} \quad (3.14)$$

$$C_{2s} = \frac{1}{(2\pi F_s)^2 L_2} \quad (3.15)$$

$$|G_{I_s@F0(ideal)}| = \frac{1}{k} \sqrt{\frac{C_{1s}}{L_2}} \quad (3.16)$$

O ganho de tensão em módulo é definido pela relação entre a tensão na carga e a tensão de entrada e será calculado por (3.17) em que a tensão $\dot{V}_{out_s}$ apresentada em (3.10) é a tensão sobre a resistência equivalente série R'_{es} .

$$|G_{V_s}| = \left| \frac{\dot{V}_{out_s}}{\dot{V}_{in}} \right| = \left| \frac{(\dot{V}_{ms})R'_{es}}{Z_{ss}} \right| \rightarrow |G_{V_s}| = \left| \frac{R'_{es}}{Z_{ss} \cdot Z_{ps} \left(\frac{1}{Z_{ps}} + \frac{1}{Z_{ss}} + \frac{1}{Z_m} \right)} \right| \quad (3.17)$$

3.2 ANÁLISE DOS GANHOS DE TENSÃO E DE CORRENTE

Dada a presença de diversos elementos reativos em ambos os lados do circuito IPT é pertinente avaliar o comportamento do conjunto com a variação da frequência de operação e também com a variação da carga. A interação entre estas reatâncias possibilita condições de ressonâncias úteis em determinadas frequências de operação que precisam ser conhecidas e equacionadas.

Para o circuito com CCSS a frequência de ressonância entre L_1 e C_{1s} é denominada frequência de ressonância natural do primário e será representada por

F_{p_s} , enquanto que a frequência de ressonância natural do secundário entre L_2 e C_{2s} será referenciada por F_{s_s} .

A frequência F_0 representa a frequência na qual o IPT se apresenta para o inversor como uma carga puramente resistiva, ou seja, a frequência na qual a tensão e a corrente na saída do inversor estão em fase, e o fator de potência é unitário.

Para análise no domínio da frequência foi simulado um sistema IPT alimentado por um inversor cujo valor eficaz de $\dot{V}_{in}$ é igual a 1 V e a frequência de operação F_s é igual a 100 kHz. Convencionou-se um transformador hipotético de núcleo de ar formado por duas bobinas idênticas $N_1 = N_2$ em espirais planas, com $L_1 = L_2 = 92 \mu\text{H}$ e as resistências dos enrolamentos com valor R_1 e $R_2 = 0,5 \text{ ohm}$. O coeficiente de acoplamento k foi definido como 0,2, comumente empregado nos sistemas IPT fracamente acoplados descritos na literatura [4]–[6]; [2]; [7]–[10].

Restringiu-se a análise às frequências entre 50k e 150 kHz por ser a faixa de frequência usualmente empregada nos IPTs descritos na literatura para potências entre algumas dezenas de watts a dezenas de kW empregando transistores MOSFET e IGBT [11];[39]; [40];[41]. Adicionalmente existe uma proposta de padronização aplicada a carregadores sem fio para carros operando na frequência de 85 kHz [35].

O capacitor C_{1s} foi dimensionado para ressonar com a indutância própria da bobina primária L_1 do referenciado transformador na frequência de chaveamento do inversor F_s conforme (3.4). Por sua vez o capacitor C_{2s} foi calculado de tal forma que ressonará com a indutância própria da bobina secundária deste transformador na mesma frequência, conforme (3.15). Desta forma obteve-se $C_{1s} = C_{2s} = 27,53 \text{ nF}$. O ganho de corrente foi obtido pela equação (3.12) e sua variação com a frequência pode ser observada na figura 3.3a, quando o transformador é considerado ideal fazendo $R_1 = R_2 = 0$. A figura 3.3b apresenta o ganho de corrente para o transformador real no qual $R_1 = R_2 = 0,5 \text{ ohm}$.

Figura 3.3. Ganho de corrente do sistema IPT com CCSS em função da variação da frequência de operação e da carga equivalente série R'_{es} .

(a) Caso ideal - $R_1 = R_2 = 0$; (b) $R_1 = R_2 = 0,5$ ohm.

(a)

(b)

Fonte: Produção do próprio autor

A figura 3.3a mostra que quando C_{1s} é selecionado para ressonar com a indutância própria de L_1 na frequência de chaveamento do inversor o sistema IPT comporta-se como fonte de corrente, fornecendo corrente constante independentemente do valor da carga para um valor fixo de $\dot{V}_{in}$. O valor do ganho de corrente pode ser obtido pela aplicação direta da equação (3.16) conforme exemplificado pela equação (3.18). Tal efeito não é observado nas demais regiões do espectro analisado.

$$|G_{I_S@F_0(ideal)}| = \frac{1}{k} \sqrt{\frac{C_{1s}}{L_2}} = 0,086 \text{ A/V} \quad (3.18)$$

Fica evidente na figura 3.3b a redução do ganho em todo espectro de frequência quando as resistências dos enrolamentos do transformador não são desprezadas. A redução do ganho de corrente para $F_s/F_0 = 1$ se mostra mais acentuada para valores maiores de resistências de carga. Tal fato deve-se à maior queda de tensão em R_1 em função do aumento da corrente no primário de acordo com (3.2) e (3.4).

Para o mesmo sistema IPT foi analisado o ganho de tensão no domínio da frequência com os mesmos valores de carga, empregando a equação (3.17) e o resultado é apresentado na figura 3.4.

Na figura 3.4a nota-se que não existe regulação de tensão na frequência de ressonância entre os capacitores C_{1s} e C_{2s} com as indutâncias próprias das bobinas L_1 e L_2 respectivamente, na qual $F_s/F_0 = 1$. Nesta frequência de operação já foi visto que o IPT opera como fonte de corrente e a tensão na carga é diretamente proporcional ao valor da resistência de carga. Na figura 3.4b visualiza-se que quando $R_1 = R_2 = 0,5$ a redução do ganho é mais significativa para valores mais baixos de resistência.

No entanto, observa-se duas frequências nas quais o ganho de tensão é unitário para qualquer valor de carga. Atribui-se a denominação F_L para a frequência de ressonância abaixo da frequência F_0 , e F_H para a frequência superior à frequência F_0 .

Figura 3.4. Ganho de tensão do sistema IPT com CCSS em função da variação da frequência de operação e da carga equivalente série R'_{es} .

(a) Caso ideal - $R_1 = R_2 = 0$; (b) $R_1 = R_2 = 0,5$ ohm.

(a)

(b)

Fonte: Produção do próprio autor

Como base nas figuras 3.3 e 3.4 é possível afirmar que a CCSS permite a operação do sistema como fonte de corrente quando operando em F_0 , e como fonte de tensão quando operando em F_L ou F_H . Os valores dos capacitores C_{1s} e C_{2s} que permitem a operação como fonte de corrente na frequência são obtidos através de (3.14) e (3.15), no entanto os valores dos mesmos que permitem a operação como fonte de tensão em F_L e F_H são desconhecidos até aqui. Além disso, o comportamento do circuito para os três casos supracitados no que se refere à impedância de entrada, dependência do fator de acoplamento e eficiência serão analisados caso a caso ao longo deste capítulo.

3.3 CONVERSOR COM CCSS OPERANDO COMO FONTE DE CORRENTE

O comportamento do circuito com CCSS operando como fonte de corrente para a carga em F_0 é de grande importância pela independência da carga [42]. Esta característica pode ser analiticamente comprovada pela análise da equação (3.12), no caso particular em que as perdas no transformador são negligenciadas, de tal forma que a equação (3.12) será expandida em (3.19) e R_1 e R_2 serão desconsiderados.

$$|G_{I_s}| = \left| \frac{j\omega M}{\left[j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_{1s}} \right] \cdot \left(j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_{2s}} + R_{es} \right) + \omega^2 M^2} \right| \quad (3.19)$$

Observa-se que para o transformador ideal quando o capacitor C_{1s} é dimensionado para ressonar com L_1 a parcela entre colchetes na equação (3.19) torna-se nula, e o denominador da mesma equação é reduzido para $\omega^2 M^2$, de forma que o ganho de corrente torna-se independente da R'_{es} . Nesta condição é possível comprovar que o módulo do ganho de corrente é dado por (3.16) e sua dedução encontra-se a seguir.

$$\begin{aligned} |G_{I_s@F0(ideal)}| &= \left| \frac{j\omega M}{\omega^2 M^2} \right| = \frac{1}{\omega k \sqrt{L_1 L_2}} \rightarrow |G_{I_s@F0(ideal)}|^2 = \frac{1}{\omega^2 k^2 L_1 L_2} \\ &= \frac{1}{\omega^2 k^2 \frac{1}{\omega^2 C_{1s}} L_2} = \frac{C_{1s}}{k^2 L_2} \rightarrow |G_{I_s@F0(ideal)}| = \frac{1}{k} \sqrt{\frac{C_{1s}}{L_2}} \end{aligned} \quad (3.20)$$

3.4 CONVERSOR COM CCSS OPERANDO COMO FONTE DE TENSÃO

Através da análise do módulo do ganho de tensão será extraído o valor dos capacitores que levam à operação como fonte de tensão observadas na figura 3.4. No entanto, a análise se iniciará com foco na frequência F_H e depois particularizada para a frequência F_L .

As equações (3.21) e (3.22) são resultados da manipulação da equação do ganho de tensão (3.17) com o intuito de melhor compreender as demais frequências de ressonância da figura 3.4.

$$|G_{V_s}| = \left| \frac{R'_{es}}{Z_{ss} \cdot Z_{ps} \left(\frac{1}{Z_{ps}} + \frac{1}{Z_{ss}} + \frac{1}{Z_m} \right)} \right| = \left| \frac{R'_{es}}{\left(Z_{ss} + Z_{ps} + \frac{Z_{ss} \cdot Z_{ps}}{Z_m} \right)} \right| \quad (3.21)$$

$$|G_{V_s}| = \left| \frac{R'_{es}}{\left[j\omega(L_2 - M) + \frac{1}{j\omega C_{2s}} + R'_{es} \right] + \left(j\omega(L_1 - M) + \frac{1}{j\omega C_{1s}} \right) + \left(\frac{Z_{ss} \cdot Z_{ps}}{Z_m} \right)} \right| \quad (3.22)$$

Considerando precisamente o cenário que originou a figura 3.4a no qual as resistências R_1 e R_2 foram desprezadas, observa-se que a relação de frequência $F_s/F_0 = 1,118$ equivale à frequência de operação do inversor igual a 111,8 kHz. Nesta frequência C_{1s} e C_{2s} que haviam sido calculados para ressonar respectivamente com L_1 e L_2 na frequência de 100 kHz, agora entram em ressonância com as respectivas reatâncias de dispersão das bobinas do transformador. Desta forma a impedância Z_{ps} e as parcelas entre parentes da equação (3.22) tornam-se nulas, e a parcela entre colchetes é reduzida a R'_{es} . Portanto a equação do ganho de tensão se resume à razão entre a resistência equivalente série por ela própria, o que justifica o ganho unitário observado para qualquer valor de carga [4].

Ainda para este cenário com o emprego do transformador ideal, caso L_2 tenha um novo valor diferente de L_1 , e C_{1s} e C_{2s} sejam recalculados para ressonar respectivamente com L_1 e L_2 na frequência $F_s = F_{p_s} = F_{s_s} = 100$ kHz, observa-se que o circuito com CCSS continuará a apresentar comportamento de fonte de tensão na mesma frequência de 111,8 kHz, e o ganho de tensão para o transformador ideal será dado por (3.23) [42]; [43].

$$|G_{V_{s@FH(ideal)}}| = \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \quad (3.23)$$

Destaca-se que caso $F_{p_s} = F_{s_s}$ seja diferente de 100 kHz haverá um novo F_H , também indiferente ao valor da carga mas distinto de 111,8 kHz, para o qual o ganho poderá ser obtido através da equação (3.23).

Faz-se necessário evidenciar que o ganho de tensão em $F_H (F_L)$ não depende de k conforme mostrado na equação (3.23) e discutido nas referências [42]; [44]; [45]. No entanto, estas referências não explicitam que a frequência $F_H (F_L)$ varia com k (*que varia com a separação*), e se distancia de F_0 quando k aumenta.

Deste modo, se $F_{p_s} = F_{s_s}$ e L_1 igual a L_2 haverá sempre uma frequência $F_H (F_L)$ na qual o ganho será unitário para o transformador ideal, independentemente do valor da carga. No entanto, esta frequência muda de valor com a variação de k , de forma que a tensão na carga é dependente de k na frequência para qual o conversor foi projetado para operar [43].

A figura 3.5 ilustra seis frequências nas quais pode-se obter ganho de tensão unitário para qualquer valor de carga decorrente de três valores de k distintos. Adicionalmente é possível ver a alteração do ganho de tensão se ocorrer variação da frequência de trabalho ou do coeficiente de acoplamento. O projeto foi desenvolvido para um coeficiente de acoplamento igual a 0,2 (C_{1s} e C_{2s} foram calculados conforme (3.24) e (3.25) para $k = 0,2$ na frequência de operação F_H' de 100 kHz).

Obviamente em um caso real em que as resistências R_1 e R_2 estão presentes o ganho de tensão se mostra inversamente proporcional às resistências R_1 e R_2 e diretamente proporcional a resistência de carga R'_{es} , conforme se observa na figura 3.4b e na equação (3.22).

Figura 3.5. Ganho de tensão em função da variação da frequência, do coeficiente de acoplamento e da carga com os capacitores C_{1s} e C_{2s} calculados de modo a garantir o comportamento de fonte de tensão em 100 kHz para $k = 0,2$.

Fonte: Produção do próprio autor

Desta forma, quando a operação como fonte de tensão é requerida, os capacitores C_{1s} e C_{2s} devem ser calculados para ressonar com a diferença entre a indutância própria e a mútua de cada enrolamento na frequência desejada de operação F_s , conforme as equações (3.24) e (3.25).

$$C_{1s} = \frac{1}{(2\pi F_s)^2(L_1 - M)} \quad (3.24)$$

$$C_{2s} = \frac{1}{(2\pi F_s)^2(L_2 - M)} \quad (3.25)$$

A frequência denominada F_L na figura 3.3 é proveniente da ressonância entre o capacitor calculado conforme (3.14) e a somatória da indutância mútua com a indutância própria de L_1 [46]. Desta forma a parcela imaginária do denominador da

equação (3.22) torna-se nula, e a parte real é igual em módulo a R'_{es} no numerador, levando o ganho de tensão à unidade.

Quando a operação como fonte de tensão na frequência F_L for a estratégia adotada, os capacitores C_{1s} e C_{2s} devem ser calculados para ressonar com a soma da indutância própria e a mútua de cada enrolamento na frequência desejada F_s conforme (3.26) e (3.27).

$$C_{1s} = \frac{1}{(2\pi F_s)^2 (L_1 + M)} \quad (3.26)$$

$$C_{2s} = \frac{1}{(2\pi F_s)^2 (L_2 + M)} \quad (3.27)$$

A operação em F_L é análoga à operação em F_H do ponto de vista da carga, no entanto como o conversor ressonante opera abaixo da frequência natural de ressonância F_0 o circuito com CCSS operando em F_L apresenta-se para o inversor como uma carga capacitiva, levando o inversor a operar em ZCS. Por outro lado, a operação em F_H possibilita ZVS. Tais comportamentos ficarão evidentes na análise da impedância dos conversores no domínio da frequência.

3.5 ANÁLISE DA EFICIÊNCIA DO CIRCUITO COM CCSS

Conforme foi apresentado no item anterior os ganhos de tensão e de corrente variam com as resistências R_1 e R_2 e com a carga R'_{es} . O impacto destes três elementos na eficiência do sistema IPT e na potência máxima entregue à carga precisa ser avaliado e quantificado para que o projeto seja desenvolvido de modo a garantir um valor mínimo de eficiência.

A operação do sistema IPT em frequências de dezenas de kHz se faz necessária uma vez que a reatância de dispersão é elevada e a corrente de magnetização pode assumir valores altos que comprometeriam o inversor, em especial na ausência de carga [3]. A busca para elevar o coeficiente de acoplamento também reduz a dispersão e é alvo de diversos trabalhos de pesquisa [6]; [47]–[53]. Entretanto, a relação entre estes parâmetros e a eficiência do sistema precisa ser demonstrada para que o sistema possa ser adequadamente projetado segundo as especificações preestabelecidas.

A eficiência para a compensação série-série η_{ss} do circuito com CCSS pode ser obtida através do produto entre a eficiência do lado primário do transformador (η_{1_s}) e a eficiência do lado secundário incluindo a carga (η_{2_s}), ou ainda através da relação entre a potência ativa sobre a carga P_{out_s} e a potência ativa fornecida pela fonte P_{in_s} conforme:

$$\eta_{ss} = \eta_{1_s} \cdot \eta_{2_s} = \frac{P_{out_s}}{P_{in_s}} \quad (3.28)$$

A eficiência do lado primário do transformador pode ser obtida considerando a apenas a potência ativa dissipada neste lado do circuito conforme:

$$\eta_{1_s} = \frac{Real(Z_{r_s})}{R_1 + Real(Z_{r_s})} \quad (3.29)$$

De maneira similar a eficiência do lado secundário pode ser obtida por (3.30) e conclui-se que a eficiência será de 100% e independente da carga, da frequência de operação e do coeficiente de acoplamento no caso hipotético no qual R_1 e R_2 são nulos.

$$\eta_{2_s} = \frac{R'_{es}}{R_2 + R'_{es}} \quad (3.30)$$

No entanto, para um transformador real convém analisar o comportamento da eficiência nas três frequências de interesse observadas no item anterior para uma faixa ampla de cargas.

A figura 3.6 sugere que a máxima eficiência é obtida na frequência de operação F_0 e para um valor de carga específico. A análise da equação (3.31) permite afirmar que na frequência F_0 , para a qual o sistema com CCSS apresenta característica de fonte de corrente, haverá o cancelamento das parcelas imaginárias e a eficiência será proporcional à frequência, à resistência equivalente de carga e ao coeficiente de acoplamento e às indutâncias das bobinas conforme apresentado em (3.32). No entanto é preciso considerar que quanto maior a frequência de operação maiores são as perdas nas chaves semicondutoras e na resistência AC das bobinas, em função do efeito pelicular e proximidade.

Figura 3.6. Eficiência do sistema IPT com CCSS em função da variação da carga equivalente série R'_{es} . $R_1 = R_2 = 0,5 \text{ ohm}$

Fonte: Produção do próprio autor

$$\eta_{ss} = \frac{\text{Real}(Z_{r_s})R'_{es}}{(R_1 + \text{Real}(Z_{r_s}))(R_2 + R'_{es})} \quad (3.31)$$

$$= \frac{R'_{es} \cdot \text{Re}\left[\frac{\omega^2 k^2 L_1 L_2}{R'_{es} + R_2 - \frac{j}{\omega C_{2s}} + j\omega L_2}\right]}{(R'_{es} + R_2)(R_1 + \text{Re}\left[\frac{\omega^2 k^2 L_1 L_2}{R'_{es} + R_2 - \frac{j}{\omega C_{2s}} + j\omega L_2}\right])}$$

$$\eta_{ss@F_0} = \frac{\omega_0^2 k^2 L_1 L_2 R'_{es}}{(R_2 + R'_{es}) \cdot (R_1 R_2 + R_1 R'_{es} + \omega_0^2 k^2 L_1 L_2)} \quad (3.32)$$

Uma vez que a eficiência varia com a frequência, a comparação das respectivas eficiências operando em F_L (91,3 kHz), F_0 (100 kHz) e F_H (111,8 kHz) precisa ser feita para o mesmo valor de frequência de operação, cada qual preservando suas características e comportamento anteriormente observados. Portanto, a figura 3.7 é obtida ajustando adequadamente os valores de C_{1s} e C_{2s} . Desta forma pode-se comprovar que a máxima eficiência ocorre em F_0' (100 kHz) [8], e que a eficiência operando em F_L' (100 kHz) e F_H' (100 kHz) até aqui são idênticas. Portanto, não é

possível conciliar o comportamento de fonte de tensão com a máxima eficiência de operação para o sistema IPT com CCSS [46].

Figura 3.7. Eficiência em função da frequência e R'_{es} . Em que $R_1 = R_2 = 0,5 \, \Omega$ e $k = 0,2$.

Fonte: Produção do próprio autor

A figura 3.8 apresenta a eficiência em função da frequência de operação para diversos valores de carga e dois coeficientes de acoplamento distintos, na qual se observa que o valor da carga que produz a maior eficiência varia com a frequência e também com o valor de k . Desta forma convém buscar uma relação entre a frequência, o coeficiente de acoplamento, a indutância própria e a resistência de carga para o assertivo desenvolvimento de um projeto. Desta forma, torna-se importante projetar o sistema IPT para uma eficiência mínima preestabelecida, buscando os parâmetros que orientarão a construção do transformador, como a indutância própria, a máxima resistência AC dos enrolamentos das bobinas, frequência de operação adequados à carga que deseja-se alimentar. A equação (3.31) permite conhecer a máxima resistência AC que o transformador deve apresentar quando o valor da carga e a eficiência requerida é conhecida. De posse destes parâmetros processos iterativos

poderão posteriormente otimizar o transformador com o intuito de superar a performance demandada.

Figura 3.8. Eficiência do sistema IPT com CCSS em função da frequência e R'_{es} . Em que $R_1 = R_2 = 0,5$ ohm em F_0 . Linhas tracejadas representam operação com $k = 0,1$ e as linhas contínuas representam operação com $k = 0,5$.

Fonte: Produção do próprio autor

Na figura 3.9 mais uma vez pode-se notar o aumento da eficiência com o aumento da frequência principalmente para baixos valores de k . Novamente evidencia-se a superior eficiência quando operando em F_0 . O aumento do coeficiente de acoplamento também resulta em aumento da eficiência, no entanto a operação com baixos valores de k é o que caracteriza os sistemas IPT.

Figura 3.9. Eficiência do sistema IPT com CCSS em função do fator de acoplamento e da frequência de Operação. Em que $R_1 = R_2 = 0,5 \text{ ohm}$ e $R'_{es} = 12 \text{ ohms}$.

Fonte: Produção do próprio autor

O valor da carga para qual a eficiência de operação em F_0 é máxima pode ser obtido através da derivada parcial de η_{SS} em relação à R'_{es} , conforme (3.33) [54].

$$R'_{es_ótima} = R_2 \sqrt{1 + \left(\frac{k^2 \omega_0^2 L_1 L_2}{R_1 R_2} \right)} = R_2 \sqrt{1 + k^2 Q_1 Q_2} \quad (3.33)$$

Nesta condição a eficiência pode ser representada em função do fator de qualidade das bobinas, conforme (3.34), em que se observa que o produto entre k e a raiz quadrada de Q_1 e Q_2 limita a máxima eficiência de sistema IPT. Tal produto é denominado figura de mérito do sistema IPT, e deve ser atendido na construção do transformador [55]; [56].

$$\eta_{SS_max(F_0)} = \frac{(k\sqrt{Q_1Q_2})^2}{\left(1 + \sqrt{1 + (k\sqrt{Q_1Q_2})^2}\right)^2} \quad (3.34)$$

Considerando a princípio que ambas as bobinas são iguais, e com alto fator de qualidade pode-se simplificar (3.33) conforme (3.35) [57].

$$R'_{es_ótima} \cong k\omega_0 L_2 \quad (3.35)$$

O secundário do transformador ideal forma um circuito ressonante RLC em série, o qual tem fator de qualidade igual:

$$Q_{s_ideal} = \frac{\omega_0 L_2}{R'_{es}} = \frac{1}{R'_{es}} \sqrt{\frac{L_2}{C_2}} \quad (3.36)$$

A equação (3.35) pode ser expressa em relação ao fator de qualidade do secundário do sistema IPT. Desta forma adotar um fator de qualidade do secundário que seja o inverso do fator de acoplamento se mostra um importante ponto de partida do projeto para dimensionar as bobinas e definir a frequência de operação [54].

$$k \cong \frac{R'_{es_ótima}}{\omega_0 L_2} \rightarrow k \cong \frac{1}{Q_{s_ideal}} \quad (3.37)$$

A figura 3.10 demonstra que a máxima eficiência ocorre para $Q_{s_s} = 5$ quando $k = 0,2$ e $F_s = F_0$. Também se observa que para a operação em F_L' e F_H' a maior eficiência ocorre para valores de resistência de carga superiores (menor valor de Q_{s_ideal}) quando comparado ao valor de resistência de carga ótimo em F_0' .

O valor da resistência equivalente de carga que leva à máxima eficiência operando em F_H' é dado por:

$$R'_{es_ótima(FH')} = R_2 \sqrt{1 + k^2 Q_1 Q_2 + (k Q_2)^2} \quad (3.38)$$

Quando $Q_1, Q_2 > 200$ pode-se simplificar (3.38) [43]:

$$R'_{es_ótima(FH')} \cong k\omega_H L_2 \sqrt{2} \quad (3.39)$$

Figura 3.10. Eficiência do sistema IPT com CCSS em função do fator de qualidade do secundário. Em que $R_1 = R_2 = 0,5$ ohm, $R'_{es} = 12$ ohms e $k = 0,2$.

Fonte: Produção do próprio autor

O fator de qualidade do secundário série pode ser precisamente obtido por:

$$Q_{s-s} = \frac{\omega_0 L_2}{R'_{es} + R_2} \quad (3.40)$$

O fator de qualidade do primário é dado por:

$$Q_{p-s} = \frac{\omega_0 L_1 (R'_{es} + R_2)}{R_1 (R'_{es} + R_2) + \omega_0^2 M^2} \quad (3.41)$$

Na literatura por vezes é empregado o $Q_{s-s} = 5$ para se buscar máxima eficiência, no entanto verifica-se por (3.36) que tal valor é decorrente da utilização do fator de acoplamento $k = 0,2$ [1]; [8].

3.6 POTÊNCIA TRANSFERIDA PARA A CARGA

A alta eficiência em sistema IPT torna-se de alta importância para sistemas de média e alta potência, no entanto a operação com máxima eficiência não coincide com a máxima transferência de potência para a carga conforme será apresentado adiante.

Em circuitos de corrente alternada nos quais duas impedâncias complexas estão associadas em série, a máxima transferência de potência se dará quando as partes reais forem idênticas e as partes complexas de suas impedâncias forem complementares. Nesta situação a eficiência será obtida pela razão entre a parte real da carga de interesse pela soma das partes reais de ambas as cargas, levando a uma eficiência de exatos 50%.

Eventualmente para sistemas IPT que operam com dezenas de miliwatts pode ser aceitável operar com tão pouca eficiência, mas tamanha ineficiência pode inviabilizar a operação com potências maiores dada as elevadas perdas e possíveis interferências oriundas do fluxo magnético disperso.

Para se transferir potências elevadas torna-se muito importante reduzir ao máximo a parcela real proveniente das resistências dos enrolamentos, e eliminar as partes complexas dos elementos reativos através das compensações capacitivas, e desta forma atingir eficiências superiores a 80%. No entanto, a contrapartida de se operar com máxima eficiência é que a potência entregue à carga é muito inferior à potência que poderia ser entregue com eficiência de 50%.

A figura 3.11a ilustra a eficiência em função da carga, enquanto a figura 3.11b apresenta a correspondente potência transferida, e deixa evidente que seus valores máximos não coincidem. Em aplicações nas quais a máxima eficiência energética não for mandatória é possível operar em uma região intermediária.

Figura 3.11. Sistema IPT com CCSS em função da frequência e R'_{es} . Em que $R_1 = R_2 = 0,5 \text{ ohm}$ e $k = 0,2$. (a) Eficiência. (b) Potência transferida à carga

(a)

(b)

Fonte: Produção do próprio autor

A figura 3.12 relaciona a potência entregue à carga e a eficiência quando houver variação do coeficiente de acoplamento em relação ao valor nominal de projeto.

Para um sistema projetado para operar em F_0 , observa-se que a redução do coeficiente de acoplamento em relação ao seu valor nominal, causa a elevação da potência na carga e aumento nas correntes do primário e secundário, resultando na redução da eficiência do conversor. Tal efeito não se observa quando operando em F_L' ou F_H' porque sempre haverá uma reatância capacitiva ou indutiva que limitará a corrente no primário.

Figura 3.12. Sistema IPT com CCSS em função do coeficiente de acoplamento e frequência. Em que $R_1 = R_2 = 0,5$ ohm, $R'_{es} = 12$ ohms e k de projeto = 0,2.

(a) Eficiência. (b) Potência transferida à carga

Fonte: Produção do próprio autor

O valor de k para o qual se obtém a máxima corrente e potência na carga nominal é denominado coeficiente de acoplamento crítico k_c [58], e pode ser calculado pela equação (3.42). Valores superiores de k elevam a eficiência, mas reduzem a potência entregue à carga nominal [6]; [59].

$$k_c = \frac{1}{\sqrt{Q_1 Q_{s_s}}} \quad (3.42)$$

3.7 IMPACTOS NA FONTE E NA CARGA COM A VARIAÇÃO DE k

Um sistema IPT está normalmente sujeito a variações do coeficiente de acoplamento em função do desalinhamento entre as bobinas do transformador. Apresentou-se no item anterior que o desvio do valor nominal de k altera a potência sobre a carga de forma que os impactos na tensão e na corrente de carga merecem ser estudados, além das consequências desta alteração operacional na fonte.

A figura 3.13 mostra que o circuito com CCSS operando em F_0 quando é submetido à variação do coeficiente de acoplamento modifica seu o ganho de corrente e também a corrente drenada do inversor.

A elevação da corrente I_{1_s} deve-se ao aumento na corrente de magnetização do transformador como consequência da redução da impedância do secundário refletida para o primário, e do completo cancelamento da indutância própria do enrolamento primário do transformador pelo capacitor de compensação C_{1s} .

O aumento da corrente no primário por sua vez eleva a corrente no secundário e conseqüentemente o ganho de corrente. Entretanto, a corrente I_{1_s} e a tensão $\dot{V}_{in}$ continuam em fase com ângulo nulo, logo FP unitário.

Figura 3.13. Comportamento do sistema IPT com CCSS em função do coeficiente de acoplamento. Em que $R_1 = R_2 = 0,5$ ohm, $R'_{es} = 12$ ohms e k de projeto = 0,2.

(a) Ganho de corrente. (b) Corrente no primário.

Fonte: Produção do próprio autor

Para o circuito operando em F_H' ou F_L' pode se observar na figura 3.14 que a corrente $\hat{I}_{1_s}$ reduz para qualquer valor do coeficiente de acoplamento diferente do nominal, e a variação da potência é significativamente inferior à observada quando operando em F_0 . O ganho não é unitário para $k = 0,2$ em função das perdas no transformador.

Figura 3.14. Comportamento do sistema IPT com CCSS em função do coeficiente de acoplamento. Em que $R_1 = R_2 = 0,5 \text{ ohm}$, $R'_{es} = 12 \text{ ohms}$ e k de projeto = 0,2.

(a) Ganho de tensão. (b) Potência ativa na carga. (c) Corrente no primário.

Fonte: Produção do próprio autor

3.8 ANÁLISE DA IMPEDÂNCIA DE ENTRADA E FP NO INVERSOR

A impedância de entrada do circuito com CCSS é, de forma genérica, a razão entre a tensão $\dot{V}_{in}$ e a corrente $\dot{I}_{1s}$. Para o modelo de mútua do transformador, a impedância de entrada Z_{ent_s} pode ser escrita por (3.43). A análise desta equação segundo este modelo permite facilmente afirmar que quando operando em $F_s = F_0$ a reatância capacitiva de C_{1s} cancelará a reatância indutiva de L_1 e, de maneira similar, a reatância capacitiva de C_{2s} cancelará a reatância indutiva de L_2 . A impedância de entrada será descrita por (3.44).

$$Z_{ent_s} = \left(j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_{1s}} + R_1 \right) + \frac{\omega^2 k^2 L_1 L_2}{j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_{2s}} + R_2 + R'_{es}} \quad (3.43)$$

$$Z_{ent_s@F_0} = (R_1) + \frac{\omega^2 k^2 L_1 L_2}{R_2 + R'_{es}} = (R_1) + \frac{\omega^2 M^2}{R_2 + R'_{es}} \quad (3.44)$$

Não havendo a parte imaginária na equação conclui-se que a tensão e a corrente na fonte estarão em fase para qualquer valor de carga ou coeficiente de acoplamento, e a impedância vista pela fonte é puramente resistiva.

A magnitude da impedância de entrada operando em F_0 é inversamente proporcional à carga e diretamente proporcional ao coeficiente de acoplamento, o que justifica o aumento da corrente no primário do transformador quando o valor da resistência de carga aumenta ou valor de k se reduz.

Operando nesta condição o FP visto pelo inversor é unitário, o ângulo de fase da corrente é zero, e o regime conhecido como ZPA, (do inglês *Zero Phase Angle*), portanto as chaves serão comutadas sem chaveamento suave conforme mostra a figura 3.15. No entanto pode-se empregar C_{1s} cerca de 2% maior que o obtido com a equação (3.14) para se operar com chaveamento suave [7].

Figura 3.15. Ângulo da impedância de entrada do sistema IPT com CCSS em função do coeficiente de acoplamento e da frequência. Em que $R_1 = R_2 = 0,5$ ohm, $R'_{es} = 12$ ohms e k de projeto = 0,2.

Fonte: Produção do próprio autor

O comportamento da impedância de entrada quando operando em F_H e F_L é mais facilmente compreendido quando analisado pelo modelo de mútua do transformador. A impedância de entrada de acordo com o modelo T pode ser escrita por:

$$Z_{ent_s} = Z_{ps} + \frac{Z_m Z_{ss}}{Z_m + Z_{ss}} \quad (3.45)$$

Quando as resistências das bobinas dos transformadores forem desconsideradas pode-se representar a impedância de entrada por:

$$Z_{ent_s} = \left(\frac{1}{j\omega C_{1s}} + j\omega(L_1 - M) \right) + \frac{Z_m \left[R'_{es} + \left(\frac{1}{j\omega C_{2s}} + j\omega(L_2 - M) \right) \right]}{Z_m + R'_{es} + \left(\frac{1}{j\omega C_{2s}} + j\omega(L_2 - M) \right)} \quad (3.46)$$

Quando os capacitores C_{1s} e C_{2s} são selecionados para ressonar com as reatâncias de dispersão $j\omega L_{1lk}$ e $j\omega L_{2lk}$ respectivamente, os termos dentro dos parênteses se tornam nulos e a impedância de entrada é reduzida à equação:

$$Z_{ent_s} = \frac{Z_m R'_{es}}{Z_m + R'_{es}} = \frac{j\omega L_m R'_{es}}{j\omega L_m + R'_{es}} \quad (3.47)$$

A análise da equação (3.46) permite afirmar que a impedância de entrada torna-se indutiva e sua magnitude variará com a carga e com a mútua, ou seja será dependente do coeficiente de acoplamento. A ressonâncias de C_{1s} e C_{2s} com as respectivas reatâncias de dispersão $j\omega L_{1lk}$ e $j\omega L_{2lk}$ é o que caracteriza a operação como fonte de tensão na frequência previamente nomeada F_H .

Neste caso a impedância de entrada é indutiva e a corrente estará atrasada em relação a fundamental da tensão do inversor conforme apresenta a figura 3.16, o que naturalmente propicia a operação em ZVS, no entanto o FP será inferior à unidade.

Figura 3.16. Fase da impedância de entrada na frequência F_H para diversos valores de k.

Em que $R_1 = R_2 = 0,5$ ohm e $R'_{es} = 12$ ohms.

Fonte: Produção do próprio autor

Por outro lado, quando o capacitor C_{1s} é selecionado para ressonar com a somatória da indutância própria de L_1 com a mútua, e o capacitor C_{2s} da mesma maneira e escolhido para ressonar com a somatória da indutância própria de L_2 com a mútua, os termos dentro dos parênteses passam a conter reatâncias capacitivas de magnitudes superiores à reatância de magnetização, fazendo com que a impedância de entrada seja capacitiva e igualmente dependente de k . Esta condição de ressonância caracteriza a operação como fonte de tensão em F_L .

Nesta condição a impedância de entrada é capacitiva conforme figura 3.17 e a corrente estará adiantada em relação à fundamental da tensão do inversor, o que naturalmente propicia a operação em ZCS, no entanto novamente o FP será sempre inferior a unidade.

**Figura 3.17. Fase da impedância de entrada na frequência F_L para diversos valores de k .
Em que $R_1 = R_2 = 0,5 \text{ ohm}$ e $R'_{es} = 12 \text{ ohms}$.**

Fonte: Produção do próprio autor

É importante ressaltar que quando operando em F_L' ou F_H' e com o coeficiente de acoplamento de projeto, o ângulo de fase da impedância de entrada sofrerá alteração em função do valor da carga sem haver inversão no seu sinal. No entanto se houver aumento do coeficiente de acoplamento em relação ao valor de projeto, a impedância de entrada pode inverter completamente de fase, deixando de ser capacitiva e tornando-se indutiva, ou vice-versa conforme exemplifica a figura 3.18.

Figura 3.18. Fase da impedância de entrada pela frequência

Fonte: Produção do próprio autor

Alterações no valor da carga ou no coeficiente de acoplamento podem fazer com que surjam outras duas novas frequências de ressonância para as quais ZPA pode ser obtido, no entanto a operação nestas frequências apresentam eficiência inferior e potências de saída diferente das nominais. Quando tal condição se faz presente diz-se que a fase da impedância de entrada possui múltiplos cruzamentos por zero [3].

Para um sistema IPT que trabalha com frequência fixa em F_0 tais alterações não impactam o ângulo da impedância de entrada. No entanto, quando um sistema IPT trabalhar com frequência variável, o inversor tanto poderá vir a operar em condição

de ZPA em frequência distinta da frequência que garante maior performance, quanto operar com valores de frequência intermediários diferente de ZPA, exigindo que o sistema de controle saiba lidar com tal comportamento [1].

No contexto de transmissão de energia elétrica sem fio a este comportamento dá-se o nome de fenômeno da bifurcação (do inglês *bifurcation phenomena*). Tal comportamento não é objetivo deste trabalho e maiores detalhes estão disponíveis no Apêndice D [60].

3.9 DIMENSIONAMENTO DE UM CONVERSOR COM COMPENSAÇÃO SS

Neste item os componentes de circuito serão calculados com base nas premissas de projeto e um protótipo será implementado para validar os cálculos analíticos e simulações. Não é foco deste item o dimensionamento dos parâmetros geométricos do transformador, seus parâmetros construtivos serão discutidos no capítulo 6.

3.9.1 Operação como fonte de corrente

Com o intuito de apresentar um procedimento de cálculo e comparar os resultados obtidos analiticamente com resultados proveniente de experimentos definiu-se algumas premissas de projetos, especificações do funcionamento da carga e construiu-se um protótipo com o inversor descrito no apêndice E.

Convencionou-se alimentar com corrente constante uma carga com valor nominal de 12,4 ohms. A potência a ser fornecida foi de 10,5 W com eficiência mínima de 90% no circuito ressonante (exclui-se as perdas no inversor e no retificador). Desta forma V_{RL_S} foi igual 11,41 V e $I_{RL_S} = 0,92$ A.

Com tensão $V_{RL_S} = V_{cc}$, a resistência equivalente série é dada por:

$$R'_{es} = \frac{8}{\pi^2} R_L \left(1 + \frac{2V_d}{V_{cc}} \right) = \frac{8}{\pi^2} 12,4 \left(1 + \frac{2 \cdot 0,7}{11,41} \right) = 11,28 \text{ ohms} \quad (3.48)$$

Utilizou-se o fator de qualidade do secundário típico ($Q_{S_S} = 5$).

Aplicando a equação (3.37) obteve-se um coeficiente de acoplamento de 0,2.

Através da equação (3.35) para $k = 0,2$ e $R'_{es} = 11,28$ ohms obteve-se $\omega_0 L_2 = 56,42$ ohms.

A frequência de trabalho escolhida $F_s = F_0$ foi de 100 kHz para maximizar a eficiência do sistema IPT operando próximo ao limite operacional do inversor L6203 [61].

Desta forma obteve-se $L_1 = L_2 = 89,80 \mu\text{H}$.

Para fornecer corrente constante na carga R'_{es} projetou-se o conversor para trabalhar na frequência F_0 de acordo com (3.14) e (3.15). Logo $C_{1s} = C_{2s} = 28,21 \text{ nF}$.

Para se obter a eficiência de 90% no sistema IPT, desprezando-se as perdas no inversor e no retificador, empregou-se a equação (3.32), admitindo $R_1 = R_2$.

$$0,90 = \frac{628318^2 \cdot 0,2^2 \cdot (89,80 \times 10^{-6})^2 \cdot 11,28}{(R_2 + 11,28) \cdot (R_2^2 + 11,28 R_2 + 628318^2 \cdot 0,2^2 \cdot (89,80 \times 10^{-6})^2)} \quad (3.49)$$

$$R_1 = R_2 = 0,59 \text{ ohm} \quad (3.50)$$

O ganho de corrente para um sistema IPT com perdas pode ser obtido de maneira genérica por (3.12), simplificada aqui para operação em F_0 .

$$|G_{I_s@F_0}| = \left| \frac{\omega_0 k \sqrt{L_1 L_2}}{R_1 \cdot (R_2 + R'_{es}) + \omega_0^2 k^2 L_1 L_2} \right| = 0,0840 \text{ A/V} \quad (3.51)$$

O valor eficaz da $\dot{I}_{out_s}$ se relaciona com a corrente I_{RL_s} da seguinte forma:

$$I_{out_s(1)} = \frac{I_{2_s(1)\text{pico}}}{\sqrt{2}} = \frac{\pi I_{RL_s}}{2\sqrt{2}} = \frac{0,92\pi}{2\sqrt{2}} = 1,02 \text{ A} \quad (3.52)$$

A tensão $\dot{V}_{in}$ pode ser obtida pela razão entre o valor eficaz da fundamental da corrente no secundário pelo ganho de corrente:

$$G_{I_s} = \frac{I_{out_s(1)}}{V_{in(1)}} \rightarrow V_{in(1)} = \frac{1,02}{G_{I_s}} = 12,17 \text{ V}_{\text{ef}} \quad (3.53)$$

A impedância de entrada é dada por (3.4) de forma que o valor eficaz da corrente $\dot{I}_{1_s}$ pode ser obtida por:

$$I_{1s(1)} = \frac{V_{in(1)}}{Z_{ent_s@F0}} = \frac{12,17}{0,59 + 10,7235} = 1,08 \text{ A} \quad (3.54)$$

O Valor de pico da tensão do inversor E é obtida por:

$$E = \frac{\pi \cdot \sqrt{2} \cdot V_{in(1)}}{4} = 13,52 \text{ V} \quad (3.55)$$

Cada bobina em espiral plana do transformador foi confeccionada com 32 voltas de fio 20 AWG, com diâmetro interno e externo de 32 mm e 180 mm respectivamente. O coeficiente de acoplamento foi obtido ajustando a distância entre as bobinas. O dimensionamento geométrico da bobina a partir das premissas de projeto será apresentado no capítulo 6.

Os dados dos componentes dimensionados e os valores práticos obtidos no instante dos ensaios estão na tabela 3.1.

Tabela 3.1. Parâmetros de projeto e valores práticos dos componentes

Grandeza	Unidade	Valores de Projeto	Valores Práticos	Desvio de Especificação
R_1	ohm	0,59	0,62	4,8%
L_1	μH	89,76	90,40	0,7%
N_1	espira	32	32	0,0%
C_{1s}	nF	28,22	27,35	3,2%
R_2	ohm	0,59	0,62	4,8%
L_2	μH	89,76	90,50	0,8%
N_2	espira	32	32	0,0%
C_{2s}	nF	28,22	28,37	0,5%
k	-	0,20	0,20	0,0%
R'_{es}	ohm	11,28	11,29	0,1%
R_L	ohm	12,40	12,40	0,0%
Separação	mm	-	64	-

Fonte: Produção do próprio autor

Os resultados experimentais obtidos com o protótipo da figura 3.19 encontram-se na tabela a seguir.

Tabela 3.2. Resultados obtidos com simulação e experimentos

Operação em F0 @ 100 kHz							
Grandeza	Unidade	Resultados Teóricos do Projeto	Simulação com valores práticos	Resultados experimentais sem retificador	Resultados experimentais com retificador	Erro entre a simulação e experimento sem retificador	Desvio entre projetado e implementado com retificador
E	V (RMS)	13,52	13,88	14,82	14,82	6,3%	8,8%
$I_{\text{FONTE_CC}}$	A (RMS)	0,97	0,95	1,02	0,99	6,4%	1,8%
$V_{\text{in}(1)}$	V (RMS)	12,17	12,50	12,50	12,50	0,0%	2,6%
I_{1_s}	A (RMS)	1,08	1,08	1,14	1,10	5,2%	2,2%
$I_{\text{RL_S}}$	A (RMS)	0,92	0,92	-	0,90	-	2,0%
$V_{\text{RL_S}}$	V (RMS)	11,41	11,41	-	11,22	-	1,7%
$I_{\text{out_s}}$	A (RMS)	1,02	1,03	1,01	1,01	1,4%	1,2%
$\dot{V}_{\text{out_s}}$	V (RMS)	11,53	11,58	11,66	-	0,7%	-
P_{RL}	W	10,50	10,57	-	10,12	-	3,8%
$\eta_{\text{ss@F0}}$	-	0,90	0,89	0,84	-	6,3%	-
<i>Eficiência</i>	-	-	-	-	0,69	-	-

Fonte: Produção do próprio autor

Observa-se que a eficiência do circuito ressonante obtida através de simulação com valores reais é ligeiramente superior ao medido experimentalmente, no entanto, não considerou-se na simulação as perdas nos fios de conexão e nos capacitores. A eficiência final indica que as perdas no inversor e no retificador precisam ser minimizadas.

3.9.2 Operação como fonte de tensão em F_H

Aproveitando-se da bobina confeccionada no item anterior ajustou-se a frequência do inversor para operar em F_H a 112,2 kHz na qual sabia-se que o conversor operaria como fonte de tensão.

A frequência de 112,2 kHz permitiu reutilização dos capacitores do item anterior e da resistência equivalente série de 10,29 ohms. O coeficiente de acoplamento foi mantido, mas a tensão E precisou ser reajustada para 15,33 V para manter o mesmo valor de $V_{\text{in}(1)}$.

Os resultados encontram-se na tabela 3.3.

Tabela 3.3. Comparação entre valores teóricos e práticos para operação em F_H .

Grandeza	Unidade	Simulação com valores práticos	Resultados Experimentais sem retificador	Resultados Experimentais com retificador	Erro entre Simulação e Experimental sem retificador
E	V (RMS)	13,88	16,27	16,33	14,7%
$I_{\text{FONTE_CC}}$	A (RMS)	1,07	1,00	1,05	7,1%
$V_{\text{in}(1)}$	V (RMS)	12,50	12,50	12,50	-
i_{1_s}	A (RMS)	1,52	1,56	1,58	2,5%
$I_{\text{RL_S}}$	A (RMS)	-	-	0,91	-
$V_{\text{RL_S}}$	V (RMS)	-	-	11,26	-
$i_{\text{out_s}}$	A (RMS)	1,06	0,97	1,01	9,2%
$\dot{V}_{\text{out_s}}$	V (RMS)	12,00	11,28	-	6,4%
P_{RL}	W	-	-	10,26	-
$\eta_{\text{ss@F0}}$	-	0,86	0,86	-	0,8%
<i>Eficiência</i>	-	-	-	0,60	-

Fonte: Produção do próprio autor

3.9.3 Operação como fonte de tensão em F_L

Adicionalmente ajustou-se a frequência do inversor para operar em F_L a 91,5 kHz na qual sabia-se que o conversor também operaria como fonte de tensão. A frequência de 91,5 kHz permitiu reutilização dos capacitores do item anterior e da resistência equivalente série de 10,29 ohms. O coeficiente de acoplamento foi mantido, mas a tensão E precisou ser reajustada para 15,76 V para manter o mesmo valor de $V_{\text{in}(1)}$. Os resultados encontram-se na tabela 3.4.

Tabela 3.4. Comparação entre valores teóricos e práticos para operação em F_L .

Grandeza	Unidade	Simulação com valores práticos	Resultados Experimentais sem retificador	Resultados Experimentais com retificador	Erro entre Simulação e Experimental sem retificador
E	V (RMS)	13,88	15,69	15,76	11,5%
$I_{\text{FONTE_CC}}$	A (RMS)	0,77	0,97	0,99	20,1%
$V_{\text{in}(1)}$	V (RMS)	12,50	12,50	12,50	-
i_{1_s}	A (RMS)	1,31	1,35	1,38	3,2%
$I_{\text{RL_S}}$	A (RMS)	-	-	0,88	-
$V_{\text{RL_S}}$	V (RMS)	-	-	10,91	-
$i_{\text{out_s}}$	A (RMS)	0,90	0,97	1,01	6,8%
$\dot{V}_{\text{out_s}}$	V (RMS)	10,16	11,21	-	9,3%
P_{RL}	W	-	-	9,56	-
$\eta_{\text{ss@F0}}$	-	0,85	0,82	-	4,3%
<i>Eficiência</i>	-	-	-	0,61	-

Fonte: Produção do próprio autor

3.9.4 Análise experimental do conversor com múltiplas cargas

A figura 3.19 mostra o protótipo implementado utilizando-se do inversor e do retificador descrito no capítulo 3. Os valores teóricos e práticos dos componentes utilizados podem ser visualizados na tabela 3.1.

Figura 3.19. Protótipo e componentes utilizados nos experimentos

Fonte: Produção do próprio autor

Foram realizadas medições nas frequências 91,5 kHz (F_L) 100 kHz (F_0) e 112,2 kHz (F_H) com o intuito de se observar o comportamento de fonte de corrente quando operando em F_0 , e fonte de tensão quando operando em F_L e F_H . Quatro valores distintos de resistência de carga foram conectadas ao conversor.

A figura 3.20 apresenta o comportamento da tensão de saída com a variação da resistência de carga para operações nas frequências F_0 .

Figura 3.20. Regulação de corrente operando em F_0 .

Fonte: Produção do próprio autor

A figura 3.21 apresenta o comportamento da tensão de saída com a variação da resistência de carga para operações nas frequências F_L .

Figura 3.21. Regulação de tensão operando em F_L .

Fonte: Produção do próprio autor

A figura 3.22 apresenta o comportamento da tensão de saída com a variação da resistência de carga para operações nas frequências F_H .

Figura 3.22. Regulação de tensão operando em F_H .

Fonte: Produção do próprio autor

Observa-se que as perdas reduzem a invariância do ganho de tensão e corrente com o aumento da resistência de carga.

Os resultados experimentais apresentaram boa correlação com os valores obtidos analiticamente para a operação em F_0 , na qual o erro foi inferior a 1% para a carga de 10,2 ohms.

Quando operando em F_H e F_L observa-se erros de até 7%, no entanto a caracterização dos componentes e das bobinas foram feitas com medidor LCR (Keysight, modelo U1733C) na frequência de 100 kHz, diferente das empregadas neste dois casos. A associação de diversos capacitores para se obter valores práticos próximos aos teóricos também influenciou na qualidade das medidas.

3.10 CONCLUSÕES DO CAPÍTULO

Neste capítulo identificou-se três frequências de ressonância de operação em um sistema IPT com CCSS, sendo que na ressonância entre a indutância própria da

bobina e os capacitores, nomeada F_0 , o sistema IPT opera como fonte de corrente e apresenta máxima eficiência. Nas duas outras frequências, F_L e F_H , observa-se o comportamento de fonte de tensão, menor eficiência, e condições para operação em ZCS e ZVS, respectivamente.

Mostrou-se que a máxima eficiência ocorre para um determinado valor de carga e como determiná-las. Enfatizou-se que as condições de máxima eficiência e máxima transferência de potência são exclusivas.

Apresentou-se que o fator de qualidade do secundário guarda uma relação com o fator de acoplamento de grande importância para o desenvolvimento do projeto e para a eficiência total. Notou-se que o k e a frequência de operação são inversamente proporcionais, de tal forma que o aumento do k permite a operação em frequência mais baixa, mantendo E e o transformador inalterados.

Mostrou-se que o ângulo da impedância de entrada é nulo e independe de R'_{es} ou k para a operação em F_0 .

Enfatizou-se a significativa elevação da corrente na fonte na condição de ausência de carga no secundário quando operando em F_0 , tal comportamento não ocorre em F_L e F_H .

Mostrou-se que os valores dos capacitores C_{1s} e C_{2s} não dependem da carga em qualquer cenário, e são independentes da indutância mútua na operação em F_0 uma vez que a impedância do secundário refletida para o primário é puramente resistiva.

Demonstrou-se que a operação em F_L e F_H pode apresentar ganho unitário independentemente do coeficiente de acoplamento, no entanto, ocorrerá o deslocamento da frequência de ressonância com a variação do k , indicando que os valores dos capacitores são dependentes da indutância mútua. Nestas frequências o FP é menor que a unidade e varia com a carga e com o coeficiente de acoplamento.

Apresentou-se uma metodologia de cálculo dos componentes e grandezas do sistema a partir das características da carga e da eficiência mínima requerida.

Implementou-se um protótipo para confrontar os resultados práticos e teóricos nas três frequências de ressonância e os resultados foram satisfatórios, no entanto as perdas precisam ser identificadas e minimizadas.

Finalmente, evidenciou-se experimentalmente as características de fonte de corrente operando em F_0 e de fonte de tensão operando em F_L e F_H através da operação com diversos valores de carga.

4 COMPENSAÇÃO SÉRIE-PARALELA (SP)

Este capítulo fará uma análise da compensação série-paralela semelhante à realizada para a compensação SS e durante toda a análise da compensação SP a carga de referência será a carga equivalente paralela R'_{ep} definida em (2.22). A tensão de entrada do sistema será representada pelo fasor $\dot{V}_{in}$ (valor eficaz).

O sistema IPT da figura 4.1a com compensação série-paralela é representado na figura 4.1b através do modelo de mútua do transformador. O capacitor C_{2_sp} passa a compor a impedância do secundário definida por (4.1).

Figura 4.1. IPT. (a) Circuito CCSP. (b) Modelo equivalente de mútua

Fonte: Produção do próprio autor

$$Z_{sec_sp} = j\omega L_2 + R_2 + \frac{1}{j\omega C_{2_sp} + \frac{1}{R'_{ep}}} \quad (4.1)$$

A impedância do secundário refletida para o primário é dada pela equação:

$$Z_{r_sp} = \frac{\omega^2 k^2 L_1 L_2}{j\omega L_2 + R_2 + \frac{1}{j\omega C_{2_sp} + \frac{1}{R'_{ep}}}} \quad (4.2)$$

A impedância do circuito primário para compensação série-paralela é dada por:

$$Z_{pri_sp} = j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_{1_sp}} + R_1 \quad (4.3)$$

A impedância vista pelo inversor é expressa por:

$$Z_{ent_sp} = Z_{pri_sp} + Z_{r_sp} \quad (4.4)$$

A corrente no primário pode ser encontrada diretamente através de:

$$i_{1_sp} = \frac{\dot{V}_{in}}{Z_{ent_sp}} \quad (4.5)$$

A tensão sobre a carga pode ser encontrada diretamente através de:

$$\dot{V}_{out_sp} = \frac{j\omega M \dot{I}_{1_sp}}{Z_{sec_sp} \cdot \left(j\omega C_{2_sp} + \frac{1}{R'_{ep}} \right)} \quad (4.6)$$

O sistema IPT da figura 4.1a pode ser representado pelo modelo T conforme figura 4.2.

Figura 4.2. IPT. Modelo equivalente T para CCSP

Fonte: Produção do próprio autor

Para o modelo da figura 4.2 a impedância do ramo primário é expressa por (4.7), e a impedância do ramo secundário pode ser obtida (4.8).

$$Z_{p_sp} = j\omega(L_1 - M) + \frac{1}{j\omega C_{1_sp}} + R_1 \quad (4.7)$$

$$Z_{s_sp} = j\omega(L_2 - M) - \frac{jR'_{ep}}{\omega C_{2_sp}(R'_{ep} - \frac{j}{\omega C_{2_sp}})} + R_2 \quad (4.8)$$

A tensão sobre a reatância de magnetização pode ser obtida por:

$$\dot{V}_{m_sp} = \frac{\dot{V}_{in}}{Z_{p_sp} \left(\frac{1}{Z_{p_sp}} + \frac{1}{Z_{s_sp}} + \frac{1}{Z_m} \right)} \quad (4.9)$$

A corrente no primário é o quociente da diferença entre a tensão de alimentação e a tensão $\dot{V}_{m_sp}$ pela impedância do ramo primário conforme (4.10)

$$\dot{I}_{1_sp} = \frac{(\dot{V}_{in} - \dot{V}_{m_sp})}{j\omega(L_1 - M) + \frac{1}{j\omega C_{1_sp}} + R_1} \quad (4.10)$$

A tensão aplicada sobre a resistência equivalente paralela pode ser obtida por:

$$\dot{V}_{out_sp} = \frac{-jR'_{ep}\dot{V}_{in}}{\omega C_{2_sp}Z_{p_sp}Z_{s_sp}(R'_{ep} - \frac{j}{\omega C_{2_sp}}) \left(\frac{1}{Z_{p_sp}} + \frac{1}{Z_{s_sp}} + \frac{1}{Z_m} \right)} \quad (4.11)$$

4.1 GANHO DE CORRENTE E DE TENSÃO

O ganho de corrente em módulo (relação de transcondutância) é obtido pela razão entre a corrente $\dot{I}_{out_sp}$ e a tensão $\dot{V}_{in}$ por:

$$|G_{I_sp}| = \left| \frac{\dot{I}_{out_sp}}{\dot{V}_{in}} \right| = \left| \frac{-j}{\omega C_{2_sp}Z_{p_sp}Z_{s_sp}(R'_{ep} - \frac{j}{\omega C_{2_sp}}) \left(\frac{1}{Z_{p_sp}} + \frac{1}{Z_{s_sp}} + \frac{1}{Z_m} \right)} \right| \quad (4.12)$$

O ganho de tensão em módulo pode ser obtido pela equação a seguir e sua dedução encontra-se no Apêndice F.

$$G_{V_sp} = Abs \left(\frac{j\omega M}{(Z_{pri_sp})(Z_{sec_sp}) + \omega^2 M^2} \cdot \frac{R'_{ep}}{(1 + j\omega C_{2_sp} R'_{ep})} \right) \quad (4.13)$$

Os capacitores C_{1_sp} e C_{2_sp} são dimensionados para ressonar respectivamente com L_1 e L_2 na frequência de operação do inversor $F_s = F_0$ conforme equações (4.14) e (4.15). Observa-se que o capacitor C_{1_sp} depende da mútua, isto se deve ao fato que a impedância do secundário refletida para o primário possui componente imaginária conforme (4.16), a qual representa no primário uma reatância capacitiva que varia com o fator de acoplamento. A dedução encontra-se no Apêndice G.

$$C_{1_sp} = \frac{1}{(2\pi F_0)^2 (L_1 - M^2/L_2)} \quad (4.14)$$

$$C_{2_sp} = \frac{1}{(2\pi F_0)^2 L_2} \quad (4.15)$$

$$Im(Z_{r_sp0}) = -\frac{\omega_0 M^2}{L_2} \quad (4.16)$$

4.2 ANÁLISE DOS GANHOS DE TENSÃO E DE CORRENTE

Para análise no domínio da frequência foi considerado o mesmo sistema IPT do capítulo anterior com coeficiente de acoplamento k é igual a 0,2, portanto mútua igual a 18,4 μH . O capacitor C_{1_sp} foi dimensionado conforme (4.14) com $F_0 = 100$ kHz. Por sua vez o capacitor C_{2_sp} foi calculado de tal forma que ressonará com a bobina secundária deste transformador na mesma frequência $F_s = F_0$, conforme (4.15).

O ganho de corrente foi obtido pela equação (4.12) e sua variação com a frequência pode ser observada na figura 4.3a, quando o transformador é considerado ideal fazendo $R_1 = R_2 = 0$. A figura 4.3b apresenta o ganho de corrente para o transformador real em que $R_1 = R_2 = 0,5$ ohm. A figura 4.3a mostra que quando $F_s = F_0$ a corrente não é constante com a variação carga. O sistema IPT comporta-se como fonte de corrente nas frequências F_L e F_H , e o ganho pode ser obtido pelo equação (4.17) para o transformador ideal [46].

$$|G_{I_sp@F0(ideal)}| = \sqrt{\frac{C_{1p}}{L_2}} = 0,017 \text{ A/V} \quad (4.17)$$

Figura 4.3. Ganho de corrente do sistema IPT com CCSP em função da variação da frequência de operação e da carga equivalente paralela R'_{ep} .

(a) Caso ideal - $R_1 = R_2 = 0$; (b) $R_1 = R_2 = 0,5 \text{ ohm}$.

(a)

(b)

Fonte: Produção do próprio autor

A figura 4.4a apresenta o ganho de tensão para o transformador ideal.

Figura 4.4. Ganho de tensão do sistema IPT com CCSP em função da variação da frequência de operação e da carga equivalente paralela R'_{ep} .

(a) Caso ideal - $R_1 = R_2 = 0$; (b) $R_1 = R_2 = 0,5 \text{ ohm}$.

Fonte: Produção do próprio autor

Nota-se o comportamento de fonte de tensão para a carga quando operando na frequência de ressonância F_0 . O valor do ganho de tensão para o transformador ideal pode ser obtido pela equação (4.18) deduzida adiante neste capítulo. A figura 4.4b apresenta o ganho de tensão para o transformador real em que $R_1 = R_2 = 0,5$ ohm.

$$|G_{V_{sp}@F_0(ideal)}| = \frac{1}{k} \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} = 5 \quad (4.18)$$

Observa-se uma relação de dualidade entre o CCSS e CCSP e a existência de múltiplas frequências de ressonância que serão analisadas e comparadas no que se refere à transferência de energia para a carga, eficiência e no impacto no inversor.

4.3 CONVERSOR COM CCSP OPERANDO COMO FONTE DE CORRENTE

Observa-se nas frequências F_L e F_H o comportamento de fonte de corrente, no entanto, como será evidenciado adiante, nestas frequências a eficiência e o ganho de corrente são inferiores ao ganho de corrente no IPT com CCSS operando em F_0 , e apresenta para o inversor um FP menor que a unidade.

4.4 CONVERSOR COM CCSP OPERANDO COMO FONTE DE TENSÃO

O comportamento como fonte de tensão em F_0 representa uma alternativa ao CCSS operando em F_L e F_H levando-se em conta a maior eficiência de operação na frequência F_0 e ao FP unitário. Esta característica pode ser analiticamente comprovada pela análise da equação (4.13), no caso particular em que as perdas no transformador são negligenciadas. Aplicando a propriedade distributiva no denominador da equação (4.13) tem-se:

$$G_{V_{sp}} = Abs \left(\frac{j\omega M R'_{ep}}{[(Z_{pri_sp})(Z_{sec_sp}) + (Z_{pri_sp})(Z_{sec_sp})(j\omega C_{2_sp} R'_{ep}) + \omega^2 M^2] + \omega^2 M^2 (j\omega C_{2_sp} R'_{ep})} \right) \quad (4.19)$$

Constata-se que, para o transformador ideal, quando os capacitores C_{1_sp} e C_{2_sp} são dimensionados conforme (4.14) e (4.15) as parcelas entre colchetes no denominador de (4.19) se anulam, resultando em:

$$G_{V_sp} = Abs\left(\frac{j\omega k\sqrt{L_1 L_2} R'_{ep}}{\omega^2 k^2 L_1 L_2 (j\omega C_{2_sp} R'_{ep})}\right) = \frac{\sqrt{L_1 L_2}}{\omega^2 L_2 C_{2_sp} k L_1} = \frac{1}{k} \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \quad (4.20)$$

4.5 ANÁLISE DA EFICIÊNCIA DO CIRCUITO COM CCSP

A eficiência para a compensação série-paralela η_{sp} do circuito com CCSP pode ser obtida através do produto entre a eficiência do lado primário do transformador (η_{1_sp}) e a eficiência do lado secundário incluindo a carga (η_{2_sp}), ou ainda através da relação entre a potência ativa sobre a carga equivalente paralela P_{out_sp} e a potência ativa fornecida pela fonte P_{in_sp} conforme:

$$\eta_{sp} = \eta_{1_sp} \cdot \eta_{2_sp} = \frac{P_{out_sp}}{P_{in_sp}} \quad (4.21)$$

A eficiência do lado primário do transformador pode ser obtida considerando a apenas a potência ativa dissipada neste lado do circuito conforme:

$$\eta_{1_sp} = \frac{Real(Z_{r_sp})}{R_1 + Real(Z_{r_sp})} \quad (4.22)$$

De maneira similar a eficiência do lado secundário pode ser obtida por:

$$\eta_{2_sp} = \frac{Real(Z_{sec_sp}) - R_2}{Real(Z_{sec_sp})} \quad (4.23)$$

A eficiência total para a compensação série-paralela η_{sp} é obtida pelas equações:

$$\eta_{sp} = \frac{Real(Z_{r_sp})[Real(Z_{sec_sp}) - R_2]}{Real(Z_{sec_sp})[Real(Z_{r_sp}) + R_1]} \quad (4.24)$$

$$\eta_{sp} = \frac{\left[-R_2 - \text{Im}(\omega L_2) + \text{Re} \left(R_2 + \frac{1}{\frac{1}{R'_{ep}} + j\omega C_{2,sp}} \right) \right] \cdot \text{Re} \left(R_2 + \frac{\omega^2 k^2 L_1 L_2}{R_2 + j\omega L_2 + \frac{1}{\frac{1}{R'_{ep}} + j\omega C_{2,sp}}} \right)}{\left[-\text{Im}(\omega L_2) + \text{Re} \left(R_2 + \frac{1}{\frac{1}{R'_{ep}} + j\omega C_{2,sp}} \right) \right] \cdot \left[R_1 + \text{Re} \left(R_2 + \frac{\omega^2 k^2 L_1 L_2}{R_2 + j\omega L_2 + \frac{1}{\frac{1}{R'_{ep}} + j\omega C_{2,sp}}} \right) \right]} \quad (4.25)$$

Uma vez que a eficiência varia com a frequência, a comparação das respectivas eficiências operando em F_L (90,3 kHz), F_0 (100 kHz) e F_H (110,7 kHz) precisa ser feita para o mesmo valor de frequência de operação, cada qual preservando suas características e comportamento anteriormente observados. Portanto, a figura 4.5 é obtida ajustando adequadamente os valores de $C_{1,sp}$ e $C_{2,sp}$.

Observa-se na figura 4.5 que a máxima eficiência ocorre em F_0' (100 kHz) [8]. Desse modo, as análises teóricas das operações nas frequências de ressonância F_L e F_H não serão exploradas neste trabalho. Limita-se à análise experimental da operação nestas frequências no item 4.9.3.

Figura 4.5. Eficiência em função da R'_{ep} . Em que $R_1 = R_2 = 0,5$ ohm e $k = 0,2$.

Fonte: Produção do próprio autor

A figura 4.6 demonstra que a eficiência do CCSP também aumenta com a frequência de operação, com o coeficiente de acoplamento e atinge seu valor máximo para um valor específico de carga.

Figura 4.6. Eficiência do sistema IPT com CCSP em função da frequência e R'_{ep} . Em que $R_1 = R_2 = 0,5 \text{ ohm}$ em F_0 . Linhas tracejadas representam operação com $k = 0,1$ e as linhas contínuas operação com $k = 0,5$.

Fonte: Produção do próprio autor

O valor da carga para máxima eficiência pode ser encontrado pela equação [55]:

$$R'_{ep_ótima} = \omega_0 L_2 \sqrt{\frac{1 + k^2 Q_1 Q_2 + Q_2^2}{1 + k^2 Q_1 Q_2}} \quad (4.26)$$

Para valores elevados de Q_1 e Q_2 o valor da carga que leva à máxima eficiência pode ser aproximado por:

$$R'_{ep_ótima} \cong \frac{\omega_0 L_2}{k} \rightarrow k \cong \frac{\omega_0 L_2}{R'_{ep_ótima}} \quad (4.27)$$

Na compensação capacitiva em paralelo, a carga e o enrolamento secundário do transformador constituem um circuito RLC paralelo, para o qual o fator de qualidade é dado por:

$$Q_{s_sp_ideal} = \frac{R'_{ep}}{\omega_0 L_2} \quad (4.28)$$

Observando-se (4.28) e (4.27) percebe-se novamente a relação entre o fator de acoplamento e o inverso do fator de qualidade do secundário.

$$k \cong \frac{1}{Q_{s_sp_Ideal}} \quad (4.29)$$

O fator de qualidade do secundário considerando as perdas no secundário do transformador pode ser obtido por:

$$Q_{s_sp} = \frac{\omega_0 L_2 R'_{ep}}{R_2 R'_{ep} + \omega_0^2 L_2^2} \quad (4.30)$$

O fator de qualidade do primário no IPT com CCSP é obtido por:

$$Q_{p_sp} = \frac{\omega_0 L_1}{R_1 + Real(Zr_sp)} \quad (4.31)$$

A figura 4.7 mostra a relação entre o fator de qualidade do secundário Q_{s_sp} e diferentes coeficientes de acoplamento que levam à máxima eficiência do sistema IPT.

Desta forma, adotar um fator de qualidade do secundário que seja o inverso do fator de acoplamento se mostra um importante ponto de partida do projeto.

Figura 4.7. Eficiência do sistema IPT com CCSP em função do fator de qualidade do secundário. Em que $R_1 = R_2 = 0,5 \text{ ohm}$ e $F_0 = 100 \text{ kHz}$.

Fonte: Produção do próprio autor

4.6 POTÊNCIA TRANSFERIDA PARA A CARGA

A figura 4.8 ilustra a variação da potência transferida à carga e a eficiência do sistema com a variação da carga. Nota-se que a máxima transferência de potência e a máxima eficiência do sistema IPT ocorrem para valores de carga distintos.

A figura 4.9 exibe a variação da potência entregue à carga quando houver variação do coeficiente de acoplamento em relação ao valor nominal de projeto.

O valor de k crítico para o qual se obtém a máxima corrente e potência na carga nominal é obtido por:

$$k_c = \frac{1}{\sqrt{Q_1 Q_{s_sp}}} \quad (4.32)$$

Figura 4.8. Sistema IPT com CCSP em função da carga R'_{ep} . $R_1 = R_2 = 0,5 \Omega$ e $k = 0,2$.

Fonte: Produção do próprio autor

Figura 4.9. Potência transferida à carga para sistema IPT com CCSP em função do coeficiente de acoplamento. Em que $R_1 = R_2 = 0,5$ ohm e k de projeto = 0,2.

Fonte: Produção do próprio autor

4.7 IMPACTOS NA FONTE E NA CARGA COM A VARIAÇÃO DE k

Observa-se na figura 4.10a que o impacto na corrente drenada do inversor com a redução do coeficiente de acoplamento é menor quando comparada ao CCSS. A figura 4.10b apresenta o comportamento do ganho de tensão pela variação do coeficiente de acoplamento para três valores de carga. Em ambos os gráficos o coeficiente de acoplamento nominal é de 20%.

Figura 4.10. Comportamento do sistema IPT com CCSP em função do coeficiente de acoplamento. Em que $R_1 = R_2 = 0,5$ ohm e k de projeto = 0,2.

(a) Corrente no primário. (b) Ganho de tensão.

Fonte: Produção do próprio autor

A figura 4.11 compara a variação do ganho de tensão entre o sistema IPT com CCSS operando como fonte de tensão em F_H e o sistema IPT com CCSP operando também como fonte de tensão em F_0 . Em ambos os casos os sistemas operam com valores de carga que levam à máxima eficiência.

Observa-se que a redução do coeficiente de acoplamento a partir do valor nominal de 20% reduz o ganho de tensão quando operando em F_H , enquanto que na mesma condição o ganho de tensão aumenta quando operando em F_0 .

Para variações de até 50% ($0,1 \ll k \ll 0,3$) em torno do coeficiente de acoplamento de projeto, o ganho de tensão na operação em F_H apresenta variação máxima de 55%, enquanto que na operação em F_0 o ganho de tensão apresenta variação máxima de 57%, mas com eficiência superior.

Figura 4.11. Comparação entre o ganho de tensão com a CCSS e a CCSP

Fonte: Produção do próprio autor

4.8 ANÁLISE DA IMPEDÂNCIA DE ENTRADA E FP NO INVERSOR

A impedância de entrada do circuito com CCSP dada por (4.33) quando operando em $F_s = F_0$ e com k de projeto não apresenta parcela imaginária independentemente da carga, uma vez que o capacitor $C_{1_{sp}}$ foi dimensionado para compensar a reatância indutiva de L_1 descontada a reatância capacitiva do secundário refletida para o primário. Nesta condição o FP visto pelo inversor é unitário e o regime é denominado ZPA.

A condição de ZPA deixará de existir para qualquer valor do coeficiente de acoplamento diferente do valor de projeto, no entanto sempre haverá uma reatância indutiva imposta por L_1 que limitará a corrente drenada do inversor.

$$Z_{ent_sp} = j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_{1_sp}} + R_1 + \frac{\omega^2 k^2 L_1 L_2}{j\omega L_2 + R_2 + \frac{1}{j\omega C_{2_sp} + \frac{1}{R'_{ep}}}} \quad (4.33)$$

Observa-se na figura 4.12 que na frequência F_0 , na qual o sistema IPT com compensação série-paralela comporta-se como fonte de tensão, o ângulo da corrente é zero para o coeficiente de acoplamento de projeto, indicando fator de potência unitário.

Figura 4.12. Relação entre a potência ativa e aparente pela frequência para R'_{ep} igual a 30, 300 e 3.000 ohms

Fonte: Produção do próprio autor

4.9 DIMENSIONAMENTO DE UM CONVERSOR COM COMPENSAÇÃO SP

De maneira similar ao que foi feito no capítulo anterior, um IPT com CCSP será dimensionado e implementado para experimentalmente validar os resultados analíticos, com exceção dos parâmetros geométricos do transformador que serão estudados no próximo capítulo.

4.9.1 Operação como fonte de tensão

Convencionou-se alimentar com tensão constante uma carga R_L com valor nominal de 224 ohms. A potência a ser fornecida foi de 10,5 W com eficiência mínima de 90% no circuito ressonante (exclui-se as perdas no inversor e no retificador). Desta forma V_{RL_SP} é 48,50 V e $I_{RL_SP} = 0,216$ A.

Com tensão $V_{RL_SP} = V_{CC}$, a resistência equivalente paralela é dada por:

$$R'_{ep} = \frac{\pi^2}{8} 224 \left(1 + \frac{1,4}{48,50} \right) = 284,32 \text{ ohms} \quad (4.34)$$

Utilizou-se o fator de qualidade do secundário típico ($Q_{s_sp} = 5$).

Aplicando a equação (4.29) obteve-se um coeficiente de acoplamento de 0,2

Através da equação (4.28) para $k = 0,2$ e $R'_{ep} = 284,32$ ohms obteve-se $\omega_0 L_2 = 56,86$ ohms.

A frequência de trabalho escolhida $F_s = F_0$ foi de 100 kHz para maximizar a eficiência do sistema IPT operando próximo ao limite operacional do inversor L6203 [61].

Desta forma obteve-se $L_1 = L_2 = 90,50$ μ H.

Para fornecer tensão constante na carga R'_{ep} projetou-se o conversor para trabalhar na frequência F_0 de acordo com (4.14) e (4.15). Logo $C_{1_sp} = 29,15$ nF e $C_{2_sp} = 27,99$ nF.

Para se obter a eficiência de 90% no sistema IPT desprezando-se as perdas no inversor e no retificador, empregou-se a equação (4.25), admitindo $R_1 = R_2$.

$$0,90 = \frac{\left[-R_2 - \text{Im}(\omega L_2) + \text{Re} \left(R_2 + \frac{1}{\frac{R'_{ep}}{R_2 + j\omega L_2 + \frac{1}{\frac{1}{R'_{ep}} + j\omega C_{2.sp}}}} \right) \right] \cdot \text{Re} \left(R_2 + \frac{\omega^2 k^2 L_1 L_2}{R_2 + j\omega L_2 + \frac{1}{\frac{1}{R'_{ep}} + j\omega C_{2.sp}}} \right)}{\left[-\text{Im}(\omega L_2) + \text{Re} \left(R_2 + \frac{1}{\frac{R'_{ep}}{R_2 + j\omega L_2 + \frac{1}{\frac{1}{R'_{ep}} + j\omega C_{2.sp}}}} \right) \right] \cdot \left[R_1 + \text{Re} \left(R_2 + \frac{\omega^2 k^2 L_1 L_2}{R_2 + j\omega L_2 + \frac{1}{\frac{1}{R'_{ep}} + j\omega C_{2.sp}}} \right) \right]} \quad (4.35)$$

$$R_1 = R_2 = 0,59 \text{ ohm} \quad (4.36)$$

O ganho de tensão para um sistema IPT com perdas pode ser obtido de maneira genérica por (4.13), logo:

$$G_{V.sp} = \text{Abs} \left(\frac{j\omega k \sqrt{L_1 L_2}}{\left(j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_{1.sp}} + R_1 \right) \left(j\omega L_2 + R_2 + \frac{1}{j\omega C_{2.sp} + \frac{1}{R'_{ep}}} \right) + \omega^2 k^2 L_1 L_2} \cdot \frac{R'_{ep}}{(1 + j\omega C_{2.sp} R'_{ep})} \right) = 4,73176 \quad (4.37)$$

O valor eficaz da $V_{out.sp(1)}$ se relaciona com a tensão $V_{RL.SP}$ da seguinte forma:

$$V_{out.sp(1)} = \frac{V_{out.sp(1)pico}}{\sqrt{2}} = \frac{\pi(V_{RL.SP} + 1,4)}{2\sqrt{2}} = \frac{48,50\pi}{2\sqrt{2}} = 55,42 \text{ V}_{ef} \quad (4.38)$$

A tensão $\dot{V}_{in}$ pode ser obtida pela razão entre o valor eficaz da fundamental da tensão carga pelo ganho de tensão:

$$G_{V.sp} = \frac{V_{out.sp(1)}}{V_{in(1)}} \rightarrow V_{in(1)} = \frac{55,42}{4,73176} = 11,71 \text{ V}_{ef} \quad (4.39)$$

A impedância de entrada é dada por (4.4), de forma que o valor eficaz da corrente $\dot{I}_{1.sp}$ pode ser obtido por:

$$\dot{I}_{1.sp} = \frac{\dot{V}_{in(1)}}{Z_{pri.sp} + Z_{r.sp}} = \frac{11,71}{11,424} = 1,02 \text{ A} \quad (4.40)$$

O valor de pico da tensão do inversor E é obtido por:

$$E = \frac{\pi \cdot \sqrt{2} \cdot V_{in(1)}}{4} = 13,01 \text{ V} \quad (4.41)$$

Os dados dos componentes dimensionados e os valores práticos obtidos no instante dos ensaios estão na tabela 4.1. A bobina empregada neste item é a mesma construída para o IPT com CCSS da capítulo anterior.

Tabela 4.1. Parâmetros de projeto e valores práticos dos componentes

Grandeza	Unidade	Valores de Projeto	Valores Práticos	Desvio de Especificação
R_1	ohm	0,59	0,62	4,8%
L_1	μH	90,50	90,40	0,1%
N_1	espira	32	32	0,0%
C_{1_sp}	nF	29,16	29,75	2,0%
R_2	ohm	0,59	0,62	4,8%
L_2	μH	90,50	90,50	0,0%
N_2	espira	32	32	0,0%
C_{2_sp}	nF	27,99	28,10	0,4%
k	-	0,20	0,20	0,0%
R'_{ep}	ohm	284,32	284,60	0,1%
R_L	ohm	224,00	222,00	0,9%
Separação	mm	-	64	-

Fonte: Produção do próprio autor

Os resultados experimentais obtidos com o protótipo da figura 3.19 com CCSP encontram-se na tabela a seguir.

Tabela 4.2. Parâmetros de projeto e valores práticos dos componentes

Grandeza	Unidade	Resultados teóricos do Projeto	Simulação com valores práticos	Resultados experimentais sem retificador	Resultados experimentais com retificador	Erro entre simulação e Experimento sem retificador	Desvio entre projetado e implementado com retificador
E	V (RMS)	13,01	13,10	13,88	13,90	5,6%	6,4%
$I_{\text{FONTE_CC}}$	A (RMS)	0,92	0,92	0,91	0,94	0,9%	1,4%
$V_{\text{in}(1)}$	V (RMS)	11,71	11,79	11,80	11,80	0,1%	0,8%
$\dot{I}_{1_sp}$	A (RMS)	1,03	1,03	1,04	1,05	0,8%	2,6%
$I_{\text{RL_SP}}$	A (RMS)	0,22	0,22	-	0,21	-	1,9%
$V_{\text{RL_SP}}$	V (RMS)	48,5	48,5	-	47,95	-	1,1%
$\dot{I}_{\text{out_sp}}$	A (RMS)	0,19	0,19	0,19	-	2,3%	-
$V_{\text{out_sp}(1)}$	V (RMS)	55,4	55,4	55,70	-	0,5%	-
P_{RL}	W	10,50	10,79	-	10,16	-	3,3%
$\eta_{\text{ss@F0}}$	-	0,90	0,89	0,89	-	0,5%	-
<i>Eficiência</i>	-	-	-	-	0,78	-	-

Fonte: Produção do próprio autor

As formas de ondas da tensão e da corrente na saída do inversor e na carga equivalente R'_{ep} são exibidos na figura a seguir:

Figura 4.13. Formas de ondas. (a) Na saída do inversor (azul: tensão; vermelho: corrente; ciano: FFT da tensão). (b) Na carga equivalente R'_{ep} (azul: tensão; vermelho: corrente; ciano: FFT da corrente)

Fonte: Produção do próprio autor

A figura 4.14 exibe as formas de ondas da tensão e da corrente na saída do inversor e na carga R_L .

Figura 4.14. Formas de ondas. (a) Na saída do inversor (azul: tensão; vermelho: corrente; ciano: FFT da tensão). (b) Na saída do inversor (azul: tensão; vermelho: corrente; ciano: FFT da corrente). (c) Na carga R_L (azul: tensão; vermelho: corrente).

(c)

Fonte: Produção do próprio autor

4.9.2 Análise experimental do conversor com múltiplas cargas em F_0 .

A figura 4.15 apresenta o comportamento da tensão de saída com a variação da resistência de carga para operação na frequências F_0 .

Figura 4.15. IPT com CCSP. Tensão na carga para operação na frequência F_0

Fonte: Produção do próprio autor

4.9.3 Análise experimental do conversor com múltiplas cargas em F_L e F_H

Com o intuito de comprovar as ressonâncias e o comportamento do IPT com CCSP nas frequências F_L e F_H , aproveitou-se a bobina confeccionada no item anterior e ajustou-se a frequência do inversor para operar em F_L a 89,8 kHz e F_H a 110,1 kHz, nas quais o conversor opera como fonte de corrente. O coeficiente de acoplamento e a tensão $V_{in(1)}$ foram mantidos em 0,2 e 11,80 V_{ef}, respectivamente.

As figuras 4.16 e 4.17 apresentam o comportamento da corrente de saída com a variação da resistência de carga para operações nas frequências F_L e F_H respectivamente.

Figura 4.16. IPT com CCSP. Corrente na carga para operação na frequência F_L

Fonte: Produção do próprio autor

Figura 4.17. IPT com CCSP. Corrente na carga para operação na frequência F_H

Fonte: Produção do próprio autor

Os resultados experimentais apresentaram boa correlação com os valores obtidos analiticamente para a operação em F_0 , na qual o erro foi de 2,8% para a carga de 592,5 ohms. Quando operando em F_H e F_L observa-se que os maiores erros são de 5,1% e 3,8%, respectivamente. No entanto a caracterização dos componentes e das bobinas foram feitas com medidor LCR (Keysight, modelo U1733C) na frequência de 100 kHz, diferente das empregadas neste dois casos.

4.10 CONCLUSÕES DO CAPÍTULO

Neste capítulo também identificou-se três frequências de ressonância significativas em um sistema IPT com CCSP, sendo que na ressonância entre a indutância própria da bobina secundária e o respectivo capacitor em paralelo, nomeada F_0 , o sistema IPT com CCSP opera como fonte de tensão, com máxima eficiência e elevado ganho de tensão. Nas duas outras frequências, F_L e F_H , observa-

se o comportamento de fonte de corrente, menor eficiência, e condições para operação em ZCS e ZVS, respectivamente.

Mostrou-se que a máxima eficiência ocorre para um determinado valor de carga e como determiná-las. Enfatizou-se que as condições de máxima eficiência e máxima transferência de potência também são exclusivas.

Verificou-se que o fator de qualidade do secundário guarda a mesma relação com o fator de acoplamento apresentada pela CCSS.

Enfatizou-se o que a operação como fonte de tensão em F_0 apresenta elevado ganho de tensão, máxima eficiência e alto fator de potência na fonte.

Mostrou-se que a impedância do secundário refletida para o primário apresenta parcela imaginária mesmo em F_0 . Além disso, seu ângulo é independente de R'_{ep} , mas dependente da mútua. Portanto, o valor do capacitor no primário C_{1-sp} é dependente da mútua em quaisquer das três frequências, F_0 , F_L e F_H .

Apresentou-se uma metodologia de cálculo dos componentes e grandezas do sistema a partir das características da carga e da eficiência mínima requerida.

Implementou-se um protótipo para confrontar os resultados práticos com os teóricos obtidos analiticamente para frequência F_0 e os resultados foram satisfatórios.

Finalmente, evidenciou-se experimentalmente as características de fonte de tensão operando em F_0 e de fonte de corrente operando em F_L e F_H através da operação com diversos valores de carga.

5 ESTUDO DO TRANSFORMADOR DE BOBINAS PLANAS

Este trabalho emprega a bobina em espiral plana devido à sua ampla adoção nos sistemas IPT na indústria automobilística, na indústria de consumo, e na medicina através dos implantes subcutâneos. Adicionalmente a bobina em espiral plana é de fácil confecção, apresenta elevado coeficiente de acoplamento e maior tolerância ao desalinhamento em relação às demais geometrias, tais quais quadrada, hexagonal e octogonal [43]; [55] [62].

Os efeitos relacionados ao aumento da temperatura na bobina e a radiação eletromagnética durante o seu funcionamento não fazem parte do escopo deste trabalho e podem ser apreciados em [23]; [63]. No entanto, se faz necessária a compreensão de que a transferência de energia entre o primário e o secundário se dá pela variação do campo magnético na região próxima às bobinas, onde o ar é o meio normalmente utilizado.

Este capítulo apresentará dados que auxiliam na obtenção da indutância própria, indutância mútua e na estimativa do coeficiente de acoplamento em função da distância de separação entre as bobinas. Também abordará os parâmetros geométricos e construtivos que contribuem para o aumento da eficiência, do fator de acoplamento e do fator de mérito das mesmas, com o intuito de orientar a construção de um transformador que atenda as especificações de projeto.

5.1 MODELAGEM DA INDUTÂNCIA PRÓPRIA DE UMA BOBINA

A indutância de uma única espira pode ser obtida pela equação simplificada de Maxwell quando o diâmetro do anel é muito maior que a seção transversal do condutor [64].

$$L(H) = \mu_0 a \left(\ln \left(\frac{8a}{r} \right) - 2 \right) \quad (5.1)$$

Em que:

a Raio do anel circular em metros

r Raio da seção transversal do condutor em metros

A indutância total de uma bobina em espiral plana pode ser obtida pela somatória das indutâncias próprias de cada uma de suas espiras e da indutância mútua entre estas mesmas espiras.

$$L = \sum_{i=1}^N L(a_i, r) + \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N M(a_i, a_j)(1 - \delta_{i,j}) \quad (5.2)$$

Em que $\delta_{i,j} = 1$ quando $i = j$, e $\delta_{i,j} = 0$ para qualquer outra combinação

Para tanto considera-se as espiras como anéis circulares de diâmetros distintos, centros alinhados e pertencente ao mesmo plano ($d = 0$). A indutância M da equação anterior pode ser obtida analiticamente por:

$$M(a, b, d) = \mu_0 \sqrt{ab} \left[\left(\frac{2}{\gamma} - \gamma \right) K(\gamma) - \left(\frac{2}{\gamma} \right) E(\gamma) \right] \quad (5.3)$$

Em que:

$K(\gamma)$ Integral elíptica do primeiro tipo

$E(\gamma)$ Integral elíptica do segundo tipo

$$\gamma = \left(\frac{4ab}{(a+b)^2 + d^2} \right)^{\frac{1}{2}}$$

d Distância entre os planos de cada espira

a Raio do anel circular da bobina primária em metros

b Raio do anel circular da bobina secundária em metros

Assume-se que a relação entre a bitola do fio e o diâmetro externo da bobina é suficiente pequena.

A obtenção da indutância própria de uma bobina composta por múltiplas espiras através das equações supracitadas não é trivial e normalmente demanda a ajuda de uma ferramenta computacional. No entanto a indutância também pode ser obtida com erro menor que 8%, no caso particular em que o espaçamento entre os condutores da mesma bobina (s) for menor que a bitola do condutor (w), conforme [64] [65]:

$$L = \frac{1}{2} \mu_0 N^2 d_{avg} \left[\ln \left(\frac{2,46}{\rho} \right) + 0,20 \rho^2 \right] \quad (5.4)$$

Em que:

μ_0 Permeabilidade magnética do ar ($\mu_0 = 4\pi 10^{-7} \text{H/m}$)

$$d_{avg} = 0,5 \cdot (D_{out} + D_{in})$$

$$\rho = \frac{(D_{out} - D_{in})}{(D_{out} + D_{in})} \quad \text{Fator de preenchimento}$$

O diâmetro interno pode ser escrito como:

$$D_{in} = D_{out} - (2N + 1)w - (2N - 1)s \quad (5.5)$$

Desta forma o fator de preenchimento ρ pode ser representado por:

$$\rho = \frac{(2N + 1)w - (2N - 1)s}{2D_{out} - (2N + 1)w - (2N - 1)s} \quad (5.6)$$

A indutância própria pode ainda ser obtida pela equação (5.7) decorrente de uma modificação da fórmula de Wheeler que considera o diâmetro do fio e o espaçamento entre as espiras para o cálculo da indutância. [47]; [66].

$$L(\mu H) = \frac{39,37 \cdot N^2 \cdot (D_{out} - N(w + s))^2}{16D_{out} + 28N(w + s)} \quad (5.7)$$

O comprimento do fio empregado na construção da bobina pode ser obtido por:

$$l = \frac{w + s}{4\pi} \left[4\pi^2 \left(N^2 + \frac{ND_{in}}{w + s} \right) + \ln \left(1 + \frac{2N(w + s)}{D_{in}} \right) \right] \quad (5.8)$$

Após a construção das bobinas as indutâncias próprias e as resistências CA de cada bobina podem ser obtidas através de um medidor LCR ou analisador de impedância para a frequência de operação.

5.2 MODELAGEM DA INDUTÂNCIA MÚTUA ENTRE DUAS BOBINAS

A indutância mútua entre as bobinas é uma das principais características do IPT sendo normalmente representada através do coeficiente de acoplamento, o qual indica a fração do fluxo magnético gerado pela bobina primária que se concatena com a bobina secundária. Devido à complexidade de calcular analiticamente o seu valor, o qual requer a solução de integrais elípticas, diversas técnicas e softwares são utilizados, dentre elas o método dos elementos finitos (FEM) [67];[68]. O método dos elementos finitos permite determinar a variação da indutância mútua com a variação da distância e proporciona resultados mais precisos para os casos de desalinhamentos laterais quando comparado com o cálculo analítico [67].

O conhecimento prévio do coeficiente de acoplamento é fundamental para o dimensionamento dos componentes do sistema IPT. Deve-se empregar o maior valor possível de k que viabilize o projeto e atenda à eficiência especificada. Portanto, a informação mais relevante a ser obtida é com qual distanciamento entre as bobinas será possível obter tal valor, e se este atende a um range de distâncias que satisfaça à aplicação em questão.

A equação (5.3) previamente citada pode ser empregada para calcular a indutância mútua entre duas bobinas de anéis circulares unitários, com seus centros alinhados e pertencentes a planos paralelos distintos, separados portanto por uma distância d ($d \neq 0$).

Quando as bobinas primária L_1 e secundária L_2 constituídas por múltiplas espiras estiverem perfeitamente alinhadas a indutância mútua em função da separação entre elas pode ser obtida por:

$$M_{12} = \sum_{i=1}^{N_1} \sum_{j=1}^{N_2} M(a_i, b_j, d) \quad (5.9)$$

Em que a equação de M foi definida por (5.3).

Equações de M_{12} considerando o desalinhamento lateral e angular entre as bobinas primária e secundária podem ser obtidas em [69]; [70]; [49]. No entanto seus resultados divergem dos obtidos experimentalmente para desalinhamentos significativos [67].

Neste trabalho optou-se pelo uso de condutores de seção circular, em que as bobinas planas e circulares do primário e do secundário possuem diâmetros internos iguais, assim como seus respectivos diâmetros externos. Desta forma garante-se o maior coeficiente de acoplamento na condição de perfeito alinhamento lateral [43] [71]–[73].

De acordo com [74] a equação (5.10) poderia estimar o coeficiente de acoplamento se β_1 e β_2 fossem ajustados a partir de um protótipo. Portanto, nesta dissertação buscou-se comprovar tal afirmação através de uma bobina em espiral plana previamente construída.

Procurou-se através de simulação matemática os valores para os coeficientes β_1 e β_2 que produzisse uma função $k(d)$ coincidente com os valores experimentais, obtidos a partir de um transformador real no qual as bobinas primária e secundária apresentavam o mesmo diâmetro externo.

$$k(d) = \frac{1}{\left(1 + \beta_1 \left(\frac{2d}{D_{out}}\right) + \beta_2 \left(\frac{2d}{D_{out}}\right)^2\right)^{\frac{3}{2}}} \quad (5.10)$$

Os coeficientes β_1 e β_2 iguais a 1,5 foram obtidos através do transformador A da figura 5.1. Posteriormente usou-se os mesmos coeficientes para estimar o coeficiente de acoplamento de três outros pares de bobinas com diâmetros externos, internos, bitolas e espaçamentos de fios distintos. Os resultados obtidos experimentalmente com as bobinas da figura 5.1 encontram-se na figura 5.2.

A figura 5.1 também apresenta o valor da indutância própria medida para cada bobina e os valores obtidos através das equações (5.4) e (5.7). Portanto, conclui-se que as equações aproximadas permitem calcular a indutância própria de bobinas em espiral plana com erro aceitável.

Figura 5.1. Bobinas utilizadas na análise do fator de acoplamento com a variação da distância de separação

<p align="center">Transformador A</p> <ul style="list-style-type: none"> ▪ Diâmetro Externo = 180 mm ▪ Diâmetro interno = 32 mm ▪ Diâmetro do condutor = 0,8118 mm ▪ Número de espiras = 32 ▪ Espaçamento entre espiras = 1,5 mm ▪ Indutância calculada por (5.8) = 92,5 μH ▪ Indutância calculada por (5.11) = 91,5 μH ▪ Indutância medida em 10 kHz = 92,0 μH 	<p align="center">Transformador B</p> <ul style="list-style-type: none"> ▪ Diâmetro Externo = 75,5 mm ▪ Diâmetro interno = 33 mm ▪ Diâmetro do condutor = 0,4049 mm ▪ Número de espiras = 19 ▪ Espaçamento entre espiras = 0,7 mm ▪ Indutância calculada por (5.8) = 23,00 μH ▪ Indutância calculada por (5.11) = 23,51 μH ▪ Indutância medida em 10 kHz = 23,3 μH

<p align="center">Transformador C</p> <ul style="list-style-type: none"> ▪ Diâmetro Externo = 106 mm ▪ Diâmetro interno = 33 mm ▪ Diâmetro do condutor = 0,4049 mm ▪ Número de espiras = 14 ▪ Espaçamento entre espiras = 2,2 mm ▪ Indutância calculada por (5.8) = 13,7 μH ▪ Indutância calculada por (5.11) = 13,73 μH ▪ Indutância medida em 10 kHz = 14,0 μH 	<p align="center">Transformador D</p> <ul style="list-style-type: none"> ▪ Diâmetro Externo = 120 mm ▪ Diâmetro interno = 4 mm ▪ Diâmetro do condutor $\approx$ 0,6728 mm ▪ Número de espiras = 56 (45 x 38 AWG Litz) ▪ Espaçamento entre espiras = 0,35 mm ▪ Indutância calculada por (5.8) = 139,5 μH ▪ Indutância calculada por (5.11) = 137,8 μH ▪ Indutância medida em 10 kHz = 139,7 μH

Fonte: Produção do próprio autor

Observa-se que a equação (5.10) ajustada com os coeficientes β_1 e β_2 iguais a 1,5 descrevem com baixo erro a variação do coeficiente de acoplamento com a variação da separação para quatro configurações distintas da bobina em espiral plana.

Nota-se maior divergência para o transformador C em que o espaçamento entre as espiras é superior a cinco vezes o diâmetro do condutor, no entanto o maior erro obtido nesta condição foi de 13%.

Com o auxílio da equação (5.10) é possível afirmar que os coeficientes de acoplamentos iguais a 0,1, 0,2 e 0,3 são obtidos com a separação aproximada de 57%, 37% e 27% do diâmetro externo da bobina, respectivamente.

Figura 5.2. Variação do coeficiente de acoplamento com a separação entre as bobinas.

Fonte: Produção do próprio autor

Uma vez que tanto o diâmetro externo da bobina quanto a separação são características associadas à aplicação e de conhecimento prévio, o emprego da equação (5.10) permite a definição do coeficiente de acoplamento que atende ao projeto e maximiza sua eficiência.

5.3 INFLUÊNCIA DO NÚMERO DE ESPIRAS NO FATOR DE QUALIDADE

O aumento no número de espiras provoca o aumento da indutância, do comprimento do fio e consequentemente o aumento da resistência CA, no entanto o aumento da indutância própria é proporcional ao quadrado de número de espiras

enquanto a resistência aumenta linearmente, quando o efeito proximidade é desconsiderado. Portanto o aumento no número de espiras aumenta a figura de mérito da bobina [51];[72]; [75]; [62].

5.4 INFLUÊNCIA DOS DIÂMETROS DA BOBINA NO FATOR DE QUALIDADE

Analisando (5.4) e (5.6) verifica-se que ρ decresce abaixo da unidade com o aumento do diâmetro externo, e a indutância própria L aumenta com $\ln\left(\frac{2,46}{\rho}\right)$. No entanto, o aumento do diâmetro também aumenta o comprimento elétrico da bobina, por consequência a sua resistência aumenta. Como o aumento do comprimento é linear, o resultado final do aumento no diâmetro externo é um aumento do fator de qualidade da bobina conforme resultado experimental apresentado na figura 3.1a, em que uma bobina em espiral plana foi confeccionada a partir de um diâmetro interno de 33 mm. O diâmetro externo de 69 mm é atingido com 17 espiras de fio 26 AWG espaçados de 0,7 mm.

Quando a bobina é construída a partir de um diâmetro externo fixo o acréscimo de espiras é feito através da diminuição do diâmetro interno conforme demonstra a figura 5.3b.

Figura 5.3. Fator de qualidade da bobina em função do número de espiras. (a) Diâmetro interno fixo (b) Diâmetro externo fixo.

(a)

(b)

Fonte: Produção do próprio autor

Comparando-se as figuras 5.3a e 5.3b observa-se maior fator de qualidade para um mesmo número de espiras em favor do segundo cenário. Portanto, quanto maior forem os diâmetros interno e externo, maior será o fator de qualidade da bobina [51]; [62]; [75]; [72]; [76].

5.5 INFLUÊNCIA DA BITOLA E DO ESPAÇAMENTO NO FATOR DE QUALIDADE

Para uma bobina com diâmetro externo fixo, o aumento do espaço entre as espiras reduz o diâmetro interno, a indutância própria e reduz fator de qualidade da bobina. Portanto, o espaçamento entre as espiras deve ser o menor possível [51] [75]. Quando a indutância própria já estiver definida pelo projeto, deve-se buscar o menor espaçamento entre as espiras a fim de maximizar o fator de qualidade da bobina [51] [62].

Quanto menor o espaço entre as espiras, mais elevado será o fator de qualidade das bobinas, contudo a redução do espaçamento aumenta a capacitância parasita e a favorece a auto ressonância, reduzindo o valor da máxima frequência de operação. O fator de qualidade da bobina aumenta com a bitola do condutor, no entanto para bitolas relativamente grandes as perdas por correntes de Foucault precisam ser consideradas na modelagem do transformador [51] [62]; [14].

5.6 INFLUÊNCIA DO NÚMERO DE ESPIRAS NO FATOR DE ACOPLAMENTO

O número de espiras somente eleva o fator de acoplamento quando provoca o aumento da área da superfície da bobina que acomoda os condutores [51]; [62]. Para um diâmetro externo fixo e uma distância constante entre as bobinas, o fator de acoplamento aumenta rapidamente com o número de espiras e logo atinge seu valor máximo. A partir deste ponto o aumento no número de espiras não mais afeta o k [62]; [72].

5.7 INFLUÊNCIA DOS DIÂMETROS DA BOBINA NO FATOR DE ACOPLAMENTO

Dentre os parâmetros geométricos da bobina da Figura 2.5, o diâmetro externo é dependente da aplicação do sistema IPT, e a sua definição será considerada uma das premissas de projeto. O fator de acoplamento para uma determinada distância está associado ao diâmetro externo da bobina primária. Quanto maior a distância de separação, maior deve ser o diâmetro externo da bobina primária [51] [62]. Desta forma recomenda-se empregar o maior diâmetro externo possível permitido pela aplicação [75]; [72]; [62].

O diâmetro interno dependerá do número de espiras, da bitola do fio e do espaçamento entre as espiras. A diminuição do diâmetro interno leva ao aumento da área da bobina ocupada pelos condutores, e desta forma aumenta o fluxo concatenado até atingir a saturação [51];[62];[72]. Mantendo o diâmetro externo fixo, a diminuição do diâmetro interno se dará pelo aumento do número de espiras, aumento do espaçamento ou da bitola do condutor, em todos os casos haverá aumento das indutâncias própria e mútua.

Diversos trabalhos empregam técnicas iterativas e otimizações pelo FEM buscando maior coeficiente de acoplamento na condição de desalinhamento lateral e angular, e maior fator de qualidade para a bobina. Analisando os resultados dos trabalhos que empregam bobinas simétricas percebe-se significativo número de casos em que os diâmetros internos equivalem a aproximadamente 50% dos respectivos diâmetros externo [43] [71]; [54].

Quando a aplicação requer elevada tolerância ao desalinhamento lateral, observa-se maior emprego das bobinas assimétricas, em que o diâmetro externo da

bobina primária é maior ou igual ao da bobina secundária, e os diâmetro internos não coincidem [71]; [76].

5.8 CONCLUSÕES DO CAPÍTULO

Apresentou-se duas equações para o cálculo da indutância próprias da bobina em espiral plana a partir da média aritmética dos diâmetros interno e externo, e também a partir da bitola e espaçamento dos condutores.

Evidenciou-se que a equação que relaciona o k à distância de separação a partir exclusivamente o diâmetro externo da bobina apresenta boa correlação com os resultados experimentais, permitindo desta forma otimizar o projeto do sistema IPT.

Apresentou-se a influência dos parâmetros geométricos da bobina no k e no fator de qualidade, direcionando portanto a construção da bobina na direção da máxima eficiência que um método não iterativo permite atingir.

Enfatizou-se que a construção da bobina a partir do menor distanciamento entre as espiras, menor número de espiras, maior diâmetro interno e externo que atenda à especificação do projeto leva ao maior fator de qualidade da bobina.

Evidenciou-se que quanto maior a distância de separação maior deve ser o diâmetro externo para maximização do k e consequentemente da eficiência.

Demonstrou-se experimentalmente uma relação entre os coeficientes de acoplamento amplamente utilizados em um sistema IPT e a distância relativa ao diâmetro externo da bobina.

6 PROJETO DE UM SISTEMA IPT

Neste capítulo um sistema IPT com CCSS será objetivamente calculado, montado e medido operando como fonte de corrente. Os componentes do circuito ressonante serão dimensionados, incluindo o transformador a partir dos dados do projeto, da especificação do diâmetro externo e da distância de separação entre as bobinas primária e secundária.

6.1 DIMENSIONAMENTO DE UM CONVERSOR COM COMPENSAÇÃO SS

Deseja-se projetar um sistema IPT a partir dos seguintes requisitos:

Tabela 6.1. Requisitos de projeto

Grandeza	Unidade	Valores de Projeto
Carga R_L	ohm	21
Potência na carga	W	15
Regime		Corrente Constante
Eficiência mínima no circuito ressonante	-	95%
Separação	mm	$30 < d < 35$
Diâmetro externo	mm	≤ 120

Fonte: Produção do próprio autor

Desta forma V_{RLS} foi igual 17,748 V e $I_{RLS} = 0,845$ A.

Com tensão $V_{RLS} = V_{CC}$, e queda de tensão de 0,525 V em cada diodo Schottky 1N5822 a resistência equivalente série é dada por:

$$R'_{es} = \frac{8}{\pi^2} R_L \left(1 + \frac{2V_d}{V_{CC}} \right) = \frac{8}{\pi^2} 21 \left(1 + \frac{2 \cdot 0,525}{17,748} \right) = 18,03 \text{ ohms} \quad (6.1)$$

Empregando a equação (6.2) (obtida de (5.10)) e o máximo diâmetro externo permitido, de acordo com a recomendação do capítulo anterior, observa-se na figura 6.1 que um $k = 0,3$ atende à separação exigida no projeto, conforme demonstra a seguir.

$$k(d) = \frac{1}{\left(1 + 1,5 \left(\frac{2d}{0,120}\right) + 1,5 \left(\frac{2d}{0,120}\right)^2\right)^{\frac{3}{2}}} \quad (6.2)$$

Figura 6.1. Variação de k com a distância de separação para diâmetro externo de 0,120 m

Fonte: Produção do próprio autor

Através da equação (3.35) para $k = 0,3$ e $R'_{es} = 18,03$ ohms obteve-se:

$$\omega_0 L_2 \cong \frac{R'_{es\acute{o}tima}}{k} \cong 60,10 \text{ ohms} \quad (6.3)$$

A frequência de trabalho escolhida $F_s = F_0$ foi de 100 kHz para maximizar a eficiência do sistema IPT operando próximo ao limite operacional do inversor empregado (L6203 [61]), e para coincidir com caracterização dos componentes com o medidor LCR Keysight U1733C a 100 kHz.

Desta forma obteve-se $L_1 = L_2 = 95,65 \mu\text{H}$.

Para fornecer corrente constante na carga R'_{es} projetou-se o conversor para trabalhar na frequência F_0 de acordo com (3.14) e (3.15). Logo $C_{1s} = C_{2s} = 26,48 \text{ nF}$.

Para se obter a eficiência de 95% no circuito ressonante do sistema IPT, desprezando-se as perdas no inversor e no retificador, empregou-se a equação (3.32), admitindo $R_1 = R_2$.

$$0,95 = \frac{628318^2 \cdot 0,3^2 \cdot (95,65 \times 10^{-6})^2 \cdot 18,03}{(R_2 + 18,03) \cdot (R_2^2 + 18,03R_2 + 628318^2 \cdot 0,3^2 \cdot (95,65 \times 10^{-6})^2)} \quad (6.4)$$

$$R_1 = R_2 = 0,462 \text{ ohm} \quad (6.5)$$

O ganho de corrente para um sistema IPT com perdas pode ser obtido de maneira genérica por (3.12), simplificada aqui para operação em F_0 .

$$|G_{I_{LS}@F_0}| = \left| \frac{\omega_0 k \sqrt{L_1 L_2}}{R_1 \cdot (R_2 + R'_{es}) + \omega_0^2 k^2 L_1 L_2} \right| = 0,0540 \text{ A/V} \quad (6.6)$$

O valor eficaz da I_{out_s} se relaciona com a corrente I_{RL_S} da seguinte forma:

$$I_{out_s(1)} = \frac{I_{2_s(1)\text{pico}}}{\sqrt{2}} = \frac{\pi I_{RL_S}}{2\sqrt{2}} = \frac{0,845\pi}{2\sqrt{2}} = 0,939 \text{ A} \quad (6.7)$$

Pode-se obter o ganho de corrente pela razão entre o valor eficaz da fundamental da corrente no secundário pelo valor eficaz da tensão $\dot{V}_{in}$:

$$G_{I_{LS}} = \frac{I_{out_s(1)}}{V_{in(1)}} \rightarrow V_{in(1)} = \frac{0,939}{G_{I_{LS}}} = 17,37 \text{ V}_{ef} \quad (6.8)$$

A impedância de entrada é dada por (3.4) de forma que o valor eficaz da corrente I_{1_s} pode ser obtida por:

$$I_{1_s(1)} = \frac{V_{in(1)}}{Z_{ent_s@F_0}} = \frac{17,37}{0,46 + 17,578} = 0,96 \text{ A} \quad (6.9)$$

O Valor de pico da tensão do inversor E é obtida por:

$$E = \frac{\pi \cdot \sqrt{2} \cdot V_{in(1)}}{4} = 19,29 \text{ V} \quad (6.10)$$

A bitola do condutor utilizado na confecção da bobina deve comportar as correntes I_{1_s} e $I_{out_s(1)}$. De acordo com capítulo anterior tanto o espaçamento entre

as bobinas quanto o número de espiras devem ser os menores possíveis que produzam a indutância própria calculada anteriormente.

Utilizou-se fio litz composto por 45 condutores de 48 AWG, totalizando um condutor de diâmetro de 0,6728 mm. A separação entre as espiras foi de 0,35 mm, obtida com a maior proximidade entre as espiras.

Resolvendo a equação (5.7) para os valores supracitados, obteve-se:

$$95,65 = \frac{39,37 \cdot N^2 \cdot (0,120 - N(0,0006728 + 0,00035))^2}{16 \cdot 0,120 + 28N(0,0006728 + 0,00035)} \Rightarrow \quad (6.11)$$

$$N = (-14,24; 28,27; 77,21; 143,41)$$

Adotou-se para construção da bobina o menor inteiro positivo igual a 29.

Desta forma obteve-se o diâmetro interno igual a:

$$D_{in} = D_{out} - (2N + 1)w - (2N - 1)s = 60,35 \text{ mm} \quad (6.12)$$

O valor da indutância própria pode ser conferido pela equação (5.8):

$$L = \frac{1}{2} \mu_0 \cdot 29^2 \cdot 0,0902 \left[\ln \left(\frac{2,46}{0,3307} \right) + 0,20 \cdot 0,3307^2 \right] = 96,66 \text{ } \mu\text{H} \quad (6.13)$$

O comprimento do fio empregado na construção da bobina pode ser obtido por:

$$l = \frac{w + s}{4\pi} \left[4\pi^2 \left(N^2 + \frac{ND_{in}}{w + s} \right) + \ln \left(1 + \frac{2N(w + s)}{D_{in}} \right) \right] = 8,2 \text{ m} \quad (6.14)$$

O coeficiente de acoplamento de 0,3 foi obtido com espaçamento de 32 mm entre as bobinas.

Os dados dos componentes dimensionados e os valores práticos medidos na frequência de 100 kHz estão na tabela 6.2.

Tabela 6.2. Parâmetros de projeto e valores práticos dos componentes

Grandeza	Unidade	Valores de Projeto	Valores Práticos	Desvio de Especificação
R_1	ohm	0,46	0,45	2,2%
L_1	μH	95,65	94,90	0,8%
N_1	espira	29	29	0,0%
C_{1s}	nF	26,48	27,02	2,0%
R_2	ohm	0,46	0,45	2,2%
L_2	μH	95,65	94,14	1,6%
N_2	espira	29	29	0,0%
C_{2s}	nF	26,48	27,08	2,2%
k	-	0,30	0,30	0,0%
R'_{es}	ohm	18,03	18,00	0,2%
R_L	ohm	21,00	21,17	0,8%
Separação	mm	32	32	0,0%

Fonte: Produção do próprio autor

Os resultados experimentais obtidos com o protótipo da figura 6.2 encontram-se na tabela 6.3.

Figura 6.2. Protótipo implementado com CCSS e bobina de fio Litz

Fonte: Produção do próprio autor

Tabela 6.3. Resultados obtidos com simulação e experimentos

Operação em F0 @ 100 kHz							
Grandeza	Unidade	Resultados teóricos do Projeto	Simulação com valores práticos	Resultados experimentais sem retificador	Resultados experimentais com retificador	Erro entre simulação e experimento sem retificador	Desvio entre projetado e implementado com retificador
E	V (RMS)	19,29	19,29	19,83	19,74	2,7%	2,3%
$I_{\text{FONTE_CC}}$	A (RMS)	0,87	0,89	0,92	0,92	4,1%	5,8%
$V_{\text{in}(1)}$	V (RMS)	17,37	17,37	17,30	17,30	0,4%	0,4%
i_{1_s}	A (RMS)	0,96	0,98	1,01	1,01	2,8%	4,2%
$I_{\text{RL_S}}$	A (RMS)	0,85	0,89	-	0,86	-	1,4%
$V_{\text{RL_S}}$	V (RMS)	17,75	17,75	-	18,00	-	1,4%
$i_{\text{out_s}}$	A (RMS)	0,94	0,95	0,95	0,95	0,5%	0,9%
$V_{\text{out_s}}$	V (RMS)	16,92	17,10	17,53	-	2,5%	-
P_{RL}	W	15,88	15,73	-	15,43	-	2,9%
$\eta_{\text{ss@F0}}$	-	0,95	0,95	0,95	-	0,4%	-
Eficiência final	-	-	-	-	0,85	-	-

Fonte: Produção do próprio autor

Para o caso em que o retificador e a carga R_L foram substituídos por uma resistência equivalente, a figura 6.3 apresenta as formas de ondas da tensão e da corrente na saída do inversor e na carga equivalente R'_{es} . A figura 6.3 também apresenta o espectro da tensão na saída do inversor e o espectro da corrente na carga equivalente R'_{es} , comprovando que esta corrente é quase senoidal.

Figura 6.3. Formas de ondas. (a) Na saída do inversor (azul: tensão; vermelho: corrente; ciano: FFT da corrente). (b) Na carga equivalente R'_{es} (azul: tensão; vermelho: corrente; ciano: FFT da corrente).

Fonte: Produção do próprio autor

Para o caso do sistema completo com o retificador e carga R_L , a figura 6.4 exibe as formas de ondas da tensão na saída do inversor, na entrada do retificador e na carga R_L . A figura 6.4 também apresenta o espectro da tensão na saída do inversor e o espectro da corrente na entrada do retificador, comprovando que mesmo com o retificador esta corrente é quase senoidal.

Figura 6.4. Formas de ondas. (a) Na saída do inversor (azul: tensão; vermelho: corrente; ciano: FFT da corrente). (b) Na entrada do retificador (azul: tensão; vermelho: corrente; ciano: FFT da corrente). (c) Na carga R_L (azul: tensão; vermelho: corrente).

(a)

(b)

(c)

Fonte: Produção do próprio autor

6.2 DIMENSIONAMENTO DE UM CONVERSOR COM COMPENSAÇÃO SP

De maneira similar ao que foi feito no item anterior, neste item um IPT com CCSP será dimensionado para operar como fonte de tensão, os componentes do circuito

ressonante serão calculados, incluindo o transformador a partir das mesmas especificações de projeto do item anterior.

6.2.1 Operação como fonte de tensão

Desta forma V_{RL_SP} foi igual 17,74 V e $I_{RL_SP} = 0,845$ A.

Com tensão $V_{RL_SP} = V_{CC}$, e queda de tensão de 0,7 V em cada diodo MUR820 a resistência equivalente série é dada por:

$$R'_{ep} = \frac{\pi^2}{8} 21 \left(1 + \frac{1,4}{17,748} \right) = 27,44 \text{ ohms} \quad (6.15)$$

Não existe alteração entre a distância de separação e o coeficiente de acoplamento em relação ao calculado no item anterior. Portanto empregando a equação (4.27) para $k = 0,3$ e $R'_{ep} = 27,44$ ohms obteve-se:

$$\omega_0 L_2 \cong k \cdot R'_{ep\acute{o}tima} \cong 8,232 \text{ ohms} \quad (6.16)$$

A frequência de trabalho escolhida $F_s = F_0$ foi de 100 kHz para maximizar a eficiência do sistema IPT operando próximo ao limite operacional do inversor empregado (L6203 [61]), e para coincidir com caracterização dos componentes com o medidor LCR Keysight U1733C a 100 kHz.

Desta forma obteve-se $L_1 = L_2 = 13,10 \mu\text{H}$.

Para fornecer tensão constante na carga R'_{ep} projetou-se o conversor para trabalhar na frequência F_0 de acordo com (4.14) e (4.15). Logo $C_{1_sp} = 212,46$ nF e $C_{2_sp} = 193,33$ nF.

Para se obter a eficiência de 95% no sistema IPT desprezando-se as perdas no inversor e no retificador, empregou-se a equação (4.25), admitindo $R_1 = R_2$.

$$0,95 = \frac{\left[-R_2 - \text{Im}(\omega L_2) + \text{Re} \left(R_2 + \frac{1}{\frac{1}{R'_{ep}} + j\omega C_{2_sp}} \right) \right] \cdot \text{Re} \left(R_2 + \frac{\omega^2 k^2 L_1 L_2}{R_2 + j\omega L_2 + \frac{1}{\frac{1}{R'_{ep}} + j\omega C_{2_sp}}} \right)}{\left[-\text{Im}(\omega L_2) + \text{Re} \left(R_2 + \frac{1}{\frac{1}{R'_{ep}} + j\omega C_{2_sp}} \right) \right] \cdot \left[R_1 + \text{Re} \left(R_2 + \frac{\omega^2 k^2 L_1 L_2}{R_2 + j\omega L_2 + \frac{1}{\frac{1}{R'_{ep}} + j\omega C_{2_sp}}} \right) \right]} \quad (6.17)$$

$$R_1 = R_2 = 0,060 \text{ ohm} \quad (6.18)$$

O ganho de tensão para um sistema IPT com perdas pode ser obtido de maneira genérica por (4.13), logo:

$$G_{V_sp} = Abs \left(\frac{j\omega k \sqrt{L_1 L_2}}{\left(j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_{1_sp}} + R_1 \right) \left(j\omega L_2 + R_2 + \frac{1}{j\omega C_{2_sp} + \frac{1}{R'_{ep}}} \right) + \omega^2 k^2 L_1 L_2} \cdot \frac{R'_{ep}}{(1 + j\omega C_{2_sp} R'_{ep})} \right) = 3,2454 \quad (6.19)$$

O valor eficaz da $V_{out_sp(1)}$ se relaciona com a tensão V_{RL_SP} da seguinte forma:

$$V_{out_sp(1)} = \frac{V_{out_sp(1)pico}}{\sqrt{2}} = \frac{\pi(V_{RL_SP} + 1,05)}{2\sqrt{2}} = \frac{18,79 \pi}{2\sqrt{2}} = 20,88 \text{ V}_{ef} \quad (6.20)$$

A tensão $\dot{V}_{in}$ pode ser obtida pela razão entre o valor eficaz da fundamental da tensão carga pelo ganho de tensão:

$$G_{V_sp} = \frac{V_{out_sp(1)}}{V_{in(1)}} \rightarrow V_{in(1)} = \frac{20,88}{3,2454} = 6,43 \text{ V}_{ef} \quad (6.21)$$

A impedância de entrada é dada por (4.4) de forma que o valor eficaz da corrente $\dot{I}_{1_sp}$ pode ser obtida por:

$$\dot{I}_{1_sp} = \frac{\dot{V}_{in(1)}}{Z_{pri_sp} + Z_{r_sp}} = \frac{6,43}{2,4763} = 2,60 \text{ A} \quad (6.22)$$

O valor de pico da tensão do inversor E é obtida por:

$$E = \frac{\pi \cdot \sqrt{2} \cdot V_{in(1)}}{4} = 7,15 \text{ V} \quad (6.23)$$

$$\dot{I}_{out_sp} = \frac{V_{out_sp(1)}}{R'_{ep}} = 0,761 \text{ A} \quad (6.24)$$

$$\dot{I}_{2_sp} = \frac{j\omega M \cdot \dot{I}_{1_sp}}{Z_{sec_sp}} = 2,65 \text{ A} \quad (6.25)$$

Utilizou-se fio litz composto por 3 cabos com 45 condutores de 48 AWG cada um, totalizando um condutor de diâmetro de aproximadamente 2,0 mm.

A separação entre as espiras foi de aproximadamente 0,35 mm, obtida com a maior proximidade entre as espiras.

Resolvendo a equação (5.7) como os valores supracitados, obteve-se:

$$13,1 = \frac{39,37 \cdot N^2 \cdot (0,120 - N(0,002 + 0,00035))^2}{16 \cdot 0,120 + 28N(0,002 + 0,00035)} \Rightarrow \quad (6.26)$$

$$N = (-5,43; 9,38; 37,30; 60,88)$$

Adotou-se para construção da bobina o menor inteiro positivo igual a 9.

Desta forma obteve-se o diâmetro interno igual a:

$$D_{in} = D_{out} - (2N + 1)w - (2N - 1)s = 76 \text{ mm} \quad (6.27)$$

O valor da indutância própria pode ser conferido pela equação (5.8):

$$L = \frac{1}{2} \mu_0 \cdot 9^2 \cdot 0,098 \left[\ln \left(\frac{2,46}{0,2242} \right) + 0,20 \cdot 0,2242^2 \right] = 12 \text{ } \mu\text{H} \quad (6.28)$$

O comprimento do fio empregado na construção da bobina pode ser obtido por:

$$l = \frac{w + s}{4\pi} \left[4\pi^2 \left(N^2 + \frac{ND_{in}}{w + s} \right) + \ln \left(1 + \frac{2N(w + s)}{D_{in}} \right) \right] = 2,75 \text{ m} \quad (6.29)$$

O coeficiente de acoplamento de 0,3 foi obtido com o mesmo espaçamento de 32 mm entre as bobinas encontrado no item anterior.

As indutâncias próprias das bobinas foram medidas com o medidor LCR Keysight U1733C a 100 kHz, obteve-se L_1 igual 13,2 μH com $R_1 = 0,061 \text{ ohm}$, e L_2 igual 13,05 μH com $R_2 = 0,053 \text{ ohm}$.

Devido à baixa tensão $V_{in(1)}$ requerida do inversor (L6203 [61]), assim como a elevada corrente a ser fornecida pelo mesmo, optou-se por não implementar este protótipo. No entanto, o procedimento de cálculo e o funcionamento do IPT com CCSP já foram validados com o protótipo apresentado no capítulo 4.

Figura 6.5. Bobina construída com fio Litz para o IPT com CCSP

Fonte: Produção do próprio autor

6.3 CONCLUSÕES DO CAPÍTULO

Evidenciou-se que a aplicação dos procedimentos de projeto apresentados neste trabalho permitem a construção do sistema IPT a partir das especificações de um projeto, e conduzem à eficiência e as características desejadas de operação.

Demonstrou-se que a construção das bobinas a partir das diretrizes e equações apresentadas no capítulo 5 leva à indutância própria e ao fator de acoplamento desejados.

Validou-se a equação 5.10 através da construção de dois novos transformadores com coeficiente de acoplamento de 30% com mesma distância de separação, apesar de apresentarem diâmetro internos, número de espiras e bitola dos condutores distintos.

Observou-se que as características elétricas e geométricas das bobinas dos transformadores empregados no sistema IPT com CCSS e com CCSP são significativamente diferentes para o mesmo valor de carga e potência de operação.

7 CONCLUSÕES E SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

Esta dissertação teve como objetivo esclarecer e comparar as estratégias da compensação SS e SP, modelar os elementos que constituem um sistema de transferência indutiva de potência a fim de se alcançar a eficiência requisitada. Adicionalmente este trabalho propôs algumas diretrizes para a construção do transformador com elevado fator de qualidade e fator de acoplamento. Por fim, a presente dissertação apresentou um procedimento de projeto de fácil compreensão, baseado em equações aproximadas, o que permitiu a construção de alguns protótipos a partir das premissas de um projeto, os quais apresentaram resultados experimentais coerentes com os obtidos analiticamente.

Apresentou-se uma visão geral do sistema IPT, justificou-se a necessidade da compensação capacitiva e demonstrou-se que o conjunto “carga, retificador e filtro CC” pode ser representado por uma carga resistiva equivalente.

Mostrou-se as principais normas e padrões associados à transferência de energia sem fio.

Analisou-se detalhadamente a compensação série-série, destacou-se os impactos no inversor e na carga nas diversas frequências de operações, e também os efeitos na tensão e na corrente de saída quando da variação da impedância da carga.

Identificou-se três frequências de ressonância relevantes em um sistema IPT com CCSS, sendo que na ressonância entre a indutância própria da bobina e os capacitores, nomeada F_0 , o sistema IPT opera como fonte de corrente e apresenta máxima eficiência. Nas duas outras frequências, F_L e F_H , observa-se o comportamento de fonte de tensão com menor eficiência

Enfatizou-se a significativa elevação da corrente no inversor na condição de ausência de carga no secundário quando a CCSS é operada em F_0 .

Demonstrou-se que os valores dos capacitores são dependentes da indutância mútua na CCSS operando como fonte de tensão em F_L e F_H .

Estudou-se um sistema IPT com CCSP operando na frequência F_0 , onde o sistema atua como fonte de tensão e apresenta eficiência superior ao sistema IPT com CCSS operando em F_H . Demonstrou-se que o capacitor do primário $C_{1_{sp}}$ é dependente da indutância mútua na CCSP.

Mostrou-se que a máxima eficiência ocorre para um determinado valor de carga e como determiná-la para cada topologia de compensação. Enfatizou-se que as condições de máxima eficiência e máxima transferência de potência são exclusivas.

Apresentou-se uma metodologia de cálculo dos componentes e grandezas do sistema a partir das características da carga e da eficiência mínima requerida.

Evidenciou-se experimentalmente as características de fonte de corrente com a CCSS operando em F_0 e de fonte de tensão quando operando em F_L e F_H através do funcionamento com diversos valores de carga. Da mesma maneira, comprovou-se experimentalmente com a CCSP as características de fonte de tensão operando em F_0 e de fonte de corrente operando em F_L e F_H .

Demonstrou-se que a eficiência do sistema IPT com CCSP em F_0 é superior à eficiência do sistema IPT com CCSS operando em F_H . Desta forma a compensação SP se mostra uma alternativa quando a condição de fonte de tensão é requerida.

Apresentou-se que a redução do coeficiente de acoplamento a partir do valor de projeto provoca a redução do ganho de tensão quando a CCSS opera na frequência F_H . Entretanto, sob as mesmas condições, o ganho de tensão aumenta quando operando com CCSP em F_0 . Verificou-se também que nestes casos a variação percentual do ganho de tensão são semelhantes para ambas as topologias de compensação.

Evidenciou-se que a equação que relaciona o coeficiente de acoplamento à distância de separação, a partir exclusivamente o diâmetro externo da bobina, permite obter um coeficiente de acoplamento que maximize a eficiência do sistema.

Enfatizou-se que a construção da bobina a partir do menor distanciamento entre as espiras, menor número de espiras, maior diâmetro interno e externo que atenda à especificação do projeto leva ao maior fator de qualidade da bobina.

Construiu-se no total doze bobinas, as quais tiveram suas indutâncias próprias calculadas pelas equações simplificadas apresentadas, e validadas por um medidor LCR Keysight U1733C.

Evidenciou-se que o valor da indutância própria da bobina é determinada a partir do valor da carga e da topologia de compensação capacitiva escolhida. Portanto, as bobinas não são intercambiáveis. Desta forma, a topologia de compensação,

juntamente com o modo de operação (fonte de corrente ou fonte de tensão), precisam ser definidos previamente.

Demonstrou-se que a CCSP operando como fonte de tensão, quando comparada com a CCSS para um mesmo valor de carga e potência, requer menor tensão de saída do inversor, maior corrente do inversor, maior bitola nos condutores da bobina, e menor valor de indutância própria para as bobinas.

Por fim, empregou-se o procedimento de projeto para o dimensionamento e construção de um sistema IPT com CCSS operando como fonte de corrente a partir de requisitos de projeto preestabelecidos. Os elementos de circuitos, parâmetros elétricos e geométricos dos transformadores foram calculados e um novo protótipo foi implementado. Os resultados experimentais validaram a teoria e as equações apresentadas.

7.1 TRABALHOS FUTUROS

Por fim, os resultados dessa dissertação permitem apontar as seguintes propostas para o desenvolvimento de trabalhos futuros:

- Detecção de alterações no coeficiente de acoplamento em função do desalinhamento ou modificações nas características do núcleo;
- Procedimento de projetos simplificados para bobinas em espirais planas com núcleo de ferrite;
- Procedimento de projeto simplificado utilizando-se outros tipos de bobinas ou múltiplas bobinas, por exemplo as bobinas bipolares DD ou DDQ [77];
- Análise da emissão de campos eletromagnéticos quando operando nas frequências de ressonância exploradas neste trabalho, e alterações destas emissões com o desalinhamento das bobinas;
- Aplicações do sistema IPT de elevada potência para o carregamento estático ou dinâmico da baterias de veículos elétricos;
- Sintonia automática do circuito ressonante do primário através da injeção de reativos a partir do inversor para compensar alterações no coeficiente de acoplamento;
- Desenvolvimento de um projeto para transferência de energia sem fio entre a fonte e a carga (bateria) de maneira bidirecional, com o intuito de

aumentar a eficiência dos sistemas de carregamento dinâmico das baterias dos veículos elétricos [78];

- Desenvolvimento de um sistema de transferência de energia sem fio através do acoplamento capacitivo (CPT) visando redução de custos com fio Litz na bobina, maior tolerância ao desalinhamento e mais segurança de operação [79];
- Sistema de transferência de energia sem fio estática ou dinâmica através da combinação das técnicas IPT, CPT e suas respectivas redes de compensação;
- Sistema de transmissão de energia sem fio com controle da frequência de operação baseado nas alterações de corrente no primário, com o objetivo de compensar variações do coeficiente de acoplamento sem a obtenção de dados do secundário;
- Desenvolvimento do Sistema IPT com regulação de tensão no secundário através da utilização de um conversor DC/DC ou retificador ativo [78].

REFERÊNCIAS

- [1] WANG, C.-S.; COVIC, G. A.; STIELAU, O. H. Power Transfer Capability and Bifurcation Phenomena of Loosely Coupled Inductive Power Transfer Systems. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 51, n. 1, p. 148–157, 2004. doi:10.1109/TIE.2003.822038.
- [2] WANG, C.-S.; STIELAU, O. H.; COVIC, G. A. Design Considerations for a Contactless Electric Vehicle Battery Charger. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 52, n. 5, p. 1308–1314, 2005. doi:10.1109/TIE.2005.855672.
- [3] R. C. FERNANDES; A. A. DE OLIVEIRA. Theoretical bifurcation boundaries for wireless power transfer converters. **2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)**.
- [4] SHIN-YOUNG CHO; IL-OUN LEE; SANGCHEOL MOON; GUN-WOO MOON; BONG-CHUL KIM; KI YOUNG KIM. Series-Series Compensated Wireless Power Transfer at Two Different Resonant Frequencies. **2013 IEEE ECCE Asia Downunder**, pp. 1052-1058.
- [5] LEE, Jae-Woo; WOO, Dong-Gyun; RYU, Seung-Hee; LEE, Byoung-Kuk; KIM, Hee-Jun. Practical bifurcation criteria considering coil losses and compensation topologies in inductive power transfer systems. **INTELEC 2015 - 2015 IEEE International Telecommunications Energy Conference**. Osaka, Japan, p. 1–6.
- [6] SEO, Dong-Wook; LEE, Jae-Ho; LEE, Hyung-Soo. Optimal Coupling to Achieve Maximum Output Power in a WPT System. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 6, p. 3994–3998, 2016. doi:10.1109/TPEL.2015.2504625.
- [7] WEI ZHANG, SIU-CHUNG WONG, CHI K. TSE, QIANHONG CHEN. Analysis and Comparison of Secondary Series- and Parallel-Compensated IPT Systems: 15 - 19 Sept. 2013, Colorado Convention Center, Denver, CO. **2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition**, p. 2898–2903.
- [8] ZHANG, Wei; WONG, Siu-Chung; TSE, Chi K.; CHEN, Qianhong. Design for Efficiency Optimization and Voltage Controllability of Series–Series Compensated Inductive Power Transfer Systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 29, n. 1, p. 191–200, 2014. doi:10.1109/TPEL.2013.2249112.

- [9] RAHUL AVINASH DESHMUKH; DHANANJAY B. TALANGE. Design of 1kW Inductive Power Transfer System for Electric Vehicle: Tap Energy. **2015 IEEE International Conference on Technological Advancements in Power & Energy**, p. 93–97.
- [10] MINFAN FU; HE YIN; XINEN ZHU; CHENGBIN MA. Analysis and Tracking of Optimal Load in Wireless Power Transfer Systems. **IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS**, v. 30, n. 7, p. 3952–3963, 2014.
- [11] MORADEWICZ, A.; KAZMIERKOWSKI, M. High efficiency contactless energy transfer system with power electronic resonant converter. **Bulletin of the Polish Academy of Sciences: Technical Sciences**, v. 57, n. 4, 2009. doi:10.2478/v10175-010-0141-0.
- [12] WEI ZHANG; QIANHONG CHEN; S.C.WONG; CHI K.TSE; XINBO RUAN. A Novel Transformer for Contactless Energy Transmission Systems: ECCE 2009 ; 20 - 24 Sept. 2009, San Jose, California, USA. **2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition**, p. 3218–3224.
- [13] LOPES, Israel Filipe. **Projeto e otimização da compensação de um transformador de núcleo separado usado para recarregar as baterias de um veículo subaquático autônomo**. Juiz de Fora, 2013. 175 p. Disponível em: <<https://repositorio.ufjf.br/jspui/handle/ufjf/1201>>.
- [14] MULLER, Renan Bergonsi; FERREIRA, Daniela Wolter; LEBENSZTAJN, Luiz. Modeling Coreless Transformers With a Relatively Large Wire Gauge Using an Optimization Method. **IEEE Transactions on Magnetics**, v. 50, n. 2, p. 981–984, 2014. doi:10.1109/TMAG.2013.2285363.
- [15] QUEIROZ, ANTÔNIO CARLOS M. DE. CÁLCULO DE INDUTÂNCIAS E INDUTÂNCIAS MÚTUAS PELO MÉTODO DE MAXWELL. Disponível em: <<http://www.coe.ufrj.br/~acmq/papers/se2003.pdf>>. Acesso em: 17 jun. 2018.
- [16] STEINMETZ, Proteus Charles; 1865-1923. **Theory and calculation of alternating current phenomena**. 5. ed.: McGraw-Hill, 1916. 516 p.
- [17] LEON, Francisco de; FARAZMAND, Ashkan; JOSEPH, Pekir. Comparing the T and Equivalent Circuits for the Calculation of Transformer Inrush Currents. **IEEE**

Transactions on Power Delivery, v. 27, n. 4, p. 2390–2398, 2012.

doi:10.1109/TPWRD.2012.2208229.

[18] EN/IEC 61000. **ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY (EMC)**. Disponível em: <<http://www.iec.ch/>>. Acesso em: 28 ago. 2018.

[19] ABNT NBR IEC/CISPR 15:2014 VERSÃO CORRIGIDA:2015. **Limites e métodos de medição das radioperturbações características dos equipamentos elétricos de iluminação e similares**. Disponível em: <<http://www.abnt.org.br/normalizacao/lista-de-publicacoes/abnt>>. Acesso em: 25 ago. 2018.

[20] ANSI C63. **C63® United States EMC**. Disponível em: <http://www.c63.org/documents/misc/matrix/c63_standards.htm>. Acesso em: 28 ago. 2018.

[21] G. LAZZI. Thermal effects of bioimplants. **IEEE Engineering in Medicine and Biology Magazine**, v. 24, n. 5, p. 75–81, 2005.

[22] ICNIRP GUIDELINES. **Guidelines for limiting exposure to time-varying electric and magnetic fields (1 Hz to 100 kHz)**, p. 818–836. 20 p. Disponível em: <<https://www.icnirp.org/>>. Acesso em: 28 set. 2018.

[23] DANIELA WOLTER FERREIRA. **Topics in design and analysis of transcutaneous energy transfer to ventricular assist devices**. University of São Paulo, 2013. 235 p. Disponível em: <http://www.teses.usp.br/teses/disponiveis/3/3143/tde-10072014-160024/publico/Tese_DanielaFerreira_Unprotected.pdf>. Acesso em: 17 jun. 2018.

[24] DAGA, Andrew; MILLER, John M.; LONG, Bruce R.; KACERGIS, Robert; SCHRAFEL, Peter; WOLGEMUTH, John. Electric Fuel Pumps for Wireless Power Transfer: Enabling rapid growth in the electric vehicle market. **IEEE Power Electronics Magazine**, v. 4, n. 2, p. 24–35, 2017. doi:10.1109/MPEL.2017.2692379.

[25] ICNIRP GUIDELINES. **GUIDELINES FOR LIMITING EXPOSURE TO TIME-VARYING ELECTRIC, MAGNETIC AND ELECTROMAGNETIC FIELDS (100 kHz TO 300 GHz)**: International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection. 25 p. Disponível em: <<https://www.icnirp.org/>>. Acesso em: 26 ago. 2018.

- [26] SIENKIEWICZ, Zenon; VAN RONGEN, Eric; CROFT, Rodney; ZIEGELBERGER, Gunde; VEYRET, Bernard. A Closer Look at the Thresholds of Thermal Damage: Workshop Report by an ICNIRP Task Group. **Health physics**, v. 111, n. 3, p. 300–306, 2016. doi:10.1097/HP.0000000000000539.
- [27] IEEE INTERNATIONAL COMMITTEE ON ELECTROMAGNETIC SAFETY. IEEE Standard for Safety Levels with Respect to Human Exposure to Radio Frequency Electromagnetic Fields, 3kHz to 300 GHz. **IEEE Std C95.1-2005**, p. 1–238, 2006. Acesso em: 26 ago. 2018.
- [28] BRASIL. LEI Nº 11.934, DE 5 DE MAIO DE 2009. Disponível em: <http://www.planalto.gov.br/ccivil_03/_Ato2007-2010/2009/Lei/L11934.htm>. Acesso em: 29 ago. 2018.
- [29] ISO 14117:2012. **Active implantable medical devices -- Electromagnetic compatibility -- EMC test protocols for implantable cardiac pacemakers, implantable cardioverter defibrillators and cardiac resynchronization devices**: ISO/TC 150 Implants for surgery, 10 jul. 2012. Disponível em: <<http://www.abntcatalogo.com.br/norma.aspx?ID=91409>>. Acesso em: 26 ago. 2018.
- [30] ASSOCIATION FOR THE ADVANCEMENT OF MEDICAL INSTRUMENTATION. Standards Development. Disponível em: <<http://www.aami.org/standards/>>. Acesso em: 26 ago. 2018.
- [31] ASSOCIATION FOR THE ADVANCEMENT OF MEDICAL INSTRUMENTATION. AAMI TIR69: Risk Management of Radio-frequency Wireless Coexistence for Medical Devices and Systems. Disponível em: <<http://www.aami.org/productspublications/productdetail.aspx?itemnumber=4617>>. Acesso em: 26 ago. 2018.
- [32] ACCREDITED STANDARDS COMMITTEE C63—ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY. **ANSI C63.27-2017**: American National Standard for Evaluation of Wireless Coexistence. S.I.: IEEE, 2017. 1 p. ISBN 9781504437967. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/servlet/opac?punumber=7927762>>. Acesso em: 26 ago. 2018.
- [33] THE AIRFUEL™ ALLIANCE. AirFuel Wireless Power Transfer System Baseline System Specification (BSS) v4.00. Disponível em: <<https://www.airfuel.org/>>. Acesso em: 26 ago. 2018.

- [34] WIRELESS POWER CONSORTIUM. Qi Wireless Power Transfer System Power Specification. Disponível em: <<https://www.wirelesspowerconsortium.com/>>. Acesso em: 26 ago. 2018.
- [35] **Wireless Power Transfer for Light-Duty Plug-In/Electric Vehicles and Alignment Methodology**. 150 p. Disponível em: <https://www.sae.org/standards/content/j2954_201711/>. Acesso em: 5 ago. 2018.
- [36] SOCIETY OF AUTOMOTIVE ENGINEERS. SAE J 2954/2: Heavy Duty (HD) (up to 200kW) vehicles for wireless charging. Disponível em: <<https://www.sae.org/standards/content/j2954/2/>>. Acesso em: 26/08/22018.
- [37] AMERICAN NATIONAL STANDARDS INSTITUTE. American National Standard of procedures for compliance testing of Wireless Power Transfer products. Disponível em: <http://www.c63.org/documents/misc/matrix/c63_standards.htm#C63_30>. Acesso em: 5 ago. 2018.
- [38] UL. Connecting to Electric Vehicle Infrastructure (EVI). Disponível em: <https://www.ul.com/global/documents/offerings/industries/powerandcontrols/resources/EV_Connecting_to_EV_Infrastructure_us_final.pdf>. Acesso em: 5 ago. 2018.
- [39] LOW, Zhen Ning; CHINGA, R. A.; TSENG, R.; LIN, Jenshan. Design and Test of a High-Power High-Efficiency Loosely Coupled Planar Wireless Power Transfer System. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 56, n. 5, p. 1801–1812, 2009. doi:10.1109/TIE.2008.2010110.
- [40] ZHANG, Yiming; ZHAO, Zhengming; CHEN, Kainan. Frequency Decrease Analysis of Resonant Wireless Power Transfer. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 29, n. 3, p. 1058–1063, 2014. doi:10.1109/TPEL.2013.2277783.
- [41] LU, Xiao; WANG, Ping; NIYATO, Dusit; KIM, Dong In; HAN, Zhu. Wireless Charging Technologies: Fundamentals, Standards, and Network Applications. **IEEE Communications Surveys & Tutorials**, v. 18, n. 2, p. 1413–1452, 2016. doi:10.1109/COMST.2015.2499783.
- [42] ZHICONG HUANG, SIU-CHUNG WONG, CHI K. TSE. Design Methodology of a Series-Series Inductive Power Transfer System for Electric Vehicle Battery

Charger Application. **2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)**, p. 1778–1782.

[43] KNECHT, Oliver; BOSSHARD, Roman; KOLAR, Johann W. High-Efficiency Transcutaneous Energy Transfer for Implantable Mechanical Heart Support Systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 11, p. 6221–6236, 2015. doi:10.1109/TPEL.2015.2396194.

[44] HOU, Jia; CHEN, Qianhong; WONG, Siu-Chung; TSE, Chi K.; RUAN, Xinbo. Analysis and Control of Series/Series-Parallel Compensated Resonant Converter for Contactless Power Transfer. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 3, n. 1, p. 124–136, 2015. doi:10.1109/JESTPE.2014.2336811.

[45] MASTRI, Franco; COSTANZO, Alessandra; MONGIARDO, Mauro. Coupling-Independent Wireless Power Transfer. **IEEE Microwave and Wireless Components Letters**, v. 26, n. 3, p. 222–224, 2016. doi:10.1109/LMWC.2016.2524560.

[46] ZHANG, Wei; WONG, Siu-Chung; TSE, Chi K.; CHEN, Qianhong. Analysis and Comparison of Secondary Series- and Parallel-Compensated Inductive Power Transfer Systems Operating for Optimal Efficiency and Load-Independent Voltage-Transfer Ratio. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 29, n. 6, p. 2979–2990, 2014. doi:10.1109/TPEL.2013.2273364.

[47] BENJAMIN H. WATERS; BRODY J. MAHONEY; GUNBOK LEE; JOSHUA R. SMITH. Optimal Coil Size Ratios for Wireless Power Transfer Applications: 1 - 5 June 2014, Melbourne, Australia. **2014 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)**, p. 2045–2048.

[48] ZHI YANG, WENTAI LIU, AND ERIC BASHAM. Inductor Modeling in Wireless Links for Implantable Electronics. **IEEE TRANSACTIONS ON MAGNETICS, VOL. 43, NO. 10, OCTOBER 2007**, v. 43, n. 10, p. 3851–3860, 2007.

[49] C. M. ZIERHOFER; E. S. HOCHMAIR. Geometric Approach for Coupling Enhancement of Magnetically Coupled Coils - Biomedical Engineering, IEEE Transactions on. **IEEE TRANSACTIONS ON BIOMEDICAL ENGINEERING**, v. 43, n. 7, p. 708–714, 1996.

- [50] STANIMIR VALTCHEV, BEATRIZ BORGES, KOSTADIN BRANDISKY, J. BEN KLAASSEN. Resonant Contactless Energy Transfer With Improved Efficiency. **IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 24, NO. 3, MARCH 2009**, v. 24, n. 3, p. 685–699, 2009.
- [51] C. FERNANDEZ; O. GARCIA; R. PRIETO; J. A. COBOS; S. GABRIELS; G. VAN DER BORGHT. Design Issues of a Core-less Transformer for a Contact-less Application. **APEC. Seventeenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition**, p. 339–345.
- [52] XIU ZHANG, S. L. HO, AND W. N. FU. Analysis and Optimization of Magnetically Coupled Resonators for Wireless Power Transfer. **IEEE TRANSACTIONS ON MAGNETICS**, v. 48, n. 11, p. 4511–4514, 2012.
- [53] SAMRAN SANTALUNAI, CHANCHAI THONGSOPA AND THANASET THOSDEEKORAPHAT. An Increasing the Power Transmission Efficiency of Flat Spiral Coils by Using Ferrite Materials for Wireless Power Transfer Applications. **2014 11th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON)**.
- [54] KIM, Hongseok; SONG, Chiuk; KIM, Dong-Hyun; JUNG, Daniel H.; KIM, In-Myoung; KIM, Young-Il; KIM, Jonghoon; AHN, Seungyoung; KIM, Joungho. Coil Design and Measurements of Automotive Magnetic Resonant Wireless Charging System for High-Efficiency and Low Magnetic Field Leakage. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, p. 1–18, 2016.
doi:10.1109/TMTT.2015.2513394.
- [55] BOSSHARD, Roman; KOLAR, Johann Walter; MUHLETHALER, Jonas; STEVANOVIC, Ivica; WUNSCH, Bernhard; CANALES, Francisco. Modeling and η - α -Pareto Optimization of Inductive Power Transfer Coils for Electric Vehicles. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 3, n. 1, p. 50–64, 2015. doi:10.1109/JESTPE.2014.2311302.
- [56] E. WAFFENSCHMIDT; T. STARING. Limitation of inductive power transfer for consumer applications. **2009 13th European Conference on Power Electronics and Applications**.
- [57] OLIVER KNECHT, JOHANN W. KOLAR. Comparative Evaluation of IPT Resonant Circuit Topologies for Wireless Power Supplies of Implantable Mechanical

Circulatory Support Systems: Thirty Second Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition : March 26-30, 2017, Tampa, Florida. **2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)**.

[58] FREDERICK EMMONS TERMAN. **Radio Engineers' Handbook**. 1. ed.: McGraw-Hill, 1943. 1033 p. ISBN 978-0070636309.

[59] BAKER, M. W.; SARPESHKAR, R. Feedback analysis and design of RF power links for low-power bionic systems. **IEEE transactions on biomedical circuits and systems**, v. 1, n. 1, p. 28–38, 2007. doi:10.1109/TBCAS.2007.893180.

[60] NIU, Wang-Qiang; CHU, Jian-Xin; GU, Wei; SHEN, Ai-Di. Exact Analysis of Frequency Splitting Phenomena of Contactless Power Transfer Systems. **IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers**, v. 60, n. 6, p. 1670–1677, 2013. doi:10.1109/TCSI.2012.2221172.

[61] STMICROELECTRONICS. DATASHEET L6201 - L6202 - L6203: DMOS FULL BRIDGE DRIVER. Disponível em:
<<https://www.st.com/resource/en/datasheet/l6203.pdf>>. Acesso em: 25 jun. 2018.

[62] R. BOSSHARD; J. MÜHLETHALER; J.W. KOLAR; I. STEVANOVIC. Optimized Magnetic Design for Inductive Power Transfer Coils. **2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)**, p. 1812–1819.

[63] HEYUAN QI, WENJIE CHEN, YILIN SHA, YAQIANG HAN, HONGCHANG LI AND XU YANG. A Study of Electromagnetic Emission from Two-Coil WPT System Using Resonant Magnetic Field Coupling. **7th Asia Pacific International Symposium on Electromagnetic Compatibility**, p. 484–487, 2016.

[64] ROSA, E. B. Calculation of the self-inductance of single-layer coils. **Bulletin of the Bureau of Standards**, v. 2, n. 2, p. 161, 1906.

[65] MOHAN, S. S.; DEL MAR HERSHENSON, M.; BOYD, S. P.; LEE, T. H. Simple accurate expressions for planar spiral inductances. **IEEE Journal of Solid-State Circuits**, v. 34, n. 10, p. 1419–1424, 1999. doi:10.1109/4.792620.

[66] H. A. WHEELER. Simple inductance formulas for radio coils. **Proceedings of the IRE**, v. 16, n. 10, p. 1398–1400, October 1928.

- [67] DANIELA WOLTER FERREIRA, MOISES FERBER DE VIEIRA LESSA, LUIZ LEBENSZTAJN, RENAN MÜLLER, LAURENT KRÄHENBUHL, FLORENT MOREL, CHRISTIAN VOLLAIRE. Analysis on Methods to obtain Lumped Parameters for an Inductive Coupling Device. **Compumag**, 2013. Disponível em: <<https://hal.archives-ouvertes.fr/hal-00807077>>. Acesso em: 16 jun. 2018.
- [68] BRYAN ESTEBAN, NIKOLA STOJAKOVIC, MAHER SID-AHMED, NARAYAN C. KAR. Development of Mutual Inductance Formula for Misaligned Planar Circular Spiral Coils: 20 - 24 Sept. 2015, Montreal, Quebec, Canada. **2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)**, p. 1306–1313.
- [69] BABIC, S. I.; AKYEL, C. Calculating Mutual Inductance Between Circular Coils With Inclined Axes in Air. **IEEE Transactions on Magnetics**, v. 44, n. 7, p. 1743–1750, 2008. doi:10.1109/TMAG.2008.920251.
- [70] MANI SOMA, DOUGLAS C. GALBRAITH, ROBERT L. WHITE. Radio-Frequency Coils in Implantable Devices: Misalignment Analysis and Design Procedure. **IEEE TRANSACTIONS ON BIOMEDICAL ENGINEERING**, VOL. BME-34, n. 4, 1987.
- [71] ADITYA, Kunwar; SOOD, Vijay K.; WILLIAMSON, Sheldon S. Magnetic Characterization of Unsymmetrical Coil Pairs Using Archimedean Spirals for Wider Misalignment Tolerance in IPT Systems. **IEEE Transactions on Transportation Electrification**, v. 3, n. 2, p. 454–463, 2017. doi:10.1109/TTE.2017.2673847.
- [72] OHISHI, Kiyoshi; HASHIMOTO, Hideki. Design Considerations to Obtain a High Figure of Merit in Circular Archimedean Spiral Coils for EV Battery Charging Applications. **41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society : November 9-12, 2015, Pacifico Yokohama, Yokohama, Japan**, p. 5396–5401.
- [73] JOHN M. MILLER; CLIFFORD P. WHITE; OMER C. ONAR; PHILLIP M. RYAN. Grid Side Regulation of Wireless Power Charging of Plug-In Electric Vehicles. **2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)**.
- [74] MILLER, John M.; DAGA, Andrew. Elements of Wireless Power Transfer Essential to High Power Charging of Heavy Duty Vehicles. **IEEE Transactions on Transportation Electrification**, v. 1, n. 1, p. 26–39, 2015. doi:10.1109/TTE.2015.2426500.

- [75] SHAH, Neel; ETEMADI, Mozziyar; KANT, Rishi; GOLDMAN, Ken; ROY, Shuvo. Quality Factor Optimization of Inductive Antennas for Implantable Pressure Sensors. **IEEE Sensors Journal**, v. 14, n. 8, p. 2452–2460, 2014. doi:10.1109/JSEN.2013.2285220.
- [76] ZHENG, Cong; MA, Hongbo; LAI, Jih-Sheng; ZHANG, Lanhua. 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, 2015. doi:10.1109/TPEL.2015.2424893.
- [77] NAVID RASEKH. Comparative Analysis and Optimization of Dynamic Charging Coils for Roadway-Powered Electric Vehicles. **IEEE TRANSACTIONS ON MAGNETICS**, v. 53, n. 11, 2017.
- [78] TANG, Yunyu; CHEN, Yi; MADAWALA, Udaya K.; THRIMAWITHANA, Duleepa J.; MA, Hao. A New Controller for Bidirectional Wireless Power Transfer Systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 33, n. 10, p. 9076–9087, 2018. doi:10.1109/TPEL.2017.2785365.
- [79] LI, Chenhui; ZHAO, Xiaomeng; LIAO, Chenglin; WANG, Lifang. A Graphical Analysis on Compensation Designs of Large-gap CPT systems for EV Charging Applications. **China Electrotechnical Society Transactions on Electrical Machines and Systems**, v. 2, n. 2, 2018. doi:10.30941/CESTEMS.2018.00029.
- [80] ERICKSON, Robert W.; MAKSIMOVIĆ, Dragan. **Fundamentals of Power Electronics**. Boston, MA: Kluwer Academic Publishers, 2004. 881 p. ISBN 9780792372707.

APÊNDICE A – COMUTAÇÃO SUAVE NO INVERSOR

Inversor com comutação suave

Quando o inversor é comutado em alta frequência as chaves semicondutoras são ligadas e desligadas a cada ciclo para comutar a corrente da carga. Este processo provoca stress dos componentes, eleva as perdas no conversor, reduz a eficiência e limita a frequência máxima de operação do inversor.

Nos sistemas IPT o emprego de frequência da ordem de dezenas a centenas de kHz é desejável para se maximizar a eficiência total, de tal forma que minimizar as perdas em altas frequências se faz necessário.

Com o intuito de minimizar tais perdas e reduzir interferências eletromagnéticas (EMI) empregam-se técnicas que proporcionam o ligamento ou desligamento das chaves sob tensão ou corrente com magnitude zero. Esta técnica recebe o nome de comutação suave (do inglês *Soft-Switching*), uma vez que as mudanças do estado das chaves MOSFET ou IGBT sob tensão ou corrente nula não dissipam potência elétrica.

Conversor operando em ZCS

Quando a comutação se dá no instante em que a corrente através da chave é nula esta é denominada como ZCS (do inglês *Zero-Current-Switching*).

Quando o inversor da figura A.1 operar com frequência de chaveamento inferior à frequência de ressonância do circuito ressonante conectado a saída do inversor, a impedância de carga vista pelo inversor será capacitiva. Deste modo, a corrente senoidal drenada do inversor $i_{ent(1)}(t)$ estará adiantada em relação à componente fundamental da tensão de saída $v_{in}(t)$.

Figura A.1. Inversor em ponte completa comumente empregado em IPT.

Fonte: Produção do próprio autor

Desta forma o cruzamento por zero da forma de onda da corrente acontecerá antes do cruzamento por zero da forma de onda da tensão conforme figura A.2.

Figura A.2. Inversor como fonte de tensão operando abaixo da frequência de ressonância. ZCS propicia o desligamento das chaves com corrente nula.

Fonte: Adaptado de [80]

Durante o primeiro semiciclo a tensão de saída do inversor é igual a tensão $+E$. A corrente entregue a carga é conduzida por $S1$ e $S4$ até o instante $t\beta$, quando a corrente passa a ser negativa e os diodos $D1$ e $D4$ assumem a corrente até $T/2$, permitindo que nesse intervalo o desligamento das chaves $S1$ e $S4$, mesmo lento, seja sem perdas. O processo é simétrico no segundo semiciclo com as chaves $S2$ e $S3$.

Observa-se que a ligação do respectivo par de chaves no início de cada semiciclo ocorre na condição de tensão e corrente diferente de zero.

Quando $S1$ e $S4$ entram em condução estão sujeitos simultaneamente a tensão E e imediatamente assumem a corrente da carga o que dissipa potência provocando perdas.

Neste instante $D2$ e $D3$ são forçados a pararem de conduzir e sua corrente de recuperação reversa flui através de $S1$. Adicionalmente a energia armazenada nas capacitâncias entre dreno e fonte de $S1$ e $S2$ e também na camada de depleção de $D1$ é perdida. Desta forma as perdas durante o processo de ligação das chaves é uma grande desvantagem da comutação em ZCS, de forma que tipicamente não se observa melhorias na eficiência quando MOSFETs são empregados [80].

Inversor operando em ZVS

Quando a comutação se dá no instante que a tensão sobre a chave já encontra-se nula esta condição é nomeada ZVS (do inglês *Zero-Voltage-Switching*).

Quando o inversor operar com frequência de chaveamento superior a frequência de ressonância do circuito ressonante conectado a saída do inversor, a impedância de carga vista pelo inversor será indutiva, e a corrente $i_{ent(1)}(t)$ estará atrasada em relação a fundamental da tensão $v_{in}(t)$, conforme mostra a figura A.3.

Figura A.3. Inversor como fonte de tensão operando acima da frequência de ressonância. ZVS propicia o acionamento das chaves com tensão nula.

Fonte: Adaptado de [80]

No primeiro semiciclo a tensão de saída do inversor é igual a E , e a corrente $i_{ent(1)}(t)$ é negativa e flui através dos diodos $D1$ e $D4$ durante o intervalo de 0 até t_α . As chaves $S1$ e $S4$ não precisam apresentar tempo de condução ultra rápido pois dispõe de todo este intervalo de tempo para entrar em condução sem incorrer em perdas por dissipação de potência de chaveamento. Tão logo a corrente $i_{ent(1)}(t)$ se torne positiva os diodos $D1$ e $D4$ deixam de conduzir e a corrente entregue ao circuito ressonante flui pelas chaves $S1$ e $S4$ até o final do primeiro semiciclo.

Os diodos não precisam ser de comutação ultra rápida, uma vez que seus desligamentos não provocarão perdas associadas com a corrente de recuperação reversa, além disso as capacitâncias de saída das chaves e diodos não provocarão perdas de chaveamento. Quando IGBTs são empregados pode-se notar significativa perda de chaveamento durante do desligamento das chaves pelo fenômeno conhecido como corrente de cauda deste semiconductor (do inglês *Current tailing*

phenomenon), dado que o desligamento das chaves ocorre com tensão e corrente diferentes de zero. Neste caso pequenos capacitores podem ser inseridos em paralelo com as chaves introduzindo assim um intervalo de comutação no desligamento dos IGBTs [80].

Além das vantagens já mencionadas, a operação em ZVS também reduz as emissões eletromagnéticas EMI associadas às capacitâncias dos componentes quando comparada com a operação em ZCS em alta frequência, na qual se observa ruído sonoro de frequência elevada e picos de correntes gerados pela rápida carga e descarga das capacitâncias dos semicondutores durante as comutações forçadas [80].

APÊNDICE B – RESISTÊNCIA EQUIVALENTE SÉRIE COM QUEDA DE TENSÃO NOS DIODOS DO RETIFICADOR

A figura B.1 apresenta o retificador tipo fonte de tensão utilizado no sistema IPT com CCSS.

Figura B.1. Retificador tipo fonte de tensão para CCSS

Fonte: Produção do próprio autor

Considerando o capacitor C_0 suficientemente grande a tensão na carga é praticamente constante com amplitude igual a V_{CC} . Se $i_{2s}(t)$ for positiva $D1$ e $D4$ ideais conduzem fazendo com que a tensão na entrada do retificador $v_{out_s}(t)$ seja igual a V_{CC} . Quando $i_{2s}(t)$ for negativa $D2$ e $D3$ ideais conduzem fazendo com que a tensão na entrada do retificador $v_{out_s}(t)$ seja igual a $-V_{CC}$. Desta forma $v_{out_s}(t)$ assume formato de uma onda quadrada na frequência de operação do inversor sendo representada por (B.1) e ilustrada na figura B.2.

$$v_{out_s}(t) = \frac{4 V_{CC}}{\pi} \sum_{n=1,3,5,\dots} \frac{1}{n} \sin(n\omega_s t) \quad (B.1)$$

A componente fundamental de $v_{out_s}(t)$ denominada $v_{out_s(1)}(t)$ é obtida por:

$$v_{out_s(1)}(t) = \frac{4 V_{CC}}{\pi} \sin(\omega_s t) = \frac{4 V_{RL_S}}{\pi} \sin(\omega_s t) \quad (B.2)$$

A tensão $v_{out_s(1)}(t)$ está em fase com a corrente $i_{2_s}(t)$ dada por (B.2) e representada na figura B.2.

$$i_{2_s}(t) = I_{2_s(1)\text{pico}} \sin(\omega_s t) \quad (B.3)$$

Em que:

$I_{2_s(1)\text{pico}}$ Valor de pico da fundamental da corrente $i_{2_s}(t)$

Fonte: Produção do próprio autor

A corrente $i_{2_s}(t)$ retificada é filtrada pelo capacitor C_0 , e sua componente contínua (valor médio) é a mesma que percorre a carga R_L e pode ser obtida por:

$$I_{RL_S} = \frac{V_{CC}}{R_L} = \frac{2}{\pi} I_{2_s(1)\text{pico}} \quad (B.4)$$

Dado que $v_{out_s(1)}$ está em fase com $i_{2_s}(t)$ é possível afirmar que o circuito retificador ideal incluindo a carga R_L é visto pelo secundário do transformador como uma resistência equivalente dada por:

$$R_{es} = \frac{v_{out_s(1)}}{i_{2_s}(t)} = \frac{8}{\pi^2} \frac{V_{RL_s}}{I_{RL_s}} = \frac{8}{\pi^2} R_L \quad (B.5)$$

Quando as quedas de tensão nos diodos (V_d) são consideradas, tem-se:

$$V_{CC} = V_{RL_s} = v_{out_s_pico} - 2V_d \Rightarrow v_{out_s_pico} = V_{CC} + 2V_d \quad (B.6)$$

Em que $v_{out_s_pico}$ é o valor de pico de $v_{out_s}(t)$.

$$v_{out_s(1)}(t) = \frac{4 v_{out_s_pico}}{\pi} \sin(\omega_s t) = \frac{4 (V_{CC} + 2V_d)}{\pi} \sin(\omega_s t) \quad (B.7)$$

$$R'_{es} = \frac{v_{out_s(1)}}{i_{2_s}(t)} = \frac{\frac{4 (V_{CC} + 2V_d)}{\pi}}{\frac{\pi V_{CC}}{2R_L}} = \frac{8R_L (V_{CC} + 2V_d)}{\pi^2 V_{CC}} = \frac{8}{\pi^2} R_L + \frac{16V_d R_L}{\pi^2 V_{CC}} \quad (B.8)$$

$$R'_{es} = R_{es} + \frac{16V_d R_L}{\pi^2 V_{CC}} \Rightarrow R'_{es} = R_{es} \left(1 + \frac{\frac{16V_d R_L}{\pi^2 V_{CC}}}{R_{es}} \right) = R_{es} \left(1 + \frac{\frac{16V_d R_L}{\pi^2 V_{CC}}}{\frac{8R_L}{\pi^2}} \right) \quad (B.9)$$

$$R'_{es} = \frac{8}{\pi^2} R_L \left(1 + \frac{2V_d}{V_{cc}} \right) \quad (B.10)$$

APÊNDICE C - RESISTÊNCIA EQUIVALENTE PARALELA COM QUEDA DE TENSÃO NOS DIODOS DO RETIFICADOR

A figura C.1 apresenta o retificador tipo fonte de tensão utilizado no sistema IPT com CCSP.

Figura C.1. Retificador tipo fonte de corrente para CCSP

Fonte: Produção do próprio autor

Considera-se que o indutor L_f seja grande o suficiente para manter a corrente I_{CC} praticamente constante. Deste modo quando $v_{out_sp}(t)$ for positiva conduzem os diodos ideais $D1$ e $D4$ impondo corrente $i_{out_sp}(t)$ igual a $+I_{CC}$. Quando $v_{out_sp}(t)$ se torna negativa os diodos ideais $D2$ e $D3$ entram em condução de forma que $i_{out_sp}(t)$ assume valor de $-I_{CC}$. Desta forma $i_{out_sp}(t)$ apresenta formato de uma onda quadrada na frequência de operação do inversor sendo representada por (C.1) e ilustrada na figura C.2.

$$i_{out_sp}(t) = \frac{4 I_{CC}}{\pi} \sum_{n=1,3,5\dots} \frac{1}{n} \sin(n\omega_s t) \quad (C.1)$$

A componente fundamental de $i_{out_sp}(t)$ denominada $i_{out_sp(1)}(t)$ é obtida por:

$$i_{out_sp(1)}(t) = \frac{4 I_{CC}}{\pi} \sin(\omega_s t) = \frac{4 I_{RL_SP}}{\pi} \sin(\omega_s t) \quad (C.2)$$

A tensão $i_{out_sp(1)}(t)$ está em fase com a tensão $v_{out_sp}(t)$ dada por (2.19). $V_{out_sp(1)pico}$ é o valor de pico da fundamental da tensão $v_{out_sp}(t)$ representada na figura 2.11.

$$v_{out_sp}(t) = V_{out_sp(1)pico} \sin(\omega_s t) \quad (C.3)$$

Figura C.2. Formas de ondas no retificador para compensação SP.

Fonte: Produção do próprio autor

A tensão $v_{out_sp}(t)$ retificada é filtrada e a componente AC é removida pelo filtro composto pelo indutor L_f , de tal forma que sua componente contínua é a mesma que alimenta a carga R_L e pode ser obtida por:

$$V_{RL_SP} = \frac{2}{\pi} V_{out_sp(1)pico} \quad (C.4)$$

Dado que $i_{out_sp(1)}(t)$ está em fase com $v_{out_sp}(t)$ é possível afirmar que o circuito retificador ideal incluindo a carga R_L é visto pelo secundário do transformador como uma resistência equivalente dada por:

$$R_{ep} = \frac{v_{out_sp}(t)}{i_{out_sp(1)}(t)} = \frac{\pi V_{out_sp(1)pico}}{4 I_{RL_SP}} = \frac{\pi^2 V_{RL_SP}}{8 I_{RL_SP}} = \frac{\pi^2}{8} R_L \quad (C.5)$$

Quando as quedas de tensão nos diodos (V_d) são consideradas, tem-se:

$$V_{CC} = V_{RL_SP} = \frac{2V_{out_sp(1)pico}}{\pi} - 2V_d \quad (C.6)$$

$$I_{RL_SP} = \frac{\frac{2V_{out_sp(1)pico}}{\pi} - 2V_d}{R_L} \quad (C.7)$$

$$I_{out_sp(1)pico} = \frac{\left(4 \left(\frac{\frac{2V_{out_sp(1)pico}}{\pi} - 2V_d}{R_L}\right)\right)}{\pi} \quad (C.8)$$

$$R'_{ep} = \frac{V_{out_sp(1)pico}}{I_{out_sp(1)pico}} = \frac{(V_{out_sp(1)pico})}{\frac{4 \left(\frac{2V_{out_sp(1)pico}}{\pi} - 2V_d\right)}{\pi R_L}} \quad (C.9)$$

$$R'_{ep} = \frac{R_L}{\frac{8}{\pi^2} - \frac{8V_d}{\pi V_{out_sp(1)pico}}} \quad (C.10)$$

Multiplicando o numerador e denominador por $\pi^2/8$ tem-se:

$$R'_{ep} = \frac{\frac{\pi^2 R_L}{8}}{\left(1 - \frac{\pi V_d}{V_{out_sp(1)pico}}\right)} \quad (C.11)$$

Calculando o acréscimo Δ_R devido à queda de tensão nos diodos:

$$R'_{ep} = R_{ep} + \Delta_R \Rightarrow \Delta_R = R'_{ep} - R_{ep} \quad (C.12)$$

$$\Delta_R = \frac{\frac{\pi^2 R_L}{8}}{\left(1 - \frac{\pi V_d}{V_{out_sp(1)pico}}\right)} - \frac{\pi^2 R_L}{8} \quad (C.13)$$

$$\Delta_R = \frac{\pi^2 R_L}{8} \left(\frac{1}{\left(\frac{V_{\text{out_sp(1)pico}} - \pi V_d}{V_{\text{out_sp(1)pico}}} \right)} - 1 \right) \quad (\text{C.14})$$

$$\Delta_R = \frac{\pi^2 R_L}{8} \left(\frac{V_{\text{out_sp(1)pico}}}{V_{\text{out_sp(1)pico}} - \pi V_d} - 1 \right) \quad (\text{C.15})$$

$$\Delta_R = \frac{\pi^2 R_L}{8} \left(\frac{V_{\text{out_sp(1)pico}} - V_{\text{out_sp(1)pico}} + \pi V_d}{V_{\text{out_sp(1)pico}} - \pi V_d} \right) \quad (\text{C.16})$$

$$\frac{\Delta_R}{R_{ep}} = \left(\frac{\pi V_d}{V_{\text{out_sp(1)pico}} - \pi V_d} \right) \quad (\text{C.17})$$

Substituindo (C.6) em (C.17):

$$\frac{\Delta_R}{R_{ep}} = \left(\frac{\pi V_d}{\frac{\pi(V_{CC} + 2V_d)}{2} - \pi V_d} \right) = \frac{2V_d}{V_{CC}} \quad (\text{C.18})$$

$$\Delta_R = R_{ep} \frac{2V_d}{V_{CC}} \quad (\text{C.19})$$

Substituindo (C.19) em (C.12):

$$R'_{ep} = R_{ep} + \Delta_R \Rightarrow \Delta_R = R_{ep} + R_{ep} \frac{2V_d}{V_{CC}} \quad (\text{C.20})$$

Portanto:

$$R'_{ep} = \frac{\pi^2}{8} R_L \left(1 + \frac{2V_d}{V_{CC}} \right) \quad (\text{C.21})$$

APÊNDICE D - CONSIDERAÇÕES SOBRE O FENÔMENO DA BIFURCAÇÃO

Quando o sistema IPT opera em F_0 o ângulo da impedância de entrada é zero e independe do valor da carga e do coeficiente de acoplamento conforme já foi apresentado. No entanto observa-se na figura D.1 que uma alteração na frequência de trabalho combinada com a variação do valor da carga ou do coeficiente de acoplamento poderá provocar mudança no ângulo da impedância de entrada. Portanto se um determinado sistema IPT projetado para operar com $F_s = F_0$ sofrer variação na sua frequência de funcionamento este sairá da condição de ZPA e desviará o FP da unidade. Esta defasagem dependerá do valor da carga ou do coeficiente de acoplamento.

Adicionalmente, determinados valores de resistência de carga ou fatores de acoplamento podem fazer com que surjam outras duas novas frequências de ressonância para as quais ZPA pode ser obtido, no entanto a operação nestas frequências apresentam menor eficiência e potências de saída diferente das nominais. Quando tal condição se faz presente diz-se que a fase da impedância de entrada possui múltiplos cruzamentos por zero [3].

Para um sistema IPT que trabalha com frequência fixa em F_0 não existe qualquer impacto no ângulo da impedância de entrada. No entanto, quando um sistema IPT opera com frequência variável, o inversor tanto poderá vir a operar em condição de ZPA em frequência distinta da frequência que garante maior performance, quanto operar com valores de frequência intermediários diferente de ZPA, exigindo que o sistema de controle saiba lidar com tal comportamento [1].

No contexto de transmissão de energia elétrica sem fio a este comportamento da impedância de entrada dá-se o nome de fenômeno da bifurcação (do inglês *bifurcation phenomena*), e não deve ser confundido com o fenômeno de separação de frequências (do inglês *Frequency Splitting Phenomena*) observado na carga [60].

Observa-se na figura D.2 o mesmo comportamento para o IPT com CCSP.

Figura D.1. Fase da impedância de entrada pela frequência e coeficiente de acoplamento

Fonte: Produção do próprio autor

Figura D.2. Fase da impedância de entrada pela frequência e coeficiente de acoplamento

Fonte: Produção do próprio autor

Diversos trabalhos estabelecem critérios para identificar quando um sistema operará sob esta condição através da relação entre o fator de mérito do primário e do secundário[5]; [1]. De acordo [1] a equação (D.1) permite identificar o referenciado comportamento para o CCSS, e a equação (D.2) para o IPT com CCSP. Critério mais preciso pode ser obtido em [3].

$$Q_p > \frac{4Q_s^3}{4Q_s^2 - 1} \quad (D.1)$$

$$Q_{p_sp} > Q_{s_sp} + \frac{1}{Q_{s_sp}} \quad (D.2)$$

O fenômeno da bifurcação não será explorado neste trabalho em função da operação com frequência fixa sem o emprego de um sistema de controle. Ainda que a tolerância dos componentes possa levar a uma pequena alteração da frequência de ressonância em muito pouco modificará a condição de operação do inversor.

APÊNDICE E – INVERSOR UTILIZADO NO PROTÓTIPO

Neste apêndice são mostradas as fotos do inversor utilizado no projeto e suas principais características. A figura E.1 destaca a placa do inversor, o gerador de sinais e o circuito buffer que aciona adequadamente as chaves de cada braço do inversor, assim como as fontes de corrente contínua que alimentam o circuito de controle e o circuito de potência do inversor.

Figura E.1. Inversor

Fonte: Produção do próprio autor

A placa comporta dois inversores obtidos a partir dos circuitos integrados L6203 da empresa STMicroelectronics [61], no entanto somente um CI na configuração de *full-bridge* foi empregado nos experimentos. O circuito de controle da placa é alimentado por uma fonte de 5 V e recebe dos buffers CMOS 74HC4050 e 74HC4049 os sinais de onda quadrada invertidos entre si que acionarão as duas chaves de cada braço do inversor. A frequência é ajustada através do gerador de sinais Agilent

33120A e o sinal de *enable* é enviado pelos circuitos integrados 74HC4050 e 74HC4049, habilitando desta forma o chaveamento do inversor.

O circuito de potência do conversor é composto por um barramento CC onde encontra-se os capacitores eletrolíticos. As chaves são constituídas por transistores DMOS que suportam tensão de até 42 V e corrente eficaz de 4 A. A frequência nominal máxima de operação é de 100 kHz. A alimentação do circuito de potência do inversor é feito por uma fonte Agilent E3634A.

APÊNDICE F – GANHO DE TENSÃO NO IPT COM CCSP

A tensão sobre a carga pode ser encontrada através de:

$$\dot{V}_{out_sp} = \frac{j\omega M \dot{I}_{1_sp}}{Z_{sec_sp} \cdot \left(j\omega C_{2_sp} + \frac{1}{(R'_{ep})} \right)} \quad (F.1)$$

A corrente no primário é dada por:

$$\dot{I}_{1_sp} = \frac{\dot{V}_{in}}{Z_{ent_sp}} \quad (F.2)$$

Substituindo (F.2) em (F.1) tem-se:

$$\dot{V}_{out_sp} = \frac{j\omega M \dot{V}_{in}}{Z_{sec_sp} \cdot Z_{ent_sp} \cdot \left(j\omega C_{2_sp} + \frac{1}{(R'_{ep})} \right)} \quad (F.3)$$

Expandindo Z_{ent_sp} obtém-se:

$$\dot{V}_{out_sp} = \frac{j\omega M \dot{V}_{in}}{Z_{sec_sp} \cdot (Z_{pri_sp} + Z_{r_sp}) \cdot \left(j\omega C_{2_sp} + \frac{1}{(R'_{ep})} \right)} \quad (F.4)$$

$$\dot{V}_{out_sp} = \frac{j\omega M \dot{V}_{in}}{Z_{sec_sp} \cdot Z_{pri_sp} + Z_{sec_sp} \cdot Z_{r_sp} \cdot \left(j\omega C_{2_sp} + \frac{1}{(R'_{ep})} \right)} \quad (F.6)$$

Expandindo Z_{r_sp} obtém-se:

$$\dot{V}_{out_sp} = \frac{j\omega M \dot{V}_{in}}{Z_{sec_sp} \cdot Z_{pri_sp} + Z_{sec_sp} \cdot \frac{\omega^2 M^2}{Z_{sec_sp}} \cdot \left(j\omega C_{2_sp} + \frac{1}{(R'_{ep})} \right)} \quad (F.7)$$

$$\dot{V}_{out_sp} = \frac{j\omega M \dot{V}_{in}}{Z_{sec_sp} \cdot Z_{pri_sp} + \omega^2 M^2 \cdot \left(j\omega C_{2_sp} + \frac{1}{(R'_{ep})} \right)} \quad (F.8)$$

O ganho de tensão em módulo é obtido pela razão entre a tensão de saída e a tensão de entrada $\dot{V}_{in}$ conforme:

$$|G_{V_sp}| = \left| \frac{\dot{V}_{out_sp}}{\dot{V}_{in}} \right| = \left| \frac{j\omega M}{Z_{sec_sp} \cdot Z_{pri_sp} + \omega^2 M^2 \cdot \left(j\omega C_{2_sp} + \frac{1}{(R'_{ep})} \right)} \right| \quad (F.9)$$

$$|G_{V_sp}| = \left| \frac{j\omega M}{Z_{sec_sp} \cdot Z_{pri_sp} + \omega^2 M^2} \cdot \frac{1}{\left(j\omega C_{2_sp} + \frac{1}{(R'_{ep})} \right)} \right| \quad (F.10)$$

$$|G_{V_sp}| = \left| \frac{j\omega M}{Z_{sec_sp} \cdot Z_{pri_sp} + \omega^2 M^2} \cdot \frac{R'_{ep}}{(j\omega C_{2_sp} + 1)} \right| \quad (F.11)$$

APÊNDICE G – IMPEDÂNCIA REFLETIDA PARA O PRIMÁRIO NO IPT COM CCSP

A impedância do secundário de um transformador pode ser refletida para o primário resultando em Z_r conforme:

$$Z_r = \frac{\omega^2 M^2}{Z_{sec}} \quad (G.1)$$

Em que ω é a frequência angular do sinal aplicado ao transformador.

Para um sistema IPT com transformador ideal e com CCSP a impedância do secundário é dada por:

$$Z_{sec_sp} = j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_{2_sp} + \frac{1}{R_{carga}}} \quad (G.2)$$

Desta forma a impedância do secundário refletida para o primário torna-se:

$$Z_{r_sp} = \frac{\omega^2 M^2}{j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_{2_sp} + \frac{1}{R_{carga}}}} \quad (G.3)$$

Extraindo a parcela real de Z_{r_sp} encontra-se:

$$Re[Z_{r_sp}] = \frac{\omega^2 M^2 R_{carga}}{R_{carga}^2 (\omega^2 C_{2_sp} L_2 - 1)^2 + \omega^2 L_2^2} \quad (G.4)$$

A parcela imaginária de Z_{r_sp} é dada por:

$$Im[Z_{r_sp}] = \frac{-\omega^3 M^2 [C_{2_sp} R_{carga}^2 (\omega^2 C_{2_sp} L_2 - 1) + L_2]}{R_{carga}^2 (\omega^2 C_{2_sp} L_2 - 1)^2 + \omega^2 L_2^2} \quad (G.5)$$

Na condição de ressonância no secundário em que $\omega = \omega_0$, tem-se:

$$C_{2_sp} = \frac{1}{\omega_0^2 L_2} \Rightarrow \omega_0^2 C_{2_sp} L_2 = 1 \quad (G.6)$$

Substituindo (G.6) em (G.4) encontra-se a parcela real da impedância do secundário refletida para o primário:

$$Re(Z_{r_sp0}) = \frac{M^2 R_{carga}}{L_2^2} \quad (G.7)$$

Substituindo (G.6) em (G.5) encontra-se a parcela imaginária da impedância do secundário refletida para o primário:

$$Im(Z_{r_sp0}) = -\frac{\omega_0 M^2}{L_2} \quad (G.8)$$

Portanto o capacitor em série com primário do transformador C_{1_sp} no IPT com CCSP precisa ser calculado para ressonar com a somatória da indutância própria do primário L_1 e a reatância capacitiva refletida do secundário para o primário $Im(Z_{r_sp0})$, e desta forma tornar o fator de potência de entrada unitário.

$$\frac{1}{\omega_0 C_{1_sp}} = \omega_0 L_1 - \frac{\omega_0 M^2}{L_2} \quad (G.9)$$

$$\frac{1}{C_{1_sp}} = \omega_0^2 \left(L_1 - \frac{M^2}{L_2} \right) \quad (G.10)$$

$$C_{1_sp} = \frac{1}{\omega_0^2 \left(L_1 - \frac{M^2}{L_2} \right)} \quad (G.11)$$