

**UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA “JÚLIO DE MESQUITA FILHO”
FACULDADE DE ENGENHARIA
CAMPUS DE ILHA SOLTEIRA**

MARCUS FELIPE CALORI JORGETTO

**TRANSFERÊNCIA INDUTIVA DE POTÊNCIA ELÉTRICA EM SISTEMA DE
ABASTECIMENTO DE VEÍCULO ELÉTRICO PURO**

Ilha Solteira

2018

PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

MARCUS FELIPE CALORI JORGETTO

TRANSFERÊNCIA INDUTIVA DE POTÊNCIA ELÉTRICA EM SISTEMA
DE ABASTECIMENTO DE VEÍCULO ELÉTRICO PURO

Tese apresentada à Faculdade de Engenharia de
Ilha Solteira – UNESP para obtenção do título de
Doutor em Engenharia Elétrica.
Área de concentração: Automação.

Carlos Alberto Canesin

Orientador

Jean Marcos de Souza Ribeiro

Coorientador

Ilha Solteira

2018

FICHA CATALOGRÁFICA

Desenvolvido pelo Serviço Técnico de Biblioteca e Documentação

J828t Jorgetto, Marcus Felipe Calori.
Transferência indutiva de potência elétrica em sistema de abastecimento de veículo elétrico puro / Marcus Felipe Calori Jorgetto. -- Ilha Solteira: [s.n.], 2018 190 f. : il.

Tese (doutorado) - Universidade Estadual Paulista. Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira. Área de conhecimento: Automação, 2018

Orientador: Carlos Alberto Canesin

Coorientador: Jean Marcos de Souza Ribeiro

Inclui bibliografia

1. Veículo elétrico puro. 2. Carregamento dinâmico sem fios. 3. Conversores ressonantes. 4. Modulação com deslocamento de fase. 5. Eficiência energética.

CERTIFICADO DE APROVAÇÃO

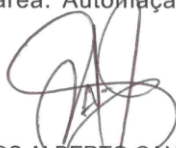
TÍTULO DA TESE: Transferência indutiva de potência elétrica em sistema de abastecimento de veículo elétrico puro

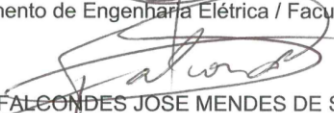
AUTOR: MARCUS FELIPE CALORI JORGETTO

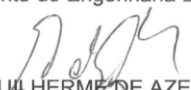
ORIENTADOR: CARLOS ALBERTO CANESIN

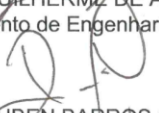
COORIENTADOR: JEAN MARCOS DE SOUZA RIBEIRO

Aprovado como parte das exigências para obtenção do Título de Doutor em ENGENHARIA ELÉTRICA, área: Automação pela Comissão Examinadora:


Prof. Dr. CARLOS ALBERTO CANESIN
Departamento de Engenharia Elétrica / Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira


Prof. Dr. FALCÕES JOSÉ MENDES DE SEIXAS
Departamento de Engenharia Elétrica / Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira


Prof. Dr. GUILHERME DE AZEVEDO E MELO
Departamento de Engenharia Elétrica / Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira


Prof. Dr. RUBEN BARROS GODOY
Departamento de Engenharia Elétrica / Universidade Federal de Mato Grosso do Sul


Prof. Dr. RICARDO QUADROS MACHADO
Departamento de Engenharia Elétrica e de Computação / Escola de Engenharia de São Carlos - USP

Ilha Solteira, 22 de outubro de 2018

AGRADECIMENTOS

Dedico esta tese a Deus pelas oportunidades oferecidas, pela fé e força para continuar e vencer os desafios.

Aos meus pais Lucia e Marcos Jorgetto por acreditar em mim, me proteger, guiar em buscar dos meus sonhos, na maioria das vezes renunciando aos seus próprios.

À minha irmã Thais Jorgetto pelo companheirismo e minha linda sobrinha Luisa.

À minha esposa Maria Inez, pela dedicação, compreensão e por todo apoio durante esses anos.

Aos meus colegas de laboratório pelas conversas e conhecimentos compartilhados e momentos de incentivo.

Ao meu co-orientador Jean Ribeiro pelos conhecimentos e conselhos não só na vida acadêmica.

Ao meu orientador Carlos Canesin, que proporcionou a oportunidade de realizar essa pesquisa, por todos esses anos de convivência e aprendizado.

A todos os professores que colaboraram direta ou indiretamente nesse trabalho com seus conhecimentos compartilhados.

Aos funcionários do departamento pelos anos de convivência e bons serviços prestados.

Ao Instituto Federal do Mato Grosso do Sul pelo afastamento de minha função como professor.

Agradeço aos órgãos de fomento CAPES e FEPISA pelo apoio financeiro. O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior - Brasil (CAPES) - Código de Financiamento 001.

RESUMO

Esta tese apresenta uma forma inédita para o carregamento de veículos elétricos (VE) puros em movimento, sem fios e sem acoplamentos mecânicos (*dynamic Wireless Power Transfer - dynamic WPT*), considerando a transferência indutiva de energia (*Induced Power Transfer - IPT*), a partir de uma proposta sem sensores (*WPT sensorless*), combinando um arranjo de elementos transmissores, especialmente desenvolvidos para um estudo de caso. A estrutura de potência emprega um conversor ressonante LLCC série-paralelo operando em modo contínuo com modulação com frequência fixa e deslocamento de fase, com controle realimentado indiretamente para a corrente de saída. Além da metodologia utilizada para a proposta deste trabalho, o texto apresenta um projeto de carregamento estático compatível com o sistema de carregamento dinâmico e, também, uma comparação entre possíveis estruturas ressonantes de terceira e quarta ordens compatíveis com os elementos IPT, apresentando-se as vantagens e as desvantagens para cada estrutura. O carregador dinâmico foi aplicado experimentalmente para um veículo elétrico (VE) puro, em pequena escala de potência (mini baja elétrico), constituído por oito elementos IPTs associados em série como emissor, resultando em um acoplamento mútuo constante para o receptor IPT no VE por uma extensão de 1150 mm, a uma distância entre emissor e receptor, de 35 mm. Os resultados experimentais obtidos apresentam elevado rendimento médio (86,4 %) para o processo de transferência de potência sem fios, em toda a extensão do carregador, para a condição de potência nominal de entrada de 1300 W.

Palavras-chave: Veículo elétrico puro. Carregamento dinâmico sem fios. Conversores ressonantes. Modulação com deslocamento de fase. Eficiência energética.

ABSTRACT

This thesis proposes a novel design to pure electrical vehicle (EV) dynamic charging electrical contactless and without mechanical coupling (dynamic Wireless Power Transfer - dynamic WPT), considering the induced power transfer, by a propose WPT sensorless, combining a transmitter element arrangement particularly designed for this study case. The power structure uses a LLCC series-parallel resonant converter, in continuous conduction mode with phase shift modulation and fixed frequency, applying a feedback indirect control for the output current. In addition to methodology in the present proposal, this paper shows a static wireless power transfer project works with the dynamic charging, and also a potential structure comparison of third and fourth order resonant compatible with the IPT elements, showing the advantages and disadvantages for each resonant tank. The dynamic charging is presently being piloted in a pure electrical vehicle, in small scale power (mini electric baja), it is made up of eight IPT elements in series association as emitter, resulting in a constant mutual coupling with IPT receiver in the EV, by a range of 1150 mm, with a distance between emitter and receiver of 35 mm. The experimental results obtained show a high average efficiency (86.4%) for the wireless power transfer process over the entire length of the loader, for the nominal input power condition of 1300 W.

Keywords: Pure electrical vehicle. Dynamic wireless charging. Resonant converters. Phase shift modulation. Energy efficiency.

LISTA DE SIGLAS E ACRÔNIMOS

EUA	Estados Unidos da América
FB	<i>Full-Bridge</i>
FB-ZVS-PWM-PS	<i>Full-Bridge Zero-Voltage-Switching Pulse-Width-Modulation Phase-Shift</i>
FM	Modulação por frequência
HF	Alta frequência (<i>high frequency</i>)
IPT	<i>Inductive Power Transfer</i>
IGBT	<i>Isolated Gate Bipolar Transistor</i>
ISO	<i>International Organization for Standardization</i>
<i>Li-ion</i>	Íons de Lítio
<i>LiPO</i>	Polímero de Lítio
PA	Posto de Abastecimento
PFC	<i>Power Factor Correction</i>
PS	<i>Phase Shift</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
PP	Paralelo-Paralelo
PS	Deslocamento de fase (<i>phase-shift</i>)
PSP	Paralelo-série-paralelo
RFID	<i>Radio Frequency Identification</i>
SS	Série-Série
SP	Série-paralelo
SPP	Série-paralelo-paralelo
SPS SPS	Série-paralelo-série no primário e série-paralelo-série no secundário
SAE	<i>Society of Automotive Engineers</i>
VE	Veículo Elétrico
WPT	<i>Wireless Power Transfer</i>
ZCS	<i>Zero Current Switching</i>
ZVS	<i>Zero Voltage Switching</i>

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Estrutura interna ao veículo elétrico necessária para o carregamento sem fio proposto.	20
Figura 2 - Composição básica do receptor IPT.	21
Figura 3 - Aspecto geral do projeto completo para PA de VE.	23
Figura 4 - VE em escala; (a) vista superior; (b) vista inferior.	25
Figura 5 - Pista completa sem a instalação do WPT.	26
Figura 6 - Trecho onde está alocado o sistema WPT.	26
Figura 7 - Compilado das pesquisas da KAIST em WPT.	32
Figura 8 - Topologia do conversor do trabalho de Onar et al. (2013).	35
Figura 9 - Curva da eficiência da transmissão dinâmica de energia do trabalho de Onar et al. (2013).	35
Figura 10 - Topologia do conversor do trabalho de Nagendra, Covic e Boys (2017).	36
Figura 11 - Topologia do conversor do trabalho Zaheer et al. (2017)	37
Figura 12- Topologia do conversor considerando as componentes parasitas do trabalho de Lee, Pantic e Lukic (2014) e Tavakoli et al. (2016).	38
Figura 13 - Topologia do conversor do trabalho de Hasan et al. (2015).	38
Figura 14 - Sistema de transmissão capacitiva de energia sem fio proposto por Sakai et al. (2016).	39
Figura 15 - Etapas do carregamento de uma bateria de íon de lítio.	41
Figura 16 - Estrutura básica do conversor <i>Half-Bridge</i> .	42
Figura 17 - Formas de onda básica do conversor <i>Half-Bridge</i> .	43
Figura 18 - Sistema duplamente realimentado.	47
Figura 19 - Conversor <i>Buck</i> equivalente ao <i>Half-Bridge</i> , com resistências parasitas nos elementos passivos.	48
Figura 20 - Modelo equivalente da chave PWM.	49
Figura 21 - <i>Half-bridge</i> equivalente combinado com o modelo da chave PWM.	49
Figura 22 - <i>Half-Bridge</i> equivalente combinado com o modelo da chave PWM em regime permanente, desprezando as resistências parasitas dos elementos passivos.	49
Figura 23 - Diagrama de Bode do controle da corrente de saída do conversor <i>Half-Bridge</i> .	52
Figura 24 - Diagrama de Bode do controle da tensão de saída do conversor <i>Half-Bridge</i> .	53

Figura 25 - Conversor <i>Half-Bridge</i> duplamente realimentado.	54
Figura 26 – Carregamento do banco de supercapacitores utilizando o conversor <i>Half-Bridge</i> com controle duplamente realimentado.	54
Figura 27 – Transitório da corrente para uma entrada degrau de tensão.	55
Figura 28 – Variação de tensão no capacitor após a recarga.	56
Figura 29 - Montagem do conversor <i>Half-Bridge</i> .	57
Figura 30 - Corrente de saída após uma entrada degrau de tensão de 100V.	58
Figura 31 - Tensão de saída após uma entrada degrau de tensão de 100V.	58
Figura 32 - Tensão e corrente de saída após entrada degrau de tensão de 100V.	59
Figura 33 - Definição dos parâmetros utilizados para dimensionamento do elemento IPT.	61
Figura 34 - a) Indutância própria do emissor de WPT utilizando núcleos <i>KoolMu</i> . b) Indutância própria do emissor de WPT <i>coreless</i> .	62
Figura 35 - Indutância mútua entre o emissor com núcleo magnético e um disco (receptor <i>coreless</i>).	63
Figura 36 - Coeficiente de acoplamento mútuo entre o receptor e o emissor de IPT.	64
Figura 37 - Indutor em espiral. a) visão computacional; b) implementado.	65
Figura 38 - Fluxograma para o projeto físico dos elementos de IPT.	67
Figura 39 - Posicionamento do IPT considerando uma vaga de veículo padrão.	69
Figura 40 - Superposição de efeitos de elementos IPT.	70
Figura 41 - Iteração bobina e núcleo.	71
Figura 42 - Associação de 9 elementos para formação de uma região adequada para WPT.	71
Figura 43 - Associação mista de IPT.	72
Figura 44 - Proposta de montagem da pista para WPT.	73
Figura 45 - Pista de recarga de energia.	74
Figura 46 - Indutância mútua medida na ponte LCR.	74
Figura 47 - Tensão recebida pelo veículo, se movendo aleatoriamente sobre o conjunto transmissor.	75
Figura 48 - Representação do elemento IPT.	77
Figura 49 - Modelo T para indutores com fraco acoplamento.	79
Figura 50 - Modelo T com transformador ideal para indutores com fraco acoplamento.	80
Figura 51 - Circuito equivalente para o modelo de um IPT.	80
Figura 52 - Derivação de um conversor ressonante com etapa de retificação e filtro de saída.	82
Figura 53 - Sinal quadrado periódico e sua respectiva primeira harmônica.	82

Figura 54 - Corrente $ig(t)$ e $ir(t)$.	83
Figura 55 - Etapa de retificação nos terminais de entrada. (a) suposta forma de onda de $vo't$ e $io't$. (b) componentes fundamentais dos sinais $vo1'(t)$ e $io1'(t)$.	85
Figura 56 - Conversor LLC ressonante.	87
Figura 57 - Conversor LLC ressonante sob orientação do primário.	89
Figura 58 - Curva do ganho normalizado para ressonante LLC com $Y=7$.	91
Figura 59 - Impacto da variação de Y no comportamento do ressonante LLC.	92
Figura 60 - Fluxograma para o projeto ótimo do conversor LLC.	93
Figura 61 - Ábaco para determinação da frequência normalizada de acordo com o ganho desejado.	95
Figura 62 - Conversor LLC simulado no <i>software PSIM</i> [®] .	95
Figura 63 - Principais formas de onda do conversor LLC para WPT estático.	96
Figura 64 - Conversor LLCC série-série.	98
Figura 65 - Conversor LLCC série-série referenciado para o primário.	99
Figura 66 - Curva do ganho normalizado para ressonante LLCC série-série com $Y=2$.	100
Figura 67 - Curva do ganho normalizado para ressonante LLCC série-série aplicado WPT.	101
Figura 68 - Resposta em frequência do filtro LLCC série-série.	102
Figura 69 - Fluxograma para o projeto do conversor LLCC série-série para WPT.	103
Figura 70 - Conversor LLCC série-série simulado no <i>software PSIM</i> [®] .	106
Figura 71 - Principais formas de onda do conversor LLCC série-série para WPT <i>in-motion</i> .	107
Figura 72 - Conversor ressonante LLCC série-paralelo.	109
Figura 73 - Resposta em frequência do módulo da impedância paralela entre Lm e $C2$.	110
Figura 74 - Conversor LLCC série-paralelo ressonante sob orientação do primário.	111
Figura 75 - Modelo aproximado do conversor CSR-ZVS-PS.	111
Figura 76 - Diagrama fasorial do circuito da Figura 75.	112
Figura 77 - Tensão Vab considerando um deslocamento de fase α .	113
Figura 78 - Ábacos de projeto para o conversor LLCC série-paralelo.	115
Figura 79 - Fluxograma para o projeto do conversor LLCC série-paralelo ressonante.	116
Figura 80 - Conversor LLCC série-paralelo com o estágio de saída referido para o primário.	117
Figura 81 - Sinais de comando do conversor LLCC série-paralelo com modulação por frequência fixa com deslocamento de fase.	118

Figura 82 - Primeira etapa de funcionamento do conversor LLCC série-paralelo com modulação por frequência fixa com deslocamento de fase.	119
Figura 83 - Segunda etapa de funcionamento do conversor LLCC série-paralelo com modulação por frequência fixa com deslocamento de fase.	120
Figura 84 - Terceira etapa de funcionamento do conversor LLCC série-paralelo com modulação por frequência fixa com deslocamento de fase.	121
Figura 85 - Quarta etapa de funcionamento do conversor LLCC série-paralelo com modulação por frequência fixa com deslocamento de fase.	122
Figura 86 - Quinta etapa de funcionamento do conversor LLCC série-paralelo com modulação por frequência fixa com deslocamento de fase.	123
Figura 87 - Sexta etapa de funcionamento do conversor LLCC série-paralelo com modulação por frequência fixa com deslocamento de fase.	124
Figura 88 - Principais formas de ondas do conversor LLCC série-paralelo com modulação por frequência fixa e defasamento de fase.	125
Figura 89 – Tanque ressonante LLCC série-paralelo.	126
Figura 90 - Plano de fase da primeira etapa de funcionamento do conversor LLCC série-paralelo.	128
Figura 91 - Plano de fase para a segunda etapa do conversor LLCC série-paralelo.	129
Figura 92 - Plano de fase do conversor LLCC série-paralelo.	131
Figura 93 - Simulação do conversor LLCC série-paralelo.	136
Figura 94 - Análise do comportamento da tensão de saída considerando diversos valores da capacitância de saída.	137
Figura 95 - Principais formas de onda do conversor LLCC série-paralelo; a) tensão de saída (V_o); b) corrente de saída (I_o); c) corrente no indutor LR ; d) tensão no capacitor C_r ; e) tensão no capacitor C_2 .	138
Figura 96 - Plano de fase obtido da simulação do conversor LLCC série-paralelo com modulação por frequência fixa e defasamento de fase.	140
Figura 97 - Estrutura ressonante do conversor LLCC série-paralelo.	147
Figura 98 - Modelo espaço de estados do conversor LLCC.	153
Figura 99 - Simulações do conversor LLCC ressonante em malha aberta.	155
Figura 100 - Linearização da função cosseno no ponto de operação.	158
Figura 101 - Root-locus da planta de $G(s)$.	161
Figura 102 - Diagrama de Bode $G(s)$ e $CILR(s)$.	161
Figura 103 - Diagrama de Bode do conversor controlado.	162

Figura 104 - Resposta temporal da Função de Transferência linearizada ($CILR(s)G(s)$) e Simulação no PSIM para entrada Degrau.	163
Figura 105 - Simulação malha fechada do conversor LLCC considerando uma entrada degrau na corrente ILR .	164
Figura 106 - Conversor ressonante com sistema de trilhos para WPT <i>in-motion</i> .	166
Figura 107 - Indutância mútua prática e teórica.	167
Figura 108 - Pista de carregamento para o WPT implementado.	168
Figura 109 - Comutação ZVS da chave $S4$ do conversor <i>Full-Bridge</i> .	170
Figura 110 - Principais formas de onda do conversor implementado. a) tensão de saída; b) corrente de saída; c) tensão sobre o capacitor Cr ; d) corrente no indutor LR ; e) tensão sobre o capacitor $C2$; f) corrente de entrada.	171
Figura 111 - Degrau de corrente no indutor série ressonante (Lr) de 12 A para 24 A em $t=1ms$.	174
Figura 112 - Degrau de corrente no indutor série ressonante (Lr) de 24 A para 12 A em $t=0$.	175
Figura 113 – Degrau de carga nominal ($50\ \Omega$) para meia carga ($100\ \Omega$) com a corrente no indutor série ressonante fixada em 13 A.	176
Figura 114 – Pista de testes do VE.	178
Figura 115 – Posto de abastecimento e seus componentes.	178
Figura 116 - Circuito completo para WPT e condicionamento da energia transferida para o carregamento do banco de supercapacitores do VE.	180
Figura 117 - Tensão sobre o banco de supercapacitor do VE, considerando a ligação em cascata dos conversores, com partida tipo rampa do conversor ressonante em 2s e no controlador uma referência para a corrente IL de 12,5 A e 12 A no controle do <i>Half-Bridge</i> .	181
Figura 118 – Tensão sobre o banco de supercapacitores	182
Figura 119 – Velocidade instantânea do VE referente ao vídeo do <i>link 1</i> .	183
Figura 120 – Gráfico da tensão no supercapacitor e velocidade do VE referentes ao vídeo do <i>link 1</i> .	184
Figura 121 – Gráfico da tensão no supercapacitor e velocidade do VE referentes ao vídeo do <i>link 2</i> .	185

LISTA DE TABELAS

Tabela 1– Dados básicos de referência para o projeto do sistema WPT, considerando o VE em estudo de caso em escala reduzida.	27
Tabela 2 - Tabela comparativa dos principais trabalhos na área de transferência indutiva estática.	30
Tabela 3 - Tabela comparativa dos principais trabalhos na área de transferência indutiva em movimento.	34
Tabela 4 - Parâmetros do conversor <i>Half-Bridge</i> .	43
Tabela 5 - Principais dados do núcleo ETD39.	46
Tabela 6 – Parâmetros do conversor <i>Buck</i> .	51
Tabela 7 - Dados relativos ao estudo da indutância própria, mútua e do coeficiente de acoplamento.	61
Tabela 8 - Parâmetros obtidos após projeto dos elementos IPT.	66
Tabela 9 - Dados do ensaio para comprovar imunidade do carregamento do VE em relação a sua velocidade, utilizando um conversor LLCC série-paralelo.	75
Tabela 10 - Dados do projeto do conversor LLC para WPT estático.	94
Tabela 11 - Dados do projeto do conversor LLC série-série para WPT <i>in-motion</i> .	104
Tabela 12 - Dados do projeto do conversor LLCC série-paralelo para WPT para VE em movimento.	132
Tabela 13 - Parâmetros da simulação do conversor LLCC série-paralelo.	135
Tabela 14 - Parâmetros do conversor ressonante.	152
Tabela 15 - Valores de regime permanente.	157
Tabela 16 – Dados e especificações elétricas e mecânicas do VE.	179

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	17
1.1	O carregamento sem fio de energia em movimento	18
1.2	Aspectos gerais do projeto completo para PA de VE puro	19
1.2.1	Adaptações para a aplicação do projeto em escala	24
1.3	Objetivos e contribuições	27
1.4	Estado da arte	29
1.4.1	Estado da Arte do carregamento estático	30
1.4.2	Estado da arte do carregamento dinâmico	32
2	CARREGAMENTO DE BATERIAS	40
2.1	Etapas de operação de um carregador de baterias a base de lítio	40
2.2	Projeto do conversor Half-Bridge para carregamento das baterias de um VE	42
2.2.1	Projeto do controlador do conversor Half-Bridge	47
2.3	Resultados práticos obtidos	56
2.4	Considerações finais	59
3	PROJETO DO TRANSMISSOR DE ENERGIA	60
3.1	Fluxograma do projeto de indutores para WPT	66
3.2	Associação de elementos de IPT	67
3.2.1	Carregamento estático	68
3.2.2	Carregamento em movimento	73
3.3	Considerações finais	76
4	TOPOLOGIA DO CONVERSOR RESSONANTE PARA TRANSMISSÃO DE ENERGIA SEM FIO	77
4.1	Modelo do elemento IPT	77
4.2	Estruturas dos conversores ressonantes	81
4.2.1	Circuito LLC ressonante	87
4.2.1.1	Fluxograma para projeto do ressonante LLC	92
4.2.1.2	Simulação para transmissão estática de energia sem fio	93
4.2.2	Filtro ressonante LLCC	97
4.2.2.1	Filtro ressonante LLCC série-série	98
4.2.2.1.1	Fluxograma para projeto do conversor llcc série-série	102

4.2.2.1.2	Projeto do conversor llcc série-série para transmissão sem fio de energia em movimento	103
4.2.2.2	Filtro ressonante LLCC série-paralelo	109
4.2.2.2.1	FLUXOGRAMA PARA PROJETO DO CONVERSOR LLCC SÉRIE-PARALELO	116
4.2.2.2.2	ETAPAS DE OPERAÇÃO DO CONVERSOR LLCC SÉRIE-PARALELO	117
4.2.2.2.3	PLANO DE FASE DO CONVERSOR LLCC SÉRIE-PARALELO	125
4.2.2.2.4	Projeto do conversor llcc série-paralelo para transmissão sem fio de energia em movimento	131
4.2.2.2.5	Esforços nos semicondutores e dimensionamento dos componentes passivos	140
4.3	Considerações finais	141
5	MODELAGEM E TÉCNICAS DE CONTROLE DO CONVERSOR RESSONANTE COM DESLOCAMENTO DE FASE E FREQUÊNCIA FIXA	142
5.1	Método por valores médios para circuitos ressonantes	142
5.2	Modelo por valores médios em espaço de estados para o conversor LLCC série-paralelo ressonante	146
5.3	Considerações finais	164
6	RESULTADOS OBTIDOS E DISCUSSÕES	166
6.1	Resultados em malha aberta	169
6.2	Resultados em malha fechada	173
6.2.1	Proposta de carregamento direto de banco de supercapacitores	174
6.2.2	Carregamento sem fio para VE em escala	177
7	CONCLUSÃO	186
	REFERÊNCIAS	188
	APÊNDICE	192

1 INTRODUÇÃO

A engenharia de transporte urbano público e privado é, certamente, um dos grandes desafios modernos para a gestão das cidades, principalmente as metropolitanas, com elevada concentração populacional. Já que os veículos à combustão interna são os maiores responsáveis pela produção de poluição sonora, visual e, principalmente, atmosférica nesses ambientes. Dentre todas as formas de poluição causadas pelos meios de transporte, destaca-se a poluição do ar, responsável por provocar um número significativo de internações hospitalares, causadas pelo agravamento de patologias respiratórias, chegando a tal ponto que se tornou um problema de saúde pública (MCHUGH, 2017).

Atualmente, vêm sendo aplicados alguns meios para atenuar e inibir a poluição causada pelos veículos à combustão, como a utilização de motores mais eficientes, a proibição de motores diesel em grandes centros, entre outros. Porém, em um futuro próximo, a solução mais trivial é a substituição da frota por veículos elétricos (VE). Em declarações públicas, alguns países europeus já anunciaram maiores investimentos para acelerar e incentivar a indústria dos VE. Inicialmente pretende-se a substituição do transporte coletivo por frotas de VE, entretanto, o projeto de novas linhas de metrô, trólebus e veículos elétricos sobre trilhos, tornam-se cada vez mais impraticáveis nos grandes centros, devido aos seus aspectos arquitetônicos e urbanísticos (MCHUGH, 2017).

Portanto, as novas frotas de veículos elétricos devem possuir armazenadores de energia e, apesar dos grandes avanços tecnológicos nessa área, a maior deficiência dos veículos elétricos ainda é sua autonomia que, para cruzar grandes distâncias, necessita de uma bateria de volume exagerado. Atualmente, diversas pesquisas atuam no aumento da densidade energética das baterias e outras estudam técnicas para carregá-las de modo eficiente durante seu percurso. O trabalho apresentado visa transferir energia de modo *contactless* para um VE em movimento de modo eficiente, utilizando sistemas indutivos fracamente acoplados.

O carregamento sem fio de VE em movimento não requer alterações de aspecto urbanístico e construtivo dos grandes centros, já que seu sistema encontra-se sob o asfalto, tornando-o quase imperceptível. Além disso, o carregamento em movimento diminui a necessidade de longos períodos de carregamento, impactando diretamente na capacidade de operação do transporte coletivo, diminuindo custos e melhorando a eficiência no transporte.

1.1 O carregamento sem fio de energia em movimento

A transferência de energia sem fio não é nenhuma novidade do século XXI, apesar dos primeiros produtos comerciais se tornarem parte do mercado recentemente, abrangendo carregamento de celulares, fones, escovas dentárias, corações artificiais e veículos elétricos.

Existem dois métodos de transferir energia sem contatos mecânicos: capacitivo e indutivo. O modo capacitivo utiliza o campo elétrico entre placas metálicas para induzir tensão, enquanto o segundo modo utiliza o campo magnético entre condutores para transferir energia. O modelo capacitivo é muito mais complexo e apresenta baixa eficiência quando comparado ao modelo indutivo. Por esse motivo, todos os componentes comercializados utilizam a tecnologia indutiva de transmissão.

Qualquer condutor que possua um fluxo de corrente gera um campo magnético, e de acordo com a Lei de Faraday-Lenz, se um campo magnético variável permeia um condutor, ele irá induzir uma força eletromotriz no condutor. Portanto, a condição basilar para a transmissão de energia sem fio é trabalhar com corrente alternada (ou pulsado) para gerar um campo magnético variável, capaz de induzir correntes em outros condutores próximos. Denomina-se esse fenômeno físico de acoplamento mútuo.

Para obter eficiência elevada na transmissão de energia, é necessário o uso de algumas topologias para concentrar, distribuir e/ou elevar o acoplamento mútuo entre os condutores. A norma SAE J2954 exige uso de elementos IPT no formato circular ou no formato DD, sendo que a geometria circular possui um campo magnético com um pico elevado em seu centro e amortecimento exponencial até sua região de fronteira. Já o formato DD possui um campo magnético mais distribuído com comportamento próximo ao constante (SAE INTERNACIONAL, 2016).

A norma SAE J2954 normatiza e regulamenta o carregamento estático de veículos elétricos leves e pesados e, de acordo com ela, a distância entre o transmissor e o VE deve respeitar o intervalo de 100 mm a 250 mm e possuir a potência igual a 3, 7 ou 11 kW para veículos leves e 22 ou 50 kW para veículos pesados. Além disso, devem possuir eficiência mínima de 90% (SAE INTERNACIONAL, 2016).

Como a distância entre o elemento receptor e o emissor não é desprezível, o fator de acoplamento magnético é muito menor que um, tornando-o ineficiente quando aplicado em um sistema pulsado. Por isso, aplicam-se métodos ressonantes para transferência de energia que permitem transferir a energia ao absorver os elementos de dispersão magnética, obtendo eficiência elevada, superior a 90%.

1.2 Aspectos gerais do projeto completo para PA de VE puro

A primazia deste projeto é desenvolver uma técnica aplicada no carregamento sem fio de energia para veículos elétricos puros em movimento, a partir de elementos indutivos fracamente acoplados. Tal aplicação impõe um modelo inovador na técnica de controle, no projeto dos elementos IPT e seus arranjos (associações).

Em trabalhos anteriores (JORGETTO, 2015; JORGETTO; MELO; CANESIN, 2015), são desenvolvidas metodologias de projeto para os elementos IPT e, também, seus arranjos são implementados e aperfeiçoados para este trabalho; dele obtiveram-se indutores em espirais concêntricas cilíndricas capazes de transferir energia com a maior eficiência possível, ou seja, que possuem o melhor acoplamento magnético com a menor indutância própria possível. Visam-se ótimos indutores para o projeto: diminuir a indutância própria e maximizar a indutância mútua, pois sua respectiva relação influenciará diretamente na energia reativa que circulará no circuito e, conseqüentemente, no rendimento da estrutura.

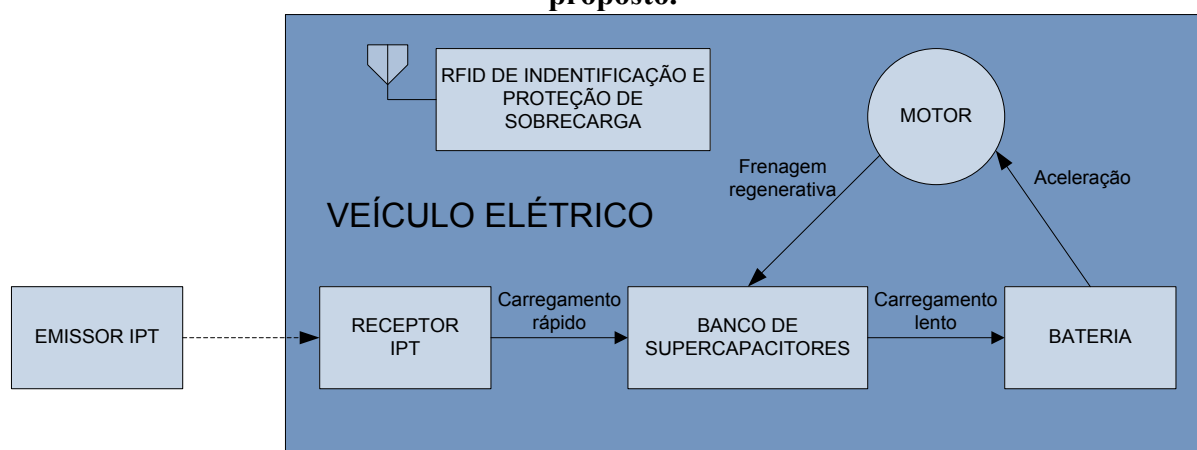
A formação do arranjo da estrutura permite a criação de um caminho para o carregamento, condição *sine qua non* para o carregamento em movimento. Existem diversos métodos para realizar esse arranjo, além de inúmeras formas de controlá-lo. Objetivando um método simples, eficiente e implementável, foi projetado um sistema no qual o acoplamento mútuo possui características próximas a um valor constante, permitindo o carregamento de potência constante por todo o trajeto. Esse arranjo possibilitou a principal inovação proposta por este trabalho e o torna uma das técnicas de transmissão de energia sem fio em movimento com melhor aplicabilidade prática até o momento.

A inovação da técnica do controle permite o carregamento do veículo em movimento, dispensando a necessidade de uma rede de comunicação em tempo real entre o Posto de Abastecimento (PA) e o Veículo Elétrico (VE) (condição imposta para o carregamento estático, de acordo com as normas internacionais de carregamento ISO 19363 e SAE J2954), (ISO, 2017), (SAE INTERNACIONAL, 2016), e, também, a dispensabilidade da instrumentação do veículo elétrico. Portanto, a técnica adotada é *sensorless*, a qual requer que todas as informações do controle sejam obtidas a partir dos dados fornecidos pelo PA. A variável estudada é a corrente ressonante do primário que, mantendo-a com o mesmo valor de pico, possibilita que a potencia transferida para o VE possua uma corrente com o mesmo comportamento, porém com magnitudes diferentes devido à relação de transformação, fator previsto pelo modelo matemático dos elementos de IPT (*Induced Power Transmission*).

O carregamento de energia em movimento aborda o carregamento rápido (*fast charger*) e, nesse caso, faz-se apenas o primeiro estágio de carregamento de uma bateria de lítio, etapa de carregamento por corrente constante que corresponde a 80% de todo o carregamento. Sugere-se ainda a inserção de um banco de capacitores, para permitir uma dinâmica maior de carregamento que, usualmente, encontrar-se-ão descarregados e podem ser utilizados basicamente para duas funções. A primeira será para frenagem do veículo, que durante esse processo necessita de um fluxo rápido da energia cinética armazenada para algum tipo de armazenador de energia. Nesse caso, a bateria pode não permitir a absorção total dessa energia devido à elevada potência; problemas que não são enfrentados pelos bancos de supercapacitores, portanto, já existe justificativa para adicionar esse componente ao sistema do veículo elétrico. A segunda aplicação desse sistema permite o carregamento muito mais rápido do veículo elétrico, diminuindo a necessidade de pistas de carregamentos muito extensas. Já que o carregamento do supercapacitor é mais simples e permite utilização de corrente constante, com magnitudes muito maiores que de uma bateria, sem afetar seu desempenho, nem sua vida útil.

Desse modo, o carregamento sem fio alimenta um banco de supercapacitores e o banco de supercapacitores que armazena a energia para o processo de carregamento lento das baterias do VE. Para exemplificar melhor o sistema de carregamento proposto, é apresentado um diagrama da estrutura básica necessária de um veículo elétrico, contando com a recepção de energia oriunda do sistema *sensorless* e *contactless* proposto, o que pode ser observado na Figura 1.

Figura 1 - Estrutura interna ao veículo elétrico necessária para o carregamento sem fio proposto.

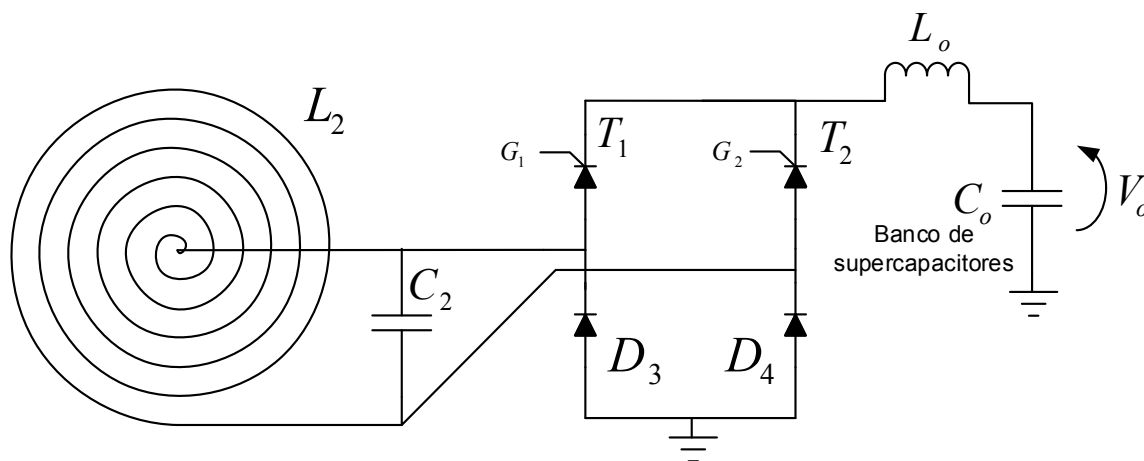


Fonte: Dados do próprio autor.

O processo de identificação do veículo é necessário para efetuar o processo de tarifação do consumo de energia, de forma semelhante ao sistema de cabine eletrônica dos pedágios.

Durante o processo de carregamento, o controle injeta uma corrente constante sobre o banco de supercapacitores, elevando a tensão de forma linear, até um limiar em que, por segurança, o sistema RFID encerra a comunicação com o PA. O PA detecta a falta de comunicação e efetua o processo de desligamento. No caso de carregamento de múltiplos VE, o PA continua enviando energia para todos os VE, mesmo na condição em que um dos veículos já tenha interrompido sua comunicação. Para evitar a sobrecarga do veículo em questão, é interrompida a passagem de corrente pela ponte retificadora, a qual é composta por uma ponte mista de diodos e tiristores. Quando detectada uma determinada magnitude de tensão, é interrompido o envio de sinais nos *gates* dos tiristores, que interrompem a condução em corrente nula, ou seja, de modo ZCS, interrompendo a passagem de corrente pela ponte retificadora e impedindo o carregamento do banco de supercapacitores. Na Figura 2, é apresentada a organização do elemento IPT receptor, sendo que L_s e C_2 são componentes que fazem ressonância magnética com o conjunto IPT emissor. A posição dos tiristores permite que o circuito de *driver* seja o mesmo para os dois, já que os catodos de ambos estão em um ponto comum.

Figura 2 - Composição básica do receptor IPT.



Fonte: Dados do próprio autor.

Para o carregamento lento da bateria, é utilizado um conversor *Buck* ou qualquer estrutura com característica de fonte de corrente de saída, podendo ser um conversor *Push-*

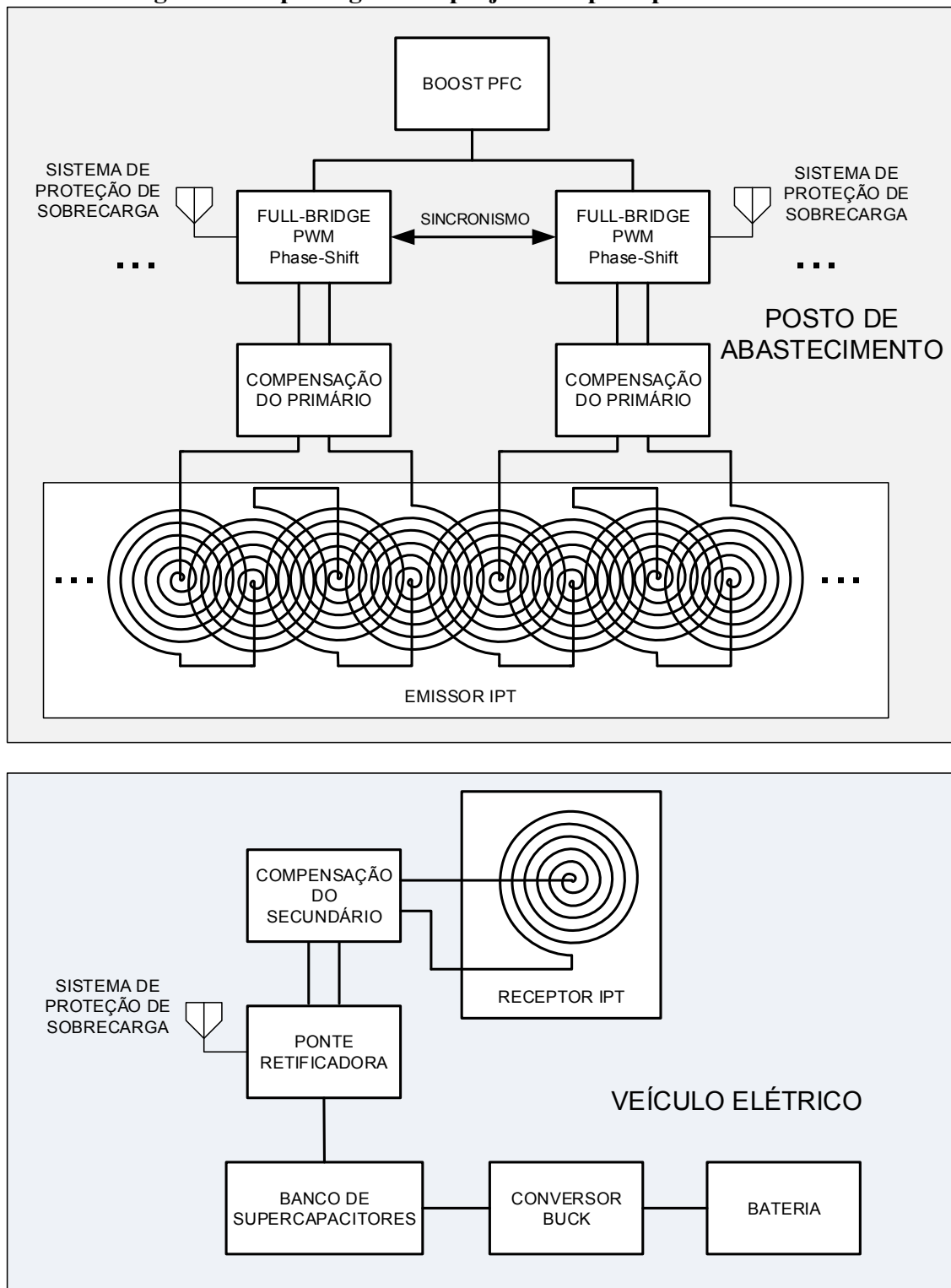
Pull, *Half-Bridge* ou *Full-Bridge*. O sistema de controle deste conversor é duplamente realimentado por corrente e pela tensão de saída. Usualmente, essas estruturas apresentam alta eficiência, com cerca de 90%.

Definidos todos os componentes do VE, resta especificar os componentes do elemento emissor do IPT. O receptor de energia é composto por apenas um indutor em espiral, já o emissor é composto por vários indutores espirais associados em série e organizados de tal forma, que gera um indutor único de grande extensão, possuindo um fluxo magnético constante entre cada espiral.

O elemento emissor de IPT é alimentado por um conversor ressonante em ponte completa (*Full-Bridge*), operando em alta frequência, utilizando-se de comutações não dissipativas através do método de chaveamento ZVS (*Zero Voltage Switching*) para se obter maior eficiência e reduzir esforços nos semicondutores de potência. A comutação não dissipativa pode ser obtida de várias formas. Nesse caso, é utilizada a modulação por largura de pulso com defasamento angular combinados a um circuito ressonante LLCC série-paralelo que, para potência elevada, apresentará uma melhor eficiência.

O sistema da Figura 3 representa a estrutura completa de carregamento do WPT, onde a pista de carregamento possui uma extensão limitada pelo valor máximo da indutância ressonante, uma vez que as espirais compõem uma somatória da indutância própria, resultando na indutância ressonante. Para ampliar o percurso de carregamento, é necessário associar mais conversores, combinando-os até obter a extensão desejada, e para isso, deve-se criar um sinal de sincronismo entre todos os conversores compreendidos na pista de carregamento.

Figura 3 - Aspecto geral do projeto completo para PA de VE.



Fonte: Dados do próprio autor.

Para uma aplicação real, o conversor deve possuir uma potência mínima de 7 ou 11 kW (potência dos *fast chargers*), de acordo com a norma SAE J2954, considerando que é realizado o carregamento de apenas um VE por conversor, o que é extremamente plausível

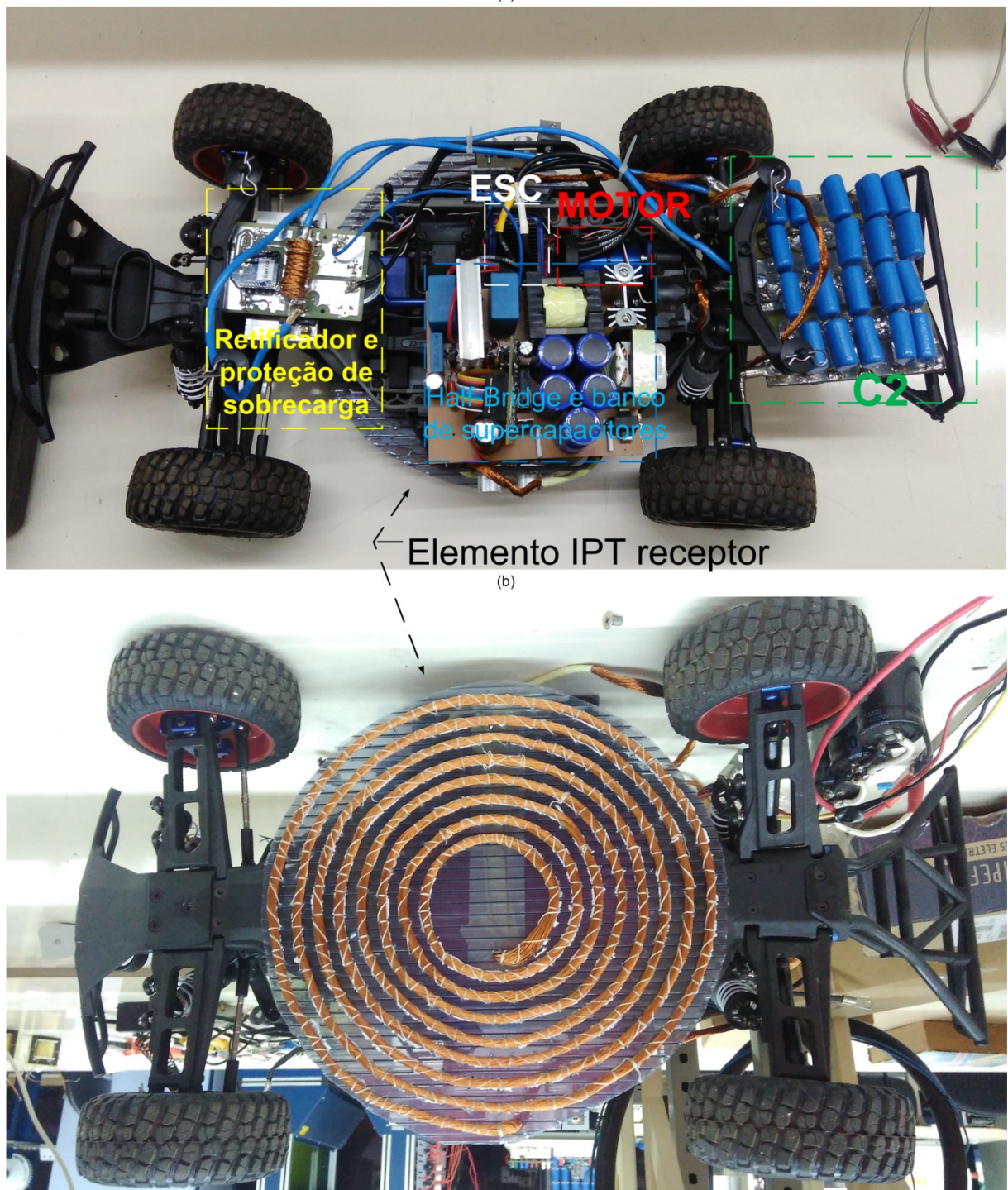
para esse tipo de aplicação. Para tal nível de potência, é necessário realizar a correção ativa do fator de potência, portanto, é acrescentado ao sistema, um *Boost PFC* para elevar e converter a tensão de CA para CC. O outro conversor responsável por transferir a energia do supercapacitor para a bateria não é responsabilidade do carregamento sem fio. A norma SAE J2954 exige uma eficiência mínima de 90%, muito próxima da eficiência projetada. Ressalta-se que tal norma é para carregamento estático (SAE INTERNACIONAL, 2016).

1.2.1 Adaptações para a aplicação do projeto em escala

Para limitar os custos do projeto, foi proposta a redução da escala para 1:8. Dessa forma, considerando-se os parâmetros estabelecidos para o projeto completo, o VE em escala reduzida possui uma força motriz gerada a partir de um motor *brushless*, com tração nas quatro rodas. O mesmo também é dotado de um sistema de rádio controle, de uma bateria de *LiPo* com três células conectadas em série, e de um servo motor responsável por controlar a direção do VE. O carro utilizado como estudo de caso neste trabalho é fabricado pela Traxxas®, cujo modelo é o SLASH 4X4 ULTIMATE 6807L. Observa-se ainda, que foi escolhido este modelo porque o mesmo possui motor *brushless* (semelhante ao carro elétrico em escala real), mantém-se a uma distância do solo relativamente grande e possui sistema de telemetria integrado. Devido à necessidade de se operar o VE em escala reduzida com dinâmicas elevadas e garantir a atuação do princípio de WPT, foi removida a bateria do Veículo Elétrico (VE), possuindo este um pequeno banco de supercapacitores. Já o banco de supercapacitores proposto no projeto em escala real é substituído por um capacitor.

A Figura 4 apresenta, respectivamente, a vista superior e inferior do VE utilizado no projeto. Destaca-se, na vista superior, um banco ressonante de capacitores, uma ponte retificadora e a proteção de sobrecarga, o banco de supercapacitores, e o conversor *Half-Bridge* que faz o seu carregamento. Na vista inferior, visualiza-se o elemento receptor do IPT.

Figura 4 - VE em escala; (a) vista superior; (b) vista inferior.



Fonte: Dados do próprio autor.

O trajeto construído para o veículo é um em circuito fechado, composto por dois trechos curvos e dois trechos retilíneos, sendo que, em um dos trechos retilíneos, está instalado o sistema WPT, conforme Figura 5 e Figura 6.

Figura 5 - Pista completa sem a instalação do WPT.



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 6 - Trecho onde está alocado o sistema WPT.



Fonte: Dados do próprio autor.

Na Tabela 1, têm-se os dados básicos de especificação para o desenvolvimento da pesquisa completa.

Tabela 1– Dados básicos de referência para o projeto do sistema WPT, considerando o VE em estudo de caso em escala reduzida.

Variável	Dado de Referência
Peso do VE	3,1 kg
Potência máxima do VE	700 W
Velocidade máxima	60 Km/h
Dimensões do VE (frontal x largura x altura)	296 x 568 x 193 mm
Altura do solo (original)	15 mm
Altura em relação ao emissor	35 mm
Comprimento limite para a base do VE para instalação do elemento IPT	1,4 m
Distância média para 1 volta completa na pista de testes	15 m lineares
Energia média estimada a ser acumulada no VE para garantir 1 volta na pista de testes	400 J
Tempo médio de carga	1,2 s
Tensão no barramento CC de entrada do conversor ressonante	300 V
Potência nominal de saída do conversor ressonante	1,15 kW
Frequência de chaveamento do conversor ressonante	32 kHz

Fonte: Dados do próprio autor.

1.3 Objetivos e contribuições

Este trabalho tem como objetivo o desenvolvimento de uma técnica de transferência de energia sem fio para VE em movimento. Aplicando métodos inovadores, são confeccionados novos elementos de transmissão e recepção de energia sem fio. Uma nova estratégia de controle combinada a uma proposta *sensorless* do VE.

As principais contribuições deste trabalho são:

- Novo design de elementos IPT com formato espiral, contemplando o equacionamento desenvolvido a partir da Lei de Maxwell e evoluindo até o cálculo da interação magnética entre dois elementos espirais;
- Estudo sobre a associação de elementos IPT, apresentando técnicas de associação que ampliam a região ótima de transferência de energia, permitindo manter a mesma eficiência e potência, mesmo com desalinhamento entre o PA e o VE. São elaborados projetos otimizados para transferência estática e, também,

para a transferência dinâmica, mas apenas são confeccionados em meio físico os elementos ótimos para a transferência dinâmica, foco desta pesquisa;

- Os conversores ressonantes apresentam eficiência mais elevada para a transferência indutiva de energia, sendo unânime o seu uso (CHOI et al., 2015), (COVIC; BOYS, 2013a-b), (FOOTE et al., 2016), (HASAN et al., 2015), (JORGETTO, 2015), (JORGETTO; MELO; CANESIN, 2015), (JORGETTO et al., 2017a-b), (KIM; COVIC; BOYS, 2017), (LI, Siqi et al., 2015). (ONAR et al., 2013), (TAVAKOLI et al., 2016), (THRONGNUMCHAI et al., 2013), (WU et al., 2012), (ZAHEER et al., 2017). Apesar do uso de conversores ressonantes, o elemento ressonante (*resonant tank*) pode variar de acordo com o número de componentes que o compõe. No texto, é exposta uma comparação entre as estruturas ressonantes de terceira e quarta ordem, confrontando suas vantagens e desvantagens para o estudo de caso.
- Aplicando o *Phasor Dynamic Domain*, juntamente com o modelo transitório em corrente contínua, do elemento ressonante, é obtida a função de transferência e a matriz de estados que, confrontados com os modelos simulados e práticos, obteve-se comportamentos análogos. Além disso, o modelo é útil para projeto do controlador, uma vez que a planta apresenta propensão a instabilidade, com zeros no semiplano direito. O controle é realizado na corrente do indutor, série ressonante e, combinado com uma manipulação dos componentes ressonantes, é obtida uma corrente refletida no VE, ou seja, é injetada corrente constante no VE, controlando apenas a corrente do PA, permitindo uma metodologia *sensorless*.

Por fim, combinando todas as contribuições deste trabalho, é obtida uma técnica de transferência de energia sem fio para VE em movimento eficiente (86,4%, podendo ser elevado para potências maiores), de forma simples e com baixo custo, já que não necessita de instrumentação ou comunicação entre o VE e o PA para realimentação de controle do PA. Obviamente, uma comunicação com o VE é necessária para fins de faturamento em sua identificação, porém, não atuando diretamente no controle do PA, o que eleva a confiabilidade do sistema.

1.4 Estado da arte

Seguindo uma tendência de mercado, na substituição de veículos de combustão interna para elétricos, desenvolveram-se grandes anseios para técnicas inovadoras de carregamento das baterias dos veículos elétricos, que forneçam praticidade e simplicidade para o usuário. E uma das técnicas que mais se destaca é o carregamento sem fio de energia. Dessa forma, por interesse econômico ou acadêmico, diversas empresas e pesquisadores atuam no desenvolvimento tecnológico desse recurso.

A empresa mais conhecida no mercado de transferência de energia sem fio, a Qualcomm, principal patrocinadora da Formula-E, inseriu-se nesse mercado com a aquisição da *startup* neozelandesa *HaloIPT*, em 2011, fundada por Covic na Universidade de *Auckland*. A *HaloIPT* desenvolveu diversos produtos com potências de 3,3 a 20 kW, fazendo parcerias com a *Rolls Royce*, *BMW* e Formula-E. Destaca-se a forma inovadora de auxílio no alinhamento do veículo, que permite ao usuário observar pelo seu *smartphone* a posição ótima. Foi a primeira empresa a inserir no mercado a associação de elementos IPT para estender a área de carregamento, denominando a associação de DD ou *Double D*. Tal modelo foi derivado dos equipamentos de detectores de metais (QUALCOMM, 2014).

A empresa canadense *Bombardier* anunciou, em 2015, o desenvolvimento de solução para carregamento de ônibus elétrico, veículos comerciais e de passeio, abordando a transmissão sem fio de energia a partir de técnicas indutivas. Tal tecnologia recebeu o nome de PRIMOVE IPT e sua implementação ocorreu nas cidades de Mannheim e Berlim, na Alemanha. O protótipo apresentado para a transferência de energia para o transporte coletivo apresenta uma potência de 200 kW, com eficiência elevada em cerca de 90% com espaçamento máximo de 100 mm, combinado a um sistema ajustável por meio da elevação do transmissor (BOMBARDIER, 2017).

A empresa americana Witricity possibilitou, de forma inédita, a independência do alinhamento do veículo, permitindo que o usuário não necessite posicionar o VE de forma precisa. Entretanto, por sigilo empresarial, não há divulgação do arranjo do emissor. O sistema divulgado apresenta uma potência máxima de 11 kW, com eficiência variando entre 91 a 93% (WITRICITY, 2009).

Apesar de todas as empresas possuírem excelentes resultados divulgados na mídia ou no meio científico, todos os resultados anunciados estão associados ao carregamento estático de VE. Em alguns vídeos promocionais e alguns anúncios à imprensa, as respectivas empresas apresentam testes em protótipos para o carregamento dinâmico de energia.

1.4.1 Estado da Arte do carregamento estático

O sistema de carregamento de veículos elétricos sem fio oferta um ambiente amigável aos consumidores para evitar problemas relacionados à segurança com os carregadores *plug-in*. O sistema estático de carregamento de veículos elétricos sem fio pode facilmente substituir o carregador *plug-in* com a participação mínima do motorista, e resolve problemas de segurança, tais como perigo de choque elétrico associado a eles. Os carregamentos apresentados na Tabela 2 são diferenciados pela topologia, pelo nível de potência da fonte, e pela distância entre os dois enrolamentos e a eficiência.

Tabela 2 - Tabela comparativa dos principais trabalhos na área de transferência indutiva estática.

Referência	Estrutura do conversor	Potência (KW)	<i>Air Gap</i> (mm)	Eficiência Máx (%)
(COVIC; BOYS, 2013a, 2013b)	LLCC SP FM	2-5	100-300	85
(KIM; COVIC; BOYS, 2017)	LLCC PP Tripolar	20	100	-
(WU et al., 2012)	LLCC PP PWM PS	5	175-265	> 90
(NGUYEN et al., 2014)	-	8	200	95,7
(MILLER et al., 2012)	LLCC SP	2,2	150-200	87,3
(ONAR et al., 2013b)	LLCC SP	9	125-175	89,11
(ONG et al., 2014)	LLCC SS	0,6	Variável	88,5
(LI et al., 2015)	LCCLCC SPS SPS	7,7	200	96

Fonte: Dados do próprio autor.

Sendo:SP: série-paralelo;

FM: modulação por frequência;

PP: paralelo-paralelo;

PS: deslocamento de fase (*phase-shift*);

SS: série-série;

SPS SPS: série-paralelo-série no primário e série-paralelo-série no secundário;

Os trabalhos desenvolvidos por Covic e seus colaboradores mostram projetos inovadores, até mesmo revolucionários do emissor do elemento IPT, que variam de acordo com a aplicação. As pesquisas mais atuais demonstram grande interesse na busca de região de acoplamento magnético constante aplicando associação de elementos IPT e novas geometrias não regulares e assimétricas (COVIC; BOYS, 2013a, 2013b; KIM; COVIC; BOYS, 2017).

O trabalho de Wu et al. (2014), desenvolve um sistema de transmissão sem fio utilizando um *pad* circular com um indutor em espiral cilíndrico. Seu diferencial está no enrolamento que se concentra no raio médio do *pad*.

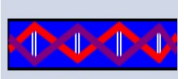
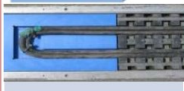
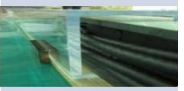
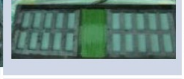
O trabalho de Nguyen (2014) realiza uma análise do impacto do desalinhamento entre o receptor e emissor, obtendo excelentes resultados com a associação dos dois indutores espirais quadráticos no transmissor e, também, no receptor do elemento IPT. Sua contribuição salienta a necessidade da associação de elemento para melhorar o comportamento do acoplamento mútuo para gerar uma região ótima de carregamento estático, bem como realizado nos trabalhos de Covic (COVIC; BOYS, 2013a, 2013b; KIM; COVIC; BOYS, 2017).

Os trabalhos de Miller et al. (2012), Onar et al. (2013), Ong et al. (2014) e Li et al. (2015) compõem o grupo de pesquisa *Oak Ridge National Laboratory* (ORNL). Tais trabalhos aplicam diversas formas de controle, gerando um excelente material comparativo. O foco das pesquisas desse grupo está mais associado à estrutura ressonante e, em segundo plano, o projeto dos elementos IPT. Usualmente, nas outras pesquisas, o desenvolvimento dos elementos IPT é mais importante que o ressonante.

A KAIST (*Korea Advanced Institute of Science and Technology*) é uma universidade de pesquisa pública localizada em Daejeon, na Coreia do Sul, que liderou o campo para o desenvolvimento de tecnologia de transferência de energia sem fio para ônibus elétricos, com apenas 17 cm de vão, com uma eficiência de 80% em 2009. A tecnologia atual de veículos elétricos sem fio tem um espaçamento de ar de 20 cm e eficiência de transferência de energia de 80% (CHOI et al., 2015). Na Figura 7, é apresentado um compilado dos resultados obtidos nas pesquisas do grupo de WPT da KAIST com os principais dados e resultados, mostrando a evolução e melhorias que realizaram com o passar do tempo (CHOI et al., 2015).

A tecnologia de ônibus elétrico de carregamento sem fio da KAIST foi selecionada como uma das 10 principais tecnologias emergentes do mundo, em 2013, no *World Economic Forum* e uma das melhores invenções do mundo em 2012, pela revista de notícias semanal americana *Time* (CHOI et al., 2015).

Figura 7 - Compilado das pesquisas da KAIST em WPT.

	1 G (carro) 1ª Geração	2 G (Ônibus) 2ª Geração	3 G (SUV) 3ª Geração	3 ⁺ G (Ônibus) 3ª Geração Mais	3 ⁺ G (Trem) 3ª Geração Mais	4 G (Ônibus) 4ª Geração
Data	27 de Fev. de 2009	14 de Jul. de 2009	14 de Ago. de 2009	31 de Jan. de 2010	9 de Mar. de 2010	2010 até o momento
Veículo						
Especif. do Sistema	air-gap= 1cm eficiência= 80%	air-gap= 17cm eficiência= 72%	air-gap= 17cm eficiência= 71%	air-gap= 20cm eficiência= 83%	air-gap= 12cm eficiência= 74%	air-gap= 20cm, eficiência= 80%
	Todas as eficiências foram medidas entre a rede CA e os terminais da bateria					
EMF Campo elétrico e magnético	10mG	51mG	50mG	50mG	50mG	<10mG
Dados sobre o transmissor						
						
	20cm	140cm	80cm	80cm	80cm	10cm
Dados sobre o receptor						
						
Potência	3kW / recebida	6kW / recebida	15kW / recebida	15kW / recebida	15kW / recebida	25kW / recebida
Peso (receptor)	20kg	80kg	110kg	110kg	110kg	80kg
dimensões	55x18x4 cm ³	160x60x11 cm ³	170x80x8 cm ³	170x80x8 cm ³	170x80x8 cm ³	80x100x8 cm ³

Fonte: Adaptado (CHOI et al., 2015).

1.4.2 Estado da arte do carregamento dinâmico

Atualmente, existe uma vasta ramificação de pesquisa na área de transmissão sem fio de energia para veículos em movimento que, basicamente, divide-se em três grandes grupos: transmissão por indução de ímã permanente, transmissão indutiva e transmissão capacitiva. Dessas áreas, ainda existem outras subdivisões, mas o foco deste trabalho é a transmissão indutiva de energia; as outras formas são tratadas de modo generalizado.

Pode-se classificar a transmissão de energia indutiva em movimento por diversas características, bem como:

- formato do transmissor e do receptor de energia;
- nível de potência processada;
- distância entre transmissor e receptor;
- fator de acoplamento;
- frequência de operação;
- estrutura do circuito ressonante;
- associação dos elementos IPT.

Verifica-se que a quase totalidade dos trabalhos de transmissão indutiva apresentados neste documento predominou o uso do formato espiral cilíndrico ou retangular para compor o elemento IPT. A potência dos conversores e a distância entre o transmissor e o receptor variam de acordo com a aplicação, entretanto, até o momento, não existe nenhuma norma regulamentadora para transmissão sem fio de energia para veículos em movimento. Outra característica unânime é o baixo fator de acoplamento magnético, o qual está estabelecido entre 6% e 50%.

Um ponto importante para várias pesquisas no momento é a estrutura ótima, que envolve o sistema de controle e acionamento dos comutadores. Além disso, há uma grande discussão sobre sistemas de comunicação entre posto de abastecimento e veículo elétrico, sendo que este é o único trabalho que faz a proposta *sensorless*.

Apesar da estrutura do conversor não ser fixa, existe o uso predominantemente de estruturas ressonantes de quarta e quinta ordens. Tais circuitos possuem basicamente duas formas de acionamento dos comutadores: modulação em frequência ou modulação com frequência fixa e deslocamento de fase.

Existem poucos laboratórios especializados na transmissão de energia sem fio no mundo, e muitos deles realizam pesquisas em parceria com grandes montadoras de veículos, sendo que os laboratórios mais destacados sobre o assunto estão localizados nos EUA e na Nova Zelândia, tendo como principais pesquisadores, Onar e Covic, respectivamente de cada país.

Para uma formatação adequada sobre o estado da arte, são apresentados os principais e mais atuais artigos sobre o assunto, inicialmente em uma tabela comparativa. Posteriormente, serão tratados os trabalhos desenvolvidos em cada laboratório, produções independentes e algumas formas inovadoras de transmissão de energia.

Utilizando um sistema comparativo, são apresentados os resultados de diversas pesquisas na transmissão sem fio de energia para veículos em movimento na Tabela 3.

Tabela 3 - Tabela comparativa dos principais trabalhos na área de transferência indutiva em movimento.

Referência	Forma de transferência de energia	Estrutura do conversor	Potência (KW)	Air Gap (mm)	Eficiência Máx (%)
(ONAR et al., 2013)	INDUTIVA	LLCC-SP PWM associação série de transmissores	3,3	100	76% (Pico)
(FOOTE et al., 2016)	INDUTIVA	-	12	100	-
(NAGENDRA; COVIC; BOYS, 2017)	INDUTIVA	LLCC PP	10	250-400	-
(ZAHEER et al., 2017)	INDUTIVA	LCLLC SPP PWM	5	200	-
(THRONGNUMCHAI et al., 2013)	INDUTIVA	LLCC-SS PWM	1	90	90%
(LEE; PANTIC; LUKIC, 2014)	INDUTIVA	LCLLC-PSP PWM PS	0,3	170	77-84%
(TAVAKOLI et al., 2016)	INDUTIVA	LCLLC-PSP PWM PS	14	-	-
(HASAN et al., 2015)	INDUTIVA	LCCLC-PSP PWM PS	0,2	100	91%
(SAKAI et al., 2016)	CAPACITIVA	HF	3	100	30%

Fonte: Dados do próprio autor.

Sendo: SPP: série-paralelo-paralelo;

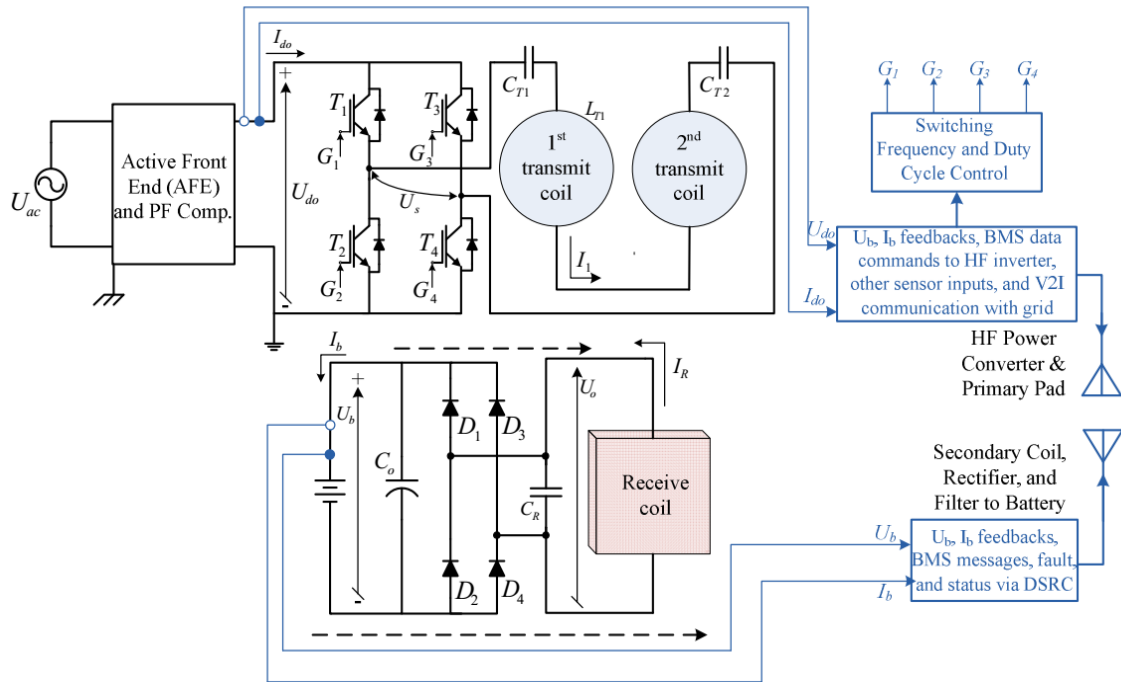
PSP: paralelo-série-paralelo;

HF: alta frequência (*high frequency*).

O trabalho de Onar et al. (2013) apresentou resultados relevantes sobre a transferência dinâmica (*in-motion*) de energia sem fio, utilizando a topologia da Figura 8. Com a associação série de dois elementos, atingiu um pico na transferência de energia de 76%, sem considerar o rendimento do conversor PFC de entrada; o rendimento médio está aquém do esperado, como se comprova na Figura 9, entretanto, por se tratar de um trabalho pioneiro, necessitou de refinamentos. Atualmente, na pesquisa apresentada por Foote et al. (2016), membros do

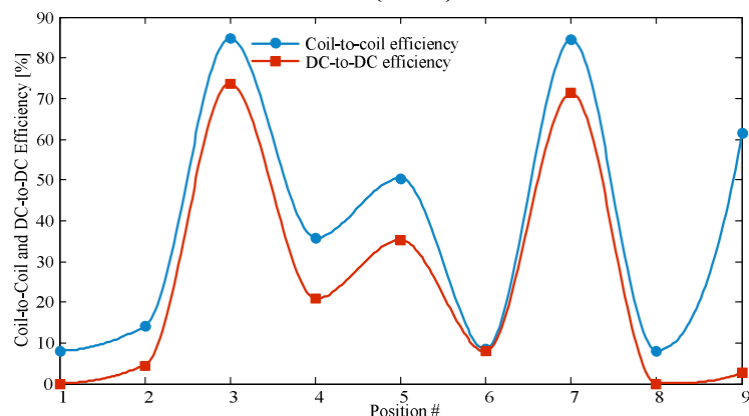
mesmo grupo de pesquisa de Onar apresentam uma melhora no comportamento da curva de transferência de potência, porém, neste trabalho, não foi citada a eficiência na transmissão. Se considerar a potência máxima de entrada do conversor e a potência máxima de saída publicada, o rendimento manteve-se em 77%.

Figura 8 - Topologia do conversor do trabalho de Onar et al. (2013).



Fonte: (ONAR et al., 2013).

Figura 9 - Curva da eficiência da transmissão dinâmica de energia do trabalho de Onar et al. (2013).

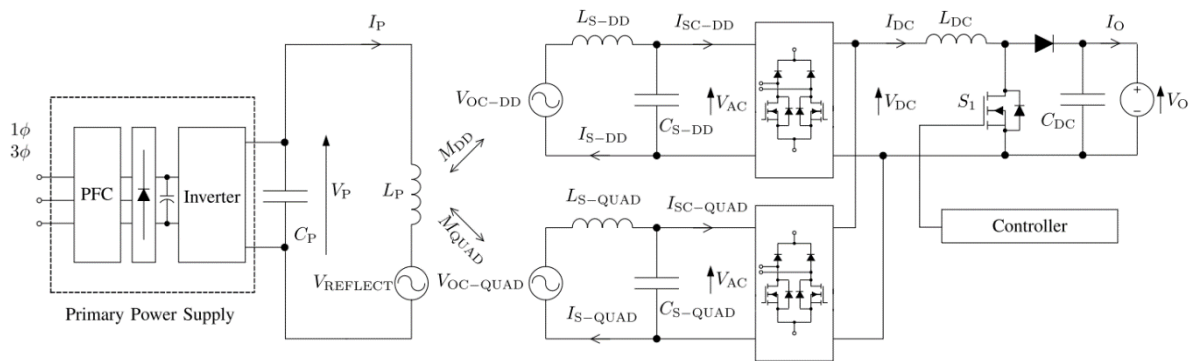


Fonte: (ONAR et al., 2013).

O trabalho de Nagendra, Covic e Boys (2017) assemelha-se ao conteúdo abordado por Foote et al. (2016). Ambos fazem propostas da organização para construção de uma pista de

carregamento combinando arranjos de elementos IPT e dimensões dos elementos IPT, mas o trabalho de Nagendra, Covic e Boys (2017) destaca-se pela tentativa de associação de elementos para manutenção do acoplamento constante, de forma análoga ao proposto por Jorgetto (2015) e Jorgetto, Melo e Canesin (2015), e neste trabalho. Entretanto, Nagendra, Covic e Boys (2017) utilizam formatos diferentes ao proposto por Jorgetto (2015) e Jorgetto, Melo e Canesin (2015), e em sua documentação não foi apresentado nenhum resultado prático até o momento, apenas a proposta de projeto. Por isso, na Tabela 3, o dado de rendimento não foi informado. Já a proposta de Zaheer et al. (2017), membro do mesmo grupo de pesquisa Covic, propõe o uso de elementos assimétricos e um protótipo de 5 kW, entretanto, em seus resultados, não é fornecido o rendimento da estrutura; destaca-se ainda neste trabalho, o uso de um conversor ressonante de quinta ordem com modulação por frequência fixa.

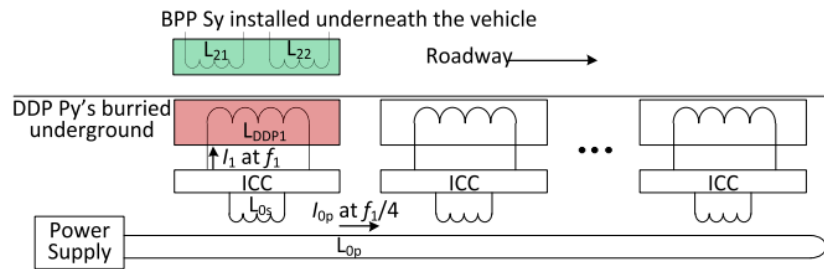
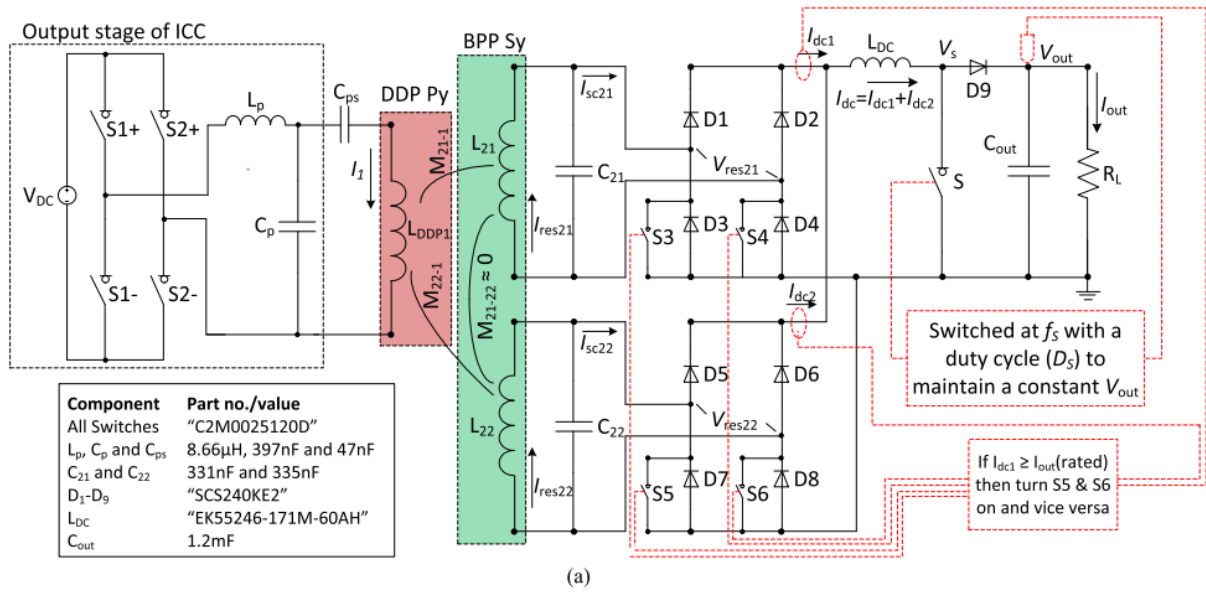
Figura 10 - Topologia do conversor do trabalho de Nagendra, Covic e Boys (2017).



Fonte: (NAGENDRA; COVIC; BOYS, 2017).

O trabalho de Throngnumchai (2013) apresenta resultados excelentes para a transmissão sem fio de energia para veículos em movimento, entretanto, em sua proposta, não há associação de elementos transmissores, e sim, uma composição de elementos independentes com emissores no formato retangular com uma extensão exacerbada, já o receptor, era no formato de espiral cilíndrica. A proposta utiliza um conversor LLCC série-paralelo, combinados a um coeficiente de acoplamento magnético de 9% entre o PA e o VE.

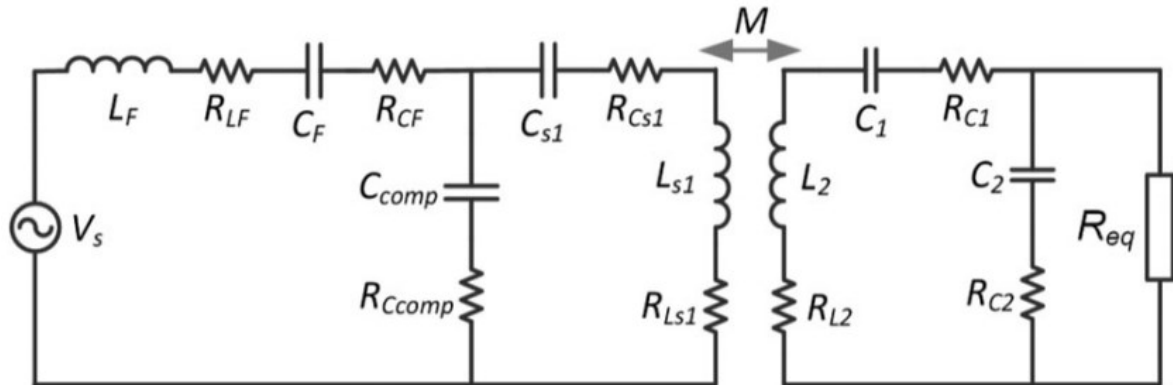
Figura 11 - Topologia do conversor do trabalho Zaheer et al. (2017)



Fonte: (ZAHEER et al., 2017).

Os trabalhos de Lee, Pantic e Lukic (2014), e Tavakoli et al. (2016), são ambos desenvolvidos pelo mesmo grupo de pesquisa, sendo que o mais antigo trata-se de uma aplicação em pequena escala com potência reduzida, que apresenta uma eficiência variando entre 74% a 84%, de acordo com a carga, mas não detalha se esse valor é a eficiência máxima ou a eficiência média, ou ainda se o rendimento é constante por todo o curso da pista. Já no trabalho de 2016, a aplicação prática é feita em um ônibus elétrico e nota-se que todos os conhecimentos adquiridos no trabalho anterior são aplicados nele, pois ambos usufruem da mesma topologia (Figura 12) porém, o texto não fornece algumas informações importantes, bem como eficiência e *air gap*. Durante vários trechos, o autor diz ter elevada eficiência, mas não o expressa numericamente e, em alguns pontos, torna-se controverso, pois existe uma corrente circulando com valor elevado e não há a transferência de potência.

Figura 12- Topologia do conversor considerando as componentes parasitas do trabalho de Lee, Pantic e Lukic (2014) e Tavakoli et al. (2016).

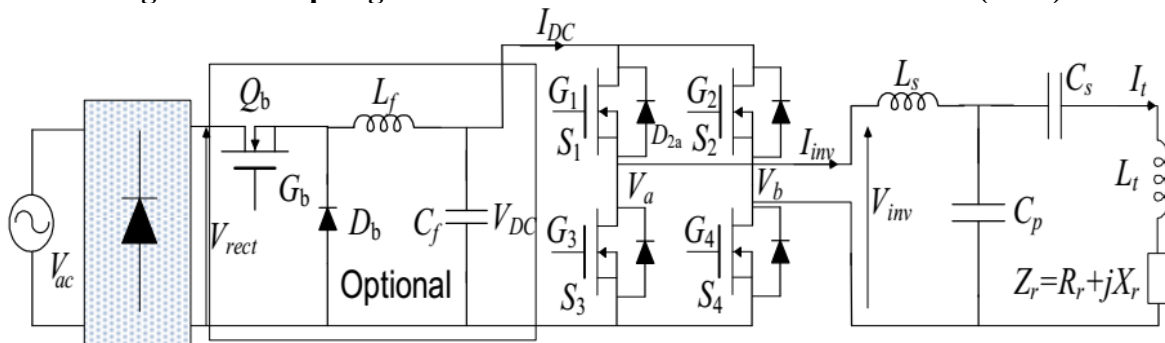


Fonte: (LEE; PANTIC; LUKIC, 2014).

O trabalho de Hasan et al. (2015) apresenta um estudo sobre transmissão sem fio considerando apenas um elemento emissor e um receptor. Apesar da estrutura mais simples entre todas as retratadas até o momento, este trabalho destaca-se pelos seguintes pontos: comprova-se a imunidade da transferência de energia frente à velocidade do carro.

Demonstra o comportamento da indutância mútua com a variação no espaço e no tempo, obtendo respostas semelhantes às expostas nesta tese e no trabalho de Jorgetto (2015) e Jorgetto, Melo e Canesin (2015). Além desses destaques, o autor também obtém uma curva de rendimento elevada, levando-se em conta que não houve instrumentação da posição do VE. Entretanto, não obteve uma potência constante de saída, porém, isso seria óbvio, uma vez que este trabalho não aplica a associação de elementos IPT. A topologia do seu conversor é demonstrada pela Figura 13, sendo que a impedância Z_R representa a impedância do secundário referida para o primário, onde, encontra-se uma compensação paralela entre carga, indutância e capacitor.

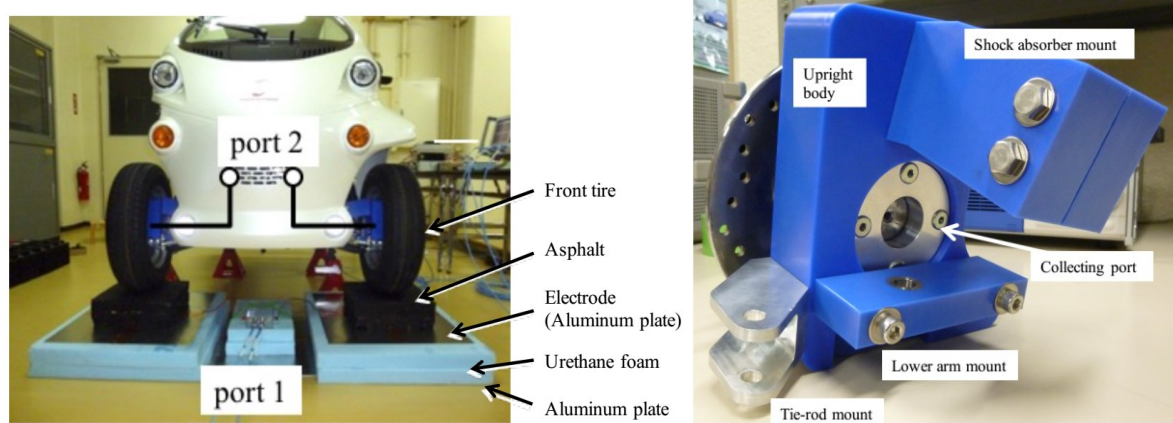
Figura 13 - Topologia do conversor do trabalho de Hasan et al. (2015).



Fonte: (HASAN et al., 2015).

O último trabalho apresentado aborda a forma de transmissão capacitiva não muito usual devido à sua complexidade e baixa eficiência. O trabalho de Sakai et al. (2016) é aplicado em projeto em escala real, onde o trajeto de recarga possui quatro metros de comprimento e a transmissão de energia é feita por um efeito capacitivo entre as placas de alumínio e os aros frontais do veículo, necessitando de um conversor HF conectado às placas. As saídas da energia são captadas (absorvidas) a partir dos aros frontais do veículo, conforme apresentado na Figura 14. Destaca-se o uso de materiais especiais para a fabricação da bandeja, pois não poderia ser de material metálico. O conversor possui 3000 W de potência, mas efetivamente só recebe 900 W, ou seja, 30% de eficiência; os outros 70% são perdas dielétrica dos pneus dianteiros e a superfície de asfalto. Até o momento, não surgiu nenhum trabalho sobre transmissão capacitiva de energia com veículos em movimento com eficiência adequada para uma aplicação global.

Figura 14 - Sistema de transmissão capacitiva de energia sem fio proposto por Sakai et al. (2016).



Fonte: (SAKAI et al., 2016).

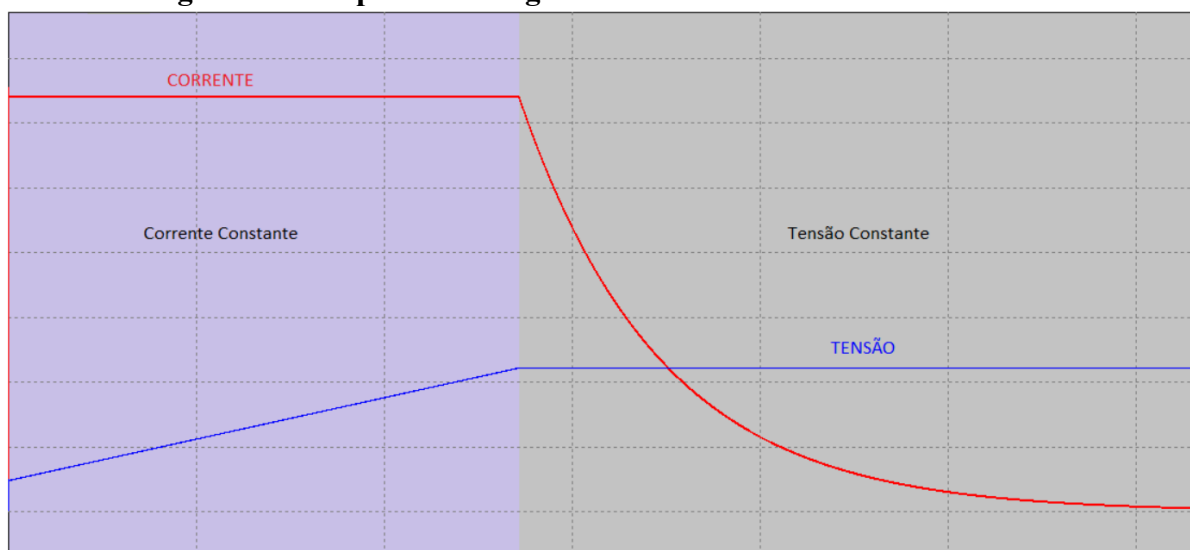
2 CARREGAMENTO DE BATERIAS

A proposta desta tese é o carregamento de baterias de veículos elétricos em movimento, sem a necessidade de contatos elétricos. Para isso, foi implementado um sistema de transmissão de energia sem fio, apresentando um arranjo de elementos IPT inédito que proporciona um acoplamento mútuo constante pela extensão da pista de carregamento e traz como principais benefícios: maior extensão da área de carregamento, elevado rendimento e não exige a comunicação de dados de controle entre o PA e o VE. Entretanto, sem essa comunicação, existe uma impossibilidade de realizar o carregamento de baterias de forma segura e correta, utilizando apenas o conversor responsável pela WPT. Portanto, neste capítulo, é tratada a forma ideal de carregamento de baterias e, também, será apresentada a solução do problema supracitado com a adição de um novo conversor, responsável unicamente pelo gerenciamento do fluxo de energia da bateria.

2.1 Etapas de operação de um carregador de baterias a base de lítio

Existe uma diversidade de materiais que são empregados na manufatura de baterias, porém, apenas o carregamento de baterias de íons de lítio é abordado, já que estas possuem a maior densidade de energética e são amplamente utilizadas nos veículos elétricos da atualidade. Para o carregamento de uma bateria de lítio, são necessárias, basicamente, duas etapas de operação: corrente constante e tensão constante. A primeira etapa é caracterizada pela injeção de corrente constante na bateria, tendo como consequência a evolução linear da tensão. Essa etapa conclui-se quando a tensão atinge um valor próximo a 95% de sua nominal, dando-se início à segunda etapa, na qual a tensão é mantida constante e a corrente decresce de forma exponencial, até que atinja um valor constante, a partir desse momento conclui-se o carregamento da bateria, restando apenas para o carregador fornecer a energia para suprir as perdas energéticas da própria bateria mais a energia utilizada pelo circuito posterior à bateria. Portanto, neste momento, o conversor pode operar com uma potência muito baixa, próxima à zero (JORGETTO, 2015). Na Figura 15, é apresentada a curva característica de carregamento de uma bateria de íons de lítio.

Figura 15 - Etapas do carregamento de uma bateria de íon de lítio.

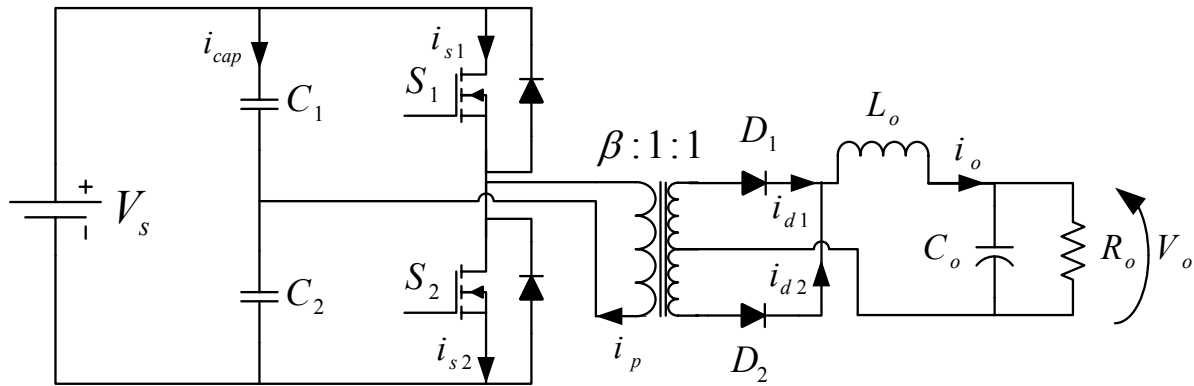


Fonte: Dados do próprio autor.

O conversor responsável pela transmissão sem fio possibilita realizar o carregamento das baterias, entretanto, é necessária uma rede de comunicação para o controle entre o PA e o VE. Além disso, durante o carregamento de uma bateria, existe uma grande variação da potência de saída, que vai praticamente da nominal para zero. Tal divergência pode forçar o conversor a sair da região contínua de ressonância, por isso, esse e alguns outros conversores de elevada potência atuam apenas na primeira etapa de carregamento e são denominados de *fast chargers*, de acordo com a norma SAE J1772 (ISO, 2010). A peculiaridade desse conversor proposto é a ausência do sistema de comunicação de controle entre PA e VE, sendo mantida a corrente no receptor, observando apenas as variáveis disponíveis no emissor. Existe um sistema de proteção por meio de uma comunicação sem fio, que atua apenas quando houver sobretensão no receptor, emitindo um sinal de parada para o emissor.

Deseja-se o carregamento completo das baterias, sendo necessária a adesão de outro conversor, responsável por operar em todas as etapas do carregamento. Existem estruturas usuais que possuem saída caracterizada como fonte de corrente, como os conversores, *Buck*, *Push-Pull*, *Half-Bridge* e *Full-Bridge*. O conversor *Buck* possui uma elevada eficiência e, para maiores potências, podem-se executar estruturas *interleavead*, entretanto, em alguns casos, nos quais é necessário um sistema isolado ou a relação de transformação entre entrada e saída é elevada, empregam-se os conversores *Push-Pull*, *Half-Bridge* e *Full-Bridge*, de acordo com a potência necessária. Para este projeto, optou-se pelo conversor *Half-Brigde* apresentado na Figura 16, a ser dimensionado no próximo subcapítulo.

Figura 16 - Estrutura básica do conversor *Half-Bridge*.



Fonte: Dados do próprio autor.

2.2 Projeto do conversor *Half-Bridge* para carregamento das baterias de um VE

A seguir, é tratado o projeto, o dimensionamento e o controle do conversor *Half-Bridge*, com a finalidade de realizar o carregamento de baterias, seguindo os seguintes parâmetros de projeto apresentados na Tabela 4.

De acordo com a Tabela 4, nota-se que o conversor projetado deve operar com uma ampla faixa de tensão de entrada, pois durante a passagem do VE pela área de carregamento, a tensão de entrada se eleva de forma linear até seu valor máximo, e após sua passagem, a tensão de entrada irá decrescer até um valor mínimo, que é determinado pela relação de espiras do transformador e pela razão cíclica máxima. Para maximizar a transferência, foram determinados os valores máximos da razão cíclica em 0,4232 e a relação de espiras N_1/N_2 apresentada em (1).

$$\beta = \frac{N_1}{N_2} = \frac{D_{m\acute{a}x} V_{s_{m\acute{i}n}}}{V_o} = 2,76 \quad (1)$$

Sendo: $D_{m\acute{a}x}$: Razão cíclica máxima;

$V_{s_{m\acute{i}n}}$: Tensão mínima de entrada [V];

V_o : Tensão máxima de saída do conversor [V].

Para que todas as etapas do carregamento sejam visualizadas na prática, substituiu-se o banco de baterias por um banco de supercapacitores, assim, há uma maior dinâmica no carregamento, já que o banco de supercapacitores pode ter capacidade muito inferior a uma

bateria de íons de lítio, sendo que as correntes e as tensões aplicadas no supercapacitor e na bateria, nesse caso, são similares, tendo como única diferença a capacidade energética destes, pois caso haja interesse, poderá ser substituído o banco de capacitores pela bateria sem causar nenhum problema ou mudança no circuito. Para o correto dimensionamento do banco de supercapacitores, é realizada uma análise empírica da energia utilizada para que o VE percorra toda a extensão da pista, que resultou em 403 J. O banco de capacitor de 20 F apresenta 1000 J, suficiente para que o VE percorra duas voltas na pista antes de receber energia novamente.

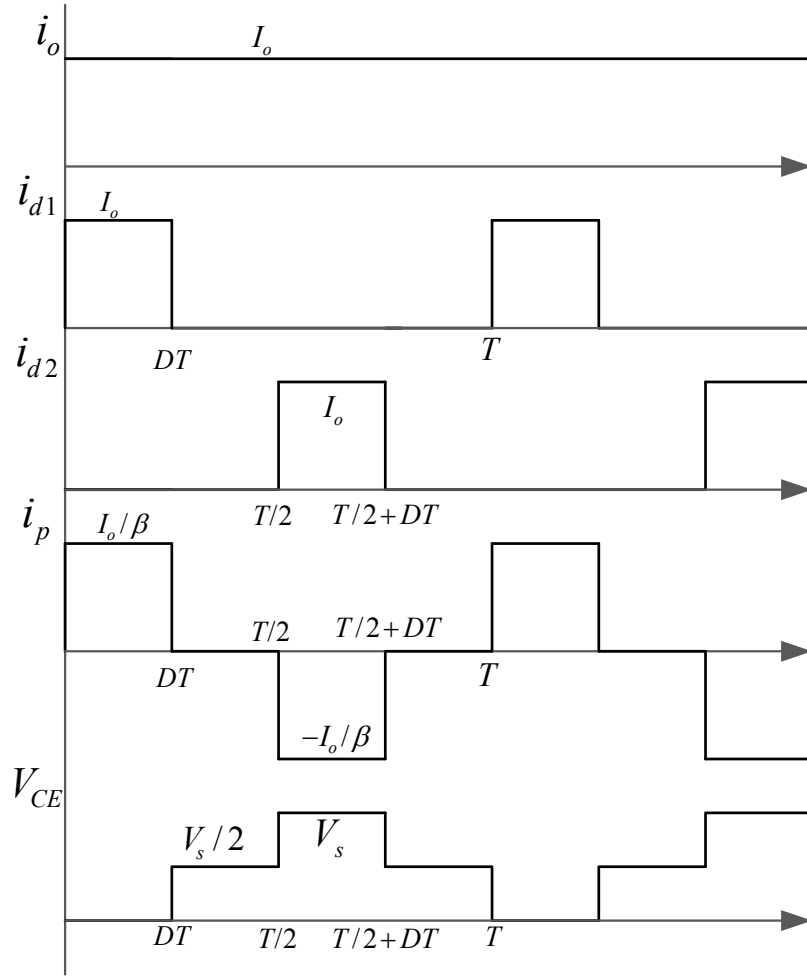
Tabela 4 - Parâmetros do conversor *Half-Bridge*.

Parâmetro	Valor
Tensão CC barramento de entrada (V_s)	75 a 300 V
Potência máxima (P_o)	172,5 W
Tensão máxima de saída (V_o)	11,5 V
Tensão mínima de saída ($V_{o_{min}}$)	5 V
Corrente máxima de saída (I_o)	15 A
Frequência de comutação (f_s)	132 kHz
Razão cíclica máxima ($D_{máx}$)	0,4232
Relação de transformação (N_1/N_2)	2,76
Banco de supercapacitores (C)	20 F

Fonte: Dados do próprio autor.

Para o projeto do conversor *Half-Bridge* é necessário dimensionar os capacitores de entrada, o indutor de saída, o transformador e os esforços de corrente e tensão sobre os semicondutores. Inicialmente, são determinadas as correntes média e eficaz em todo o circuito, partindo da corrente de saída e retornando até as chaves e o capacitor de entrada. A corrente máxima de saída é 15 A e é considerada uma minúscula variação de corrente, a tal ponto que a corrente eficaz seja próxima ao valor da corrente média. A fim de auxiliar o projeto, na Figura 17, são apresentadas todas as formas de onda da corrente em cada componente do circuito, assim sendo, aplicando (2) - (3), é possível determinar os valores médio e eficaz respectivamente, obtendo (4) - (9), a corrente nos diodos D_1 e D_2 , a corrente na chave e no capacitor, e do primário, respectivamente (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001).

Figura 17 - Formas de onda básica do conversor *Half-Bridge*.



Fonte: Dados do próprio autor.

$$X_{med} = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} x(t) dt \quad (2)$$

$$X_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} x^2(t) dt} \quad (3)$$

$$i_{d1_{rms}} = i_{d2_{rms}} = I_o \sqrt{D_{máx}} = 9,758 \text{ A} \quad (4)$$

$$i_{d1_{méd}} = i_{d2_{méd}} = I_o D_{máx} = 6,348 \text{ A} \quad (5)$$

$$i_{s1_{rms}} = i_{s2_{rms}} = \frac{I_o}{\beta} \sqrt{D_{máx}} = 3,535 \text{ A} \quad (6)$$

$$i_{s1_{méd}} = i_{s2_{méd}} = \frac{I_o}{\beta} D_{máx} = 2,3 \text{ A} \quad (7)$$

$$i_{p_{rms}} = i_{cap_{rms}} = \frac{I_o}{\beta} \sqrt{2D_{máx}} = 5 \text{ A} \quad (8)$$

$$i_{p_{méd}} = i_{cap_{med}} = 0 \quad (9)$$

Sendo: V_{CE} : tensão coletor emissor;

X_{med} : valor médio de $x(t)$;

X_{ef} : valor eficaz de $x(t)$;

$x(t)$: expressão genérica periódica;

T : período de $x(t)$ [s];

$i_{d1_{méd}}$: corrente média no diodo D_1 [A];

$i_{d2_{méd}}$: corrente média no diodo D_2 [A];

$i_{d1_{rms}}$: corrente eficaz no diodo D_1 [A];

$i_{d2_{rms}}$: corrente eficaz no diodo D_2 [A];

$i_{s1_{méd}}$: corrente média no transistor S_1 [A];

$i_{s2_{méd}}$: corrente média na transistor S_2 [A];

$i_{s1_{rms}}$: corrente eficaz na transistor S_1 [A];

$i_{s2_{rms}}$: corrente eficaz na transistor S_2 [A];

$i_{p_{rms}}$: corrente eficaz no primário do transformador [A];

$I_{cap_{rms}}$: corrente eficaz sobre os capacitores de entrada [A];

$I_{p_{méd}}$: corrente média no primário do transformador [A];

$i_{cap_{méd}}$: corrente média sobre os capacitores de entrada [A].

Para dimensionar o transformador do conversor *Half-Bridge* é necessário determinar o produto da área efetiva pela área do enrolamento dado em (10). Posteriormente, calcula-se o número de espiras do primário em (11) e dos secundários em (12).

$$AeAw = \frac{2 P_o 10^4}{0,2 f_s J B} = 1,867 \text{ cm}^4 \quad (10)$$

$$N_p \geq \frac{V_{s_{mín}} 10^4}{2 A_e B f_s} \approx 12 \text{ espiras} \quad (11)$$

$$N_{s1} = N_{s2} = \frac{N_p (V_o + V_d D_{máx})}{V_{s_{mín}} D_{máx}} \approx 4 \text{ espiras} \quad (12)$$

Sendo: L_o : indutor de saída [H];

ΔI_o : variação máxima de corrente admitida [A];

$A_e A_w$: produto da área de efetiva pela área do enrolamento [cm^4];

J : densidade de corrente [A/cm^2];

B : densidade de fluxo magnético [T];

N_p : número de espiras do enrolamento primário;

A_e : área de efetiva [cm^2];

N_{si} : número de espiras do i -ésimo enrolamento secundário;

V_d : queda de tensão sobre o diodo polarizado diretamente [V].

O conversor carrega o banco de supercapacitores na corrente máxima e deseja-se manter a menor oscilação de corrente possível, portanto, a variação de corrente admitida foi igual a 0,5 A. Para o cálculo do produto da área efetiva pela área do enrolamento do transformador, considera-se que a densidade de fluxo magnético seja igual a 0,2 T e a densidade de corrente igual a $350 A/cm^2$, obtendo valor próximo aos valores do núcleo ETD39, conforme se observa na Tabela 5, na qual são apresentados todos os dados relevantes para esse núcleo. Por fim, a queda de tensão sobre o diodo foi considerada igual 0,9 V. O valor do indutor de saída é obtido em (13).

$$L_o = \frac{V_o}{4 f_s \Delta I_o} \approx 44 \mu H \quad (13)$$

Tabela 5 - Principais dados do núcleo ETD39.

Parâmetro	Valor
Área de efetiva (A_e)	1,25 cm ²
Área do enrolamento (A_w)	1,77 cm ²
Área do produto ($A_e A_w$)	2,21 cm ²
Fator de indutância (A_L)	3000 nH/espira ²
Volume (V_e)	11,5 cm ³

Fonte: (FERROXCUBE, 2008).

Para o projeto do indutor de saída, é necessário determinar o cálculo do produto da área de utilização pela área do enrolamento em (14), uma vez que o núcleo ETD39 satisfaz. O número de espiras e o *gap* (l_g) são calculados respectivamente em (15) e (16).

$$AeAw = \frac{L_o I_{o_{pico}}^2 10^4}{0,7 B_{m\acute{a}x} J_{m\acute{a}x}} = 1,83 \text{ cm}^4 \quad (14)$$

$$N = \frac{L_o I_{o_{pico}} 10^4}{B_{m\acute{a}x} A_e} = 24 \text{ espiras} \quad (15)$$

$$lg = \frac{\mu_o A_e N^2}{L_o} 10^{-2} = 0,2262 \text{ cm} \quad (16)$$

Por fim, é calculado o capacitor de entrada em (17).

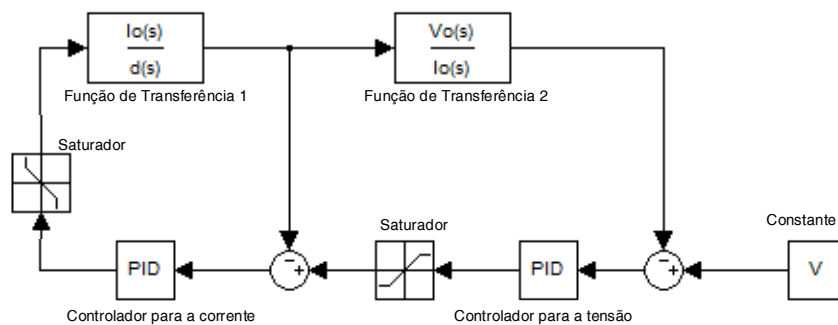
$$C_1 = C_2 \geq \frac{I_o}{0,1 \beta V_{s_{m\acute{i}n}} f_s} = 5,48 \mu F \quad (17)$$

Sendo selecionado um capacitor de filme MKP no valor de $8 \mu F$, que suporta a corrente máxima eficaz calculada em (6). Concluído o cálculo e o dimensionamento dos componentes do conversor, é realizado no próximo subcapítulo o projeto do controlador, aplicando o modelo da chave PWM.

2.2.1 Projeto do controlador do conversor Half-Bridge

O conversor *Half-Bridge* deve operar com as três etapas necessárias para o correto carregamento das baterias, portanto, utilizando o controle realimentado é possível interagir, controlar e gerenciar cada etapa do carregamento, aplicando o controle em malha fechada duplamente realimentada, sendo a primeira malha realimentada pela corrente de saída do conversor e a segunda malha realimentada pela tensão de saída. Na Figura 18, é possível ver a estrutura básica do sistema duplamente realimentado proposto.

Figura 18 - Sistema duplamente realimentado.

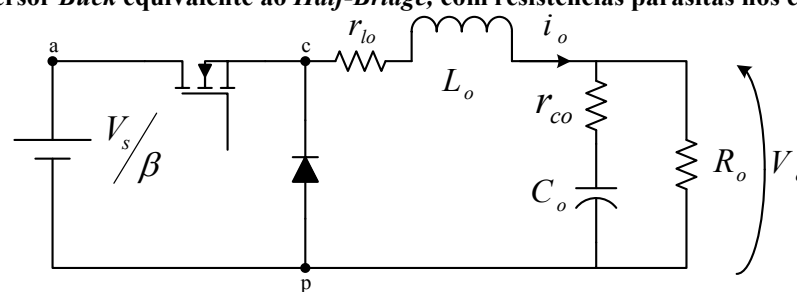


Fonte: Dados do próprio autor.

A metodologia de projeto dos controladores é semelhante ao processo tradicional; o controlador da corrente de saída deve ser projetado a partir da função de transferência $i_o(s)/d(s)$, já o controlador da tensão, deve ser dimensionado pela função de transferência $v_o(s)/d(s)$. Tendo como premissa básica que o controlador de corrente, combinado a sua respectiva planta, possui uma frequência de cruzamento superior à frequência de cruzamento do controlador de tensão, combinado com sua respectiva planta. Mantendo ainda as condições clássicas de estabilidade, frequência máxima de cruzamento e margem de fase (DORF; BISHOP, 2000).

O conversor *Half-bridge* é uma estrutura isolada derivada do conversor básico não isolado *Buck*, portanto, as plantas desses conversores serão equivalentes, tendo com uma única disparidade uma relação de ganho na tensão de entrada $1/\beta$ no conversor *Half-bridge*, sendo β a relação do transformador isolador do *Half-bridge*. Assim sendo, para determinar as equações das malhas, será aplicado o modelo da chave *PWM* por valores médios no conversor *Buck*, considerando o efeito de atenuação na fonte de entrada e, também, todas as resistências parasitas nos elementos passivos do modelo, conforme circuito apresentado na Figura 19 (VORPÉRIAN, 1990; ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001).

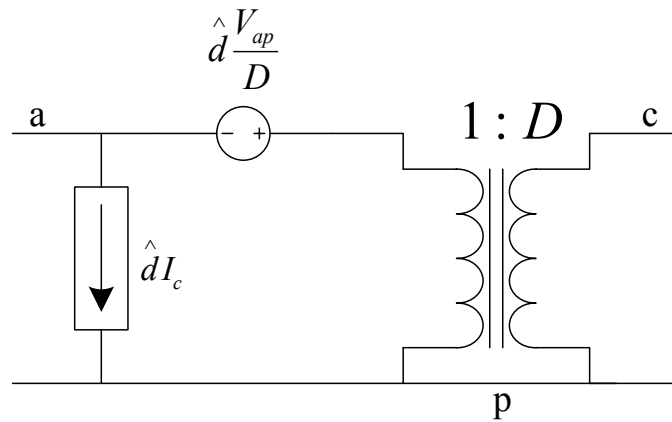
Figura 19 - Conversor *Buck* equivalente ao *Half-Bridge*, com resistências parasitas nos elementos passivos.



Fonte: Dados do próprio autor.

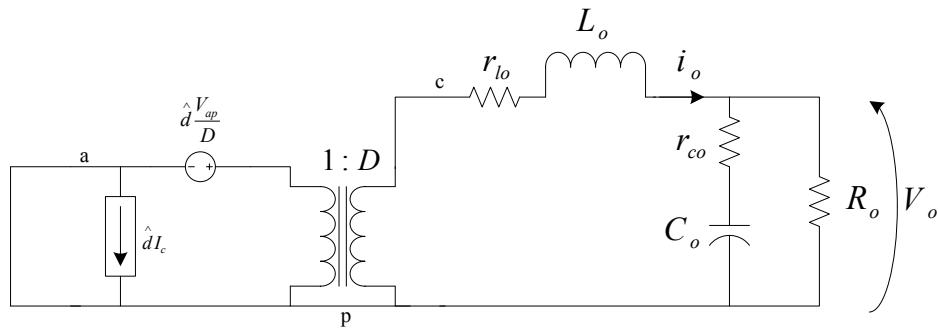
O modelo da chave PWM implica em substituir o circuito formado pelo conjunto chave e diodo, pelo circuito equivalente apresentado na Figura 20, ou seja, o circuito formado pelos pontos a, c e p da Figura 19, denominados de ativo, comum e passivo, respectivamente. Eles devem ser substituídos pelo circuito da Figura 20, além disso, as fontes ativas devem ser removidas, já que é estudada apenas a ação de perturbações no sistema, ou seja, a fonte de tensão que possui valor constante terá o comportamento de um curto-circuito, no caso de uma fonte de corrente contínua, seu comportamento será de um circuito aberto. Por fim, fazendo as devidas substituições, obtém-se o circuito da Figura 21, que determina as funções de transferência para a malha de corrente e a malha de tensão.

Figura 20 - Modelo equivalente da chave PWM.



Fonte: Dados do próprio autor.

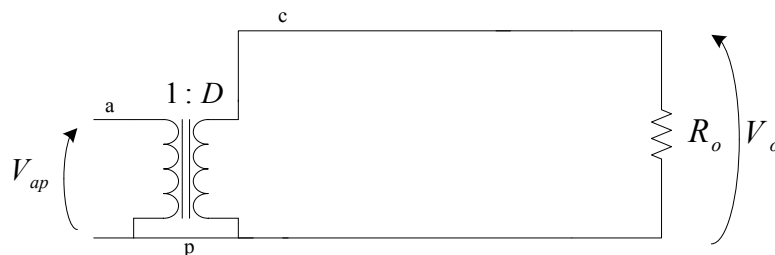
Figura 21 - Half-bridge equivalente combinado com o modelo da chave PWM.



Fonte: Dados do próprio autor.

A tensão V_{ap} e a corrente I_c são obtidas em uma análise de regime permanente. Devido ao curto-circuito nas extremidades da fonte de corrente da Figura 21, não é necessário determiná-la, já que a mesma não influencia o restante do circuito. Já a tensão V_{ap} , apresentada em (18), é obtida do circuito da Figura 22, que representa o circuito da Figura 21 em regime permanente, desprezando as resistências parasitas dos elementos passivos.

Figura 22 - Half-Bridge equivalente combinado com o modelo da chave PWM em regime permanente, desprezando as resistências parasitas dos elementos passivos.



Fonte: Dados do próprio autor.

$$V_{ap} = \frac{V_o}{D} = \frac{\frac{V_i}{\beta} D}{D} = \frac{V_i}{\beta} \quad (18)$$

Resolvendo o circuito da Figura 21, obtêm-se (19)-(21), que representam: a função de transferência da corrente de saída (i_o) em relação à largura do pulso (d), a função de transferência da tensão de saída (v_o) pela corrente de saída (i_o) e a função de transferência da corrente de saída (i_o) em relação à tensão de entrada, respectivamente.

$$\frac{i_o}{d} = \left(\frac{V_s}{(R_o + r_{co})L_o C_o} \right) \left(\frac{C_o(r_{co} + R_o)s + 1}{s^2 + \frac{(C_o(r_{lo}r_{co} + r_{co}R_o + r_{lo}R_o) + L_o)}{L_o C_o(R_o + r_{co})}s + \frac{R_o + r_{lo}}{(R_o + r_{co})L_o C_o}} \right) \quad (19)$$

$$\frac{v_o}{i_o} = \frac{C_o r_{co} R_o s + R_o}{C_o(R_o + r_{co})s + 1} \quad (20)$$

$$\frac{i_o}{v_s} = \frac{1}{(R_o + r_{co})L_o C_o} \left(\frac{D C_o(r_{co} + R_o)s + D}{s^2 + \frac{C_o(r_{lo}r_{co} + r_{co}R_o + r_{lo}R_o) + L_o}{L_o C_o(R_o + r_{co})}s + \frac{R_o + r_{lo}}{(R_o + r_{co})L_o C_o}} \right) \quad (21)$$

Tabela 6 – Parâmetros do conversor *Buck*.

Parâmetro	Valor
Potência máxima de saída (P_{out})	172,5 W
Tensão máxima de saída (V_o)	11,5 V
Tensão de entrada (V_{in})	75V – 300V
Relação de transformação (N_1/N_2)	2,76
Corrente máxima de saída (I_o)	15 A
Frequência de chaveamento (F_s)	132 KHz
Queda de tensão do diodo em condução (V_d)	0,9 V
Razão cíclica máxima (D)	0,4232
Indutor de saída	40 μH
Resistência do indutor de saída (r_{lo})	32 m Ω
Capacitância de saída (C_o)	20 F
Equivalent Series Resistance (ESR) do capacitor de saída (r_{co})	75 m Ω
Capacitância de entrada (C_1 e C_2)	8 μF
ESR do capacitor de entrada (r_{c1} e r_{c2})	5,6 m Ω

Fonte: Dados do próprio autor.

Combinando os valores apresentados na Tabela 6 nas funções de transferência (19)-(21), obtêm-se as funções de transferência numéricas em (22)-(24), que são utilizadas na determinação dos controladores.

$$\frac{i_o}{d} = \frac{(2,334 \cdot 10^6)s + 1,378 \cdot 10^5}{s^2 + 2049s + 1001} \quad (22)$$

$$\frac{v_o}{i_o} = \frac{1,227s + 0,7667}{16,93s + 1} \quad (23)$$

$$\frac{i_o}{v_i} = \frac{2271s + 134,1}{s^2 + 2049 + 1001} \quad (24)$$

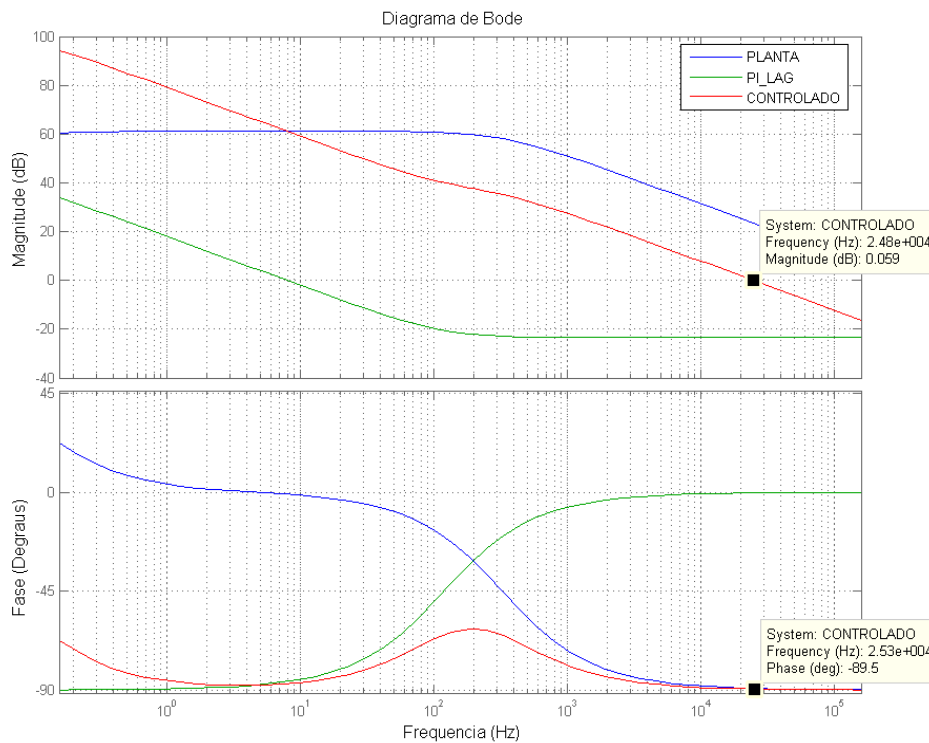
Aplicando um controlador PI-lag descrito em (25) para a planta descrita por (22), obteve-se uma frequência de cruzamento 24,8 kHz e margem de fase de 90°. Observa-se que a frequência de cruzamento é abaixo de um quarto da frequência de comutação, proporcionando, o circuito, uma velocidade de resposta suficientemente rápida e imune às

oscilações naturais do circuito que ocorrem na frequência de comutação. Para o projeto do controlador, foram utilizados os diagramas de Bode da Figura 23, nos quais é possível observar o comportamento natural do controlador, da planta e do sistema controlado em malha aberta. Para a planta obtida pelos produtos de (22) e (23), utilizou-se outro controlador PI-lag, dado por (26), que proporciona uma margem de fase de 90° e uma frequência de cruzamento igual a 6,27 kHz, quase um quarto da frequência de cruzamento obtida com o controlador de corrente, e vinte vezes menor que a frequência de comutação. Portanto, o controle de tensão é mais lento que o controle de corrente, que é premissa básica e única para que o controle atue de forma desejada para o carregamento das baterias. Observa-se na Figura 24, o diagrama de Bode, que serve como auxílio para desenvolvimento do projeto, no qual se apresenta o comportamento da planta, do controle e do sistema controlado.

$$G_{\frac{i_o}{d}} = 0,0667 \frac{s + 750}{s} \quad (25)$$

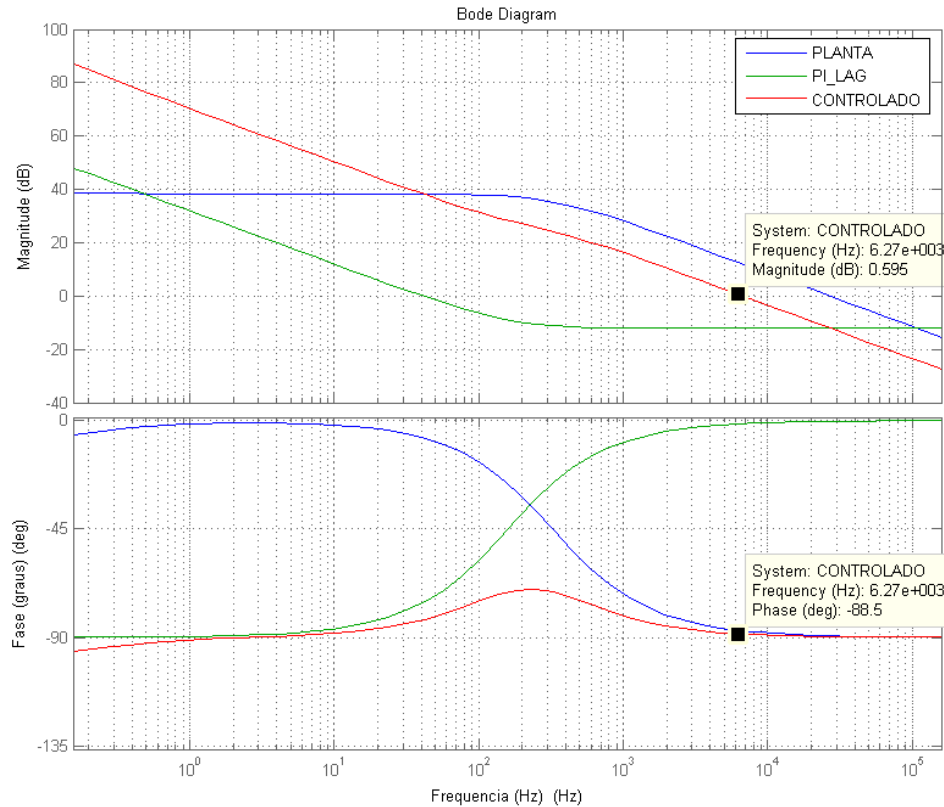
$$G_{\frac{v_o}{d}} = 0,125 \frac{s + 1000}{s} \quad (26)$$

Figura 23 - Diagrama de Bode do controle da corrente de saída do conversor *Half-Bridge*.



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 24 - Diagrama de Bode do controle da tensão de saída do conversor Half-Bridge.



Fonte: Dados do próprio autor.

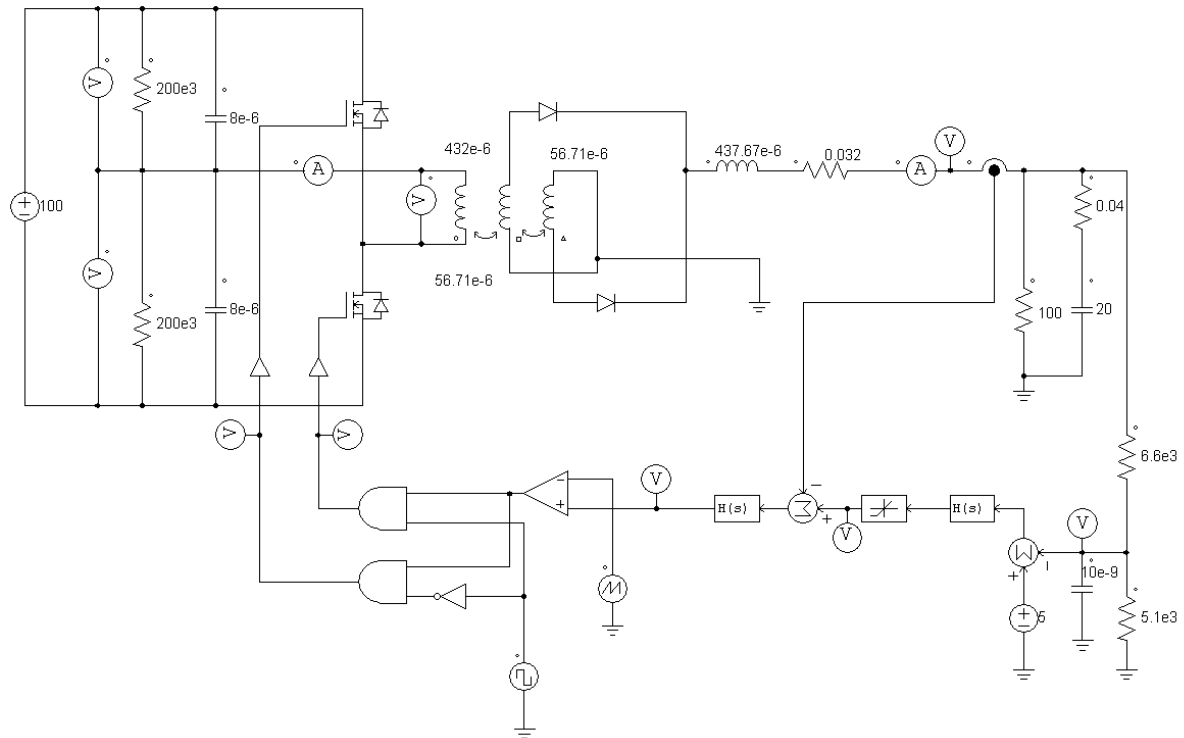
Determinados os controladores para o conversor *Half-Bridge*, é realizada a simulação no *software PSIM[®]*, conforme Figura 25, para que seja possível observar o comportamento durante o carregamento do banco de supercapacitores. O *set point* de tensão é fixado na tensão nominal do supercapacitor e é comparado com a realimentação de tensão, gerando o sinal de erro para o controlador da malha de tensão.

A saída do controlador da malha de tensão gera o *set point* de corrente. Para evitar correntes elevadas, é adicionado um saturador ajustado no valor máximo de corrente de carga do supercapacitor. Com esse saturador, é possível fazer o controle de corrente constante, pois enquanto a tensão no supercapacitor estiver baixa, o erro será elevado e, consequentemente, a saída do controlador também é elevada, e o saturador limitará este sinal elevado.

Após o saturador, é feita a comparação com a realimentação de corrente, gerando o sinal de erro para o controlador da malha de corrente, que atuará na operação do comutador a partir de um sinal PWM.

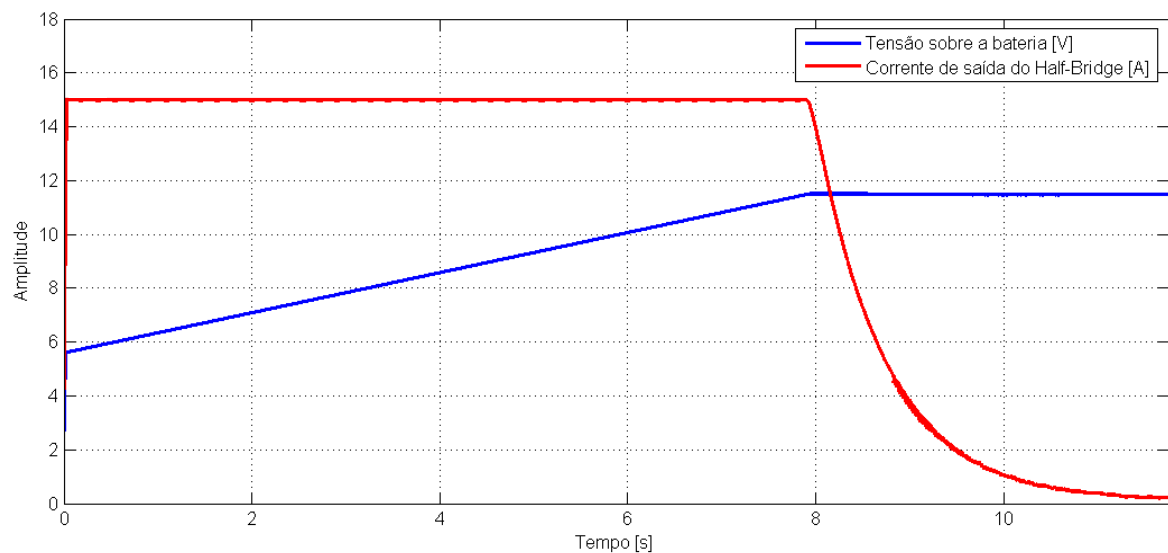
Na Figura 26, encontra-se o resultado da simulação do circuito da Figura 25, considerando a tensão nominal de 11,5 V e a corrente máxima de carga igual a 15 A, com um tempo de simulação de 12 s.

Figura 25 - Conversor *Half-Bridge* duplamente realimentado.



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 26 – Carregamento do banco de supercapacitores utilizando o conversor *Half-Bridge* com controle duplamente realimentado.



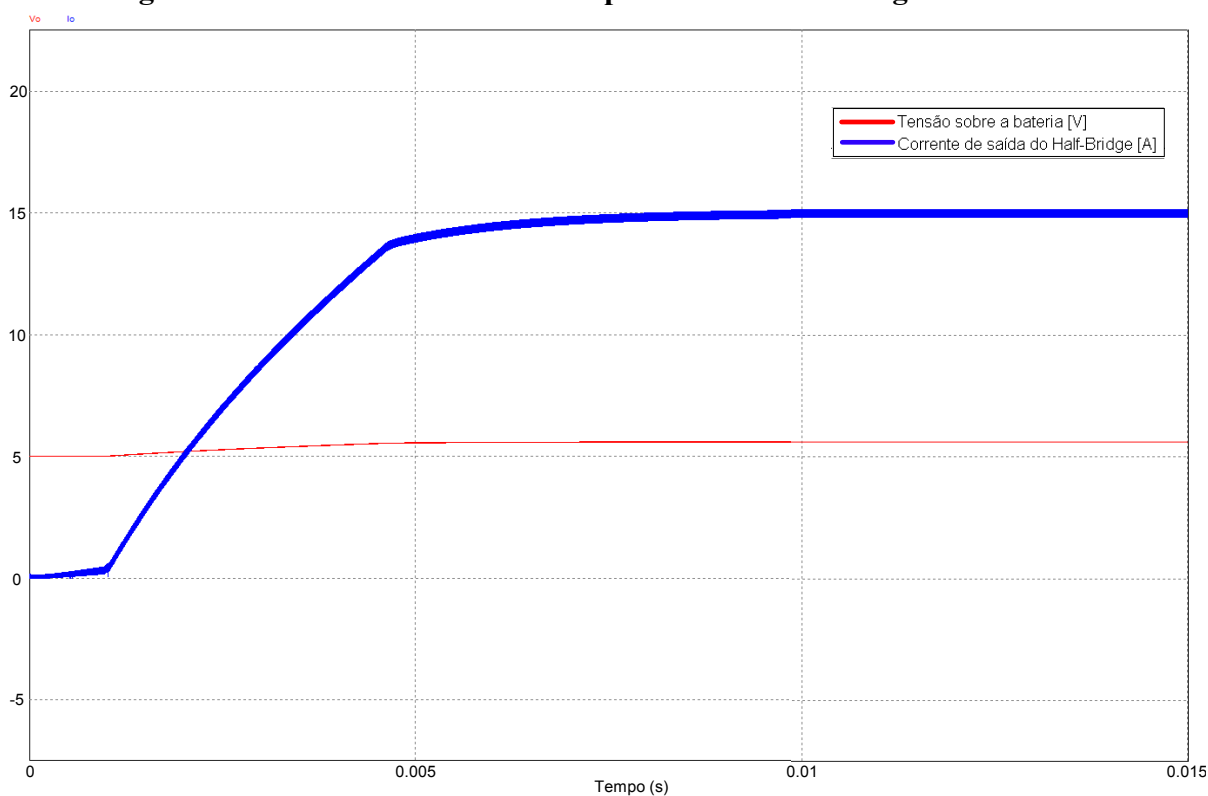
Fonte: Dados do próprio autor.

A simulação considerou 5V de tensão inicial sobre o banco de supercapacitor, pois é a tensão mínima de operação do controlador de velocidade do VE e, também, para diminuir o

tempo de simulação, o qual é extenso. É possível ver que durante os primeiros oito segundos, a corrente permaneceu constante e a tensão cresceu linearmente, o que já é esperado. No instante em que a tensão se aproxima do valor desejado, esta permanece constante e a corrente cai a quase zero.

Nota-se que na Figura 26, existe uma etapa transitória no início de operação do conversor, entretanto, a duração do evento é muito pequena quando comparada ao tempo total de simulação, tornando-a impossível de observar. Por esse fato, na Figura 27, é possível ver o comportamento transitório da corrente, que apresentou um comportamento amortecido e suave para uma entrada degrau de tensão de $11,5\text{ V}$. Já as mudanças de operação do conversor entre as etapas inicial e final apresentaram um transitório imperceptível durante a simulação, consequência e característica do controle duplamente realimentado.

Figura 27 – Transitório da corrente para uma entrada degrau de tensão.

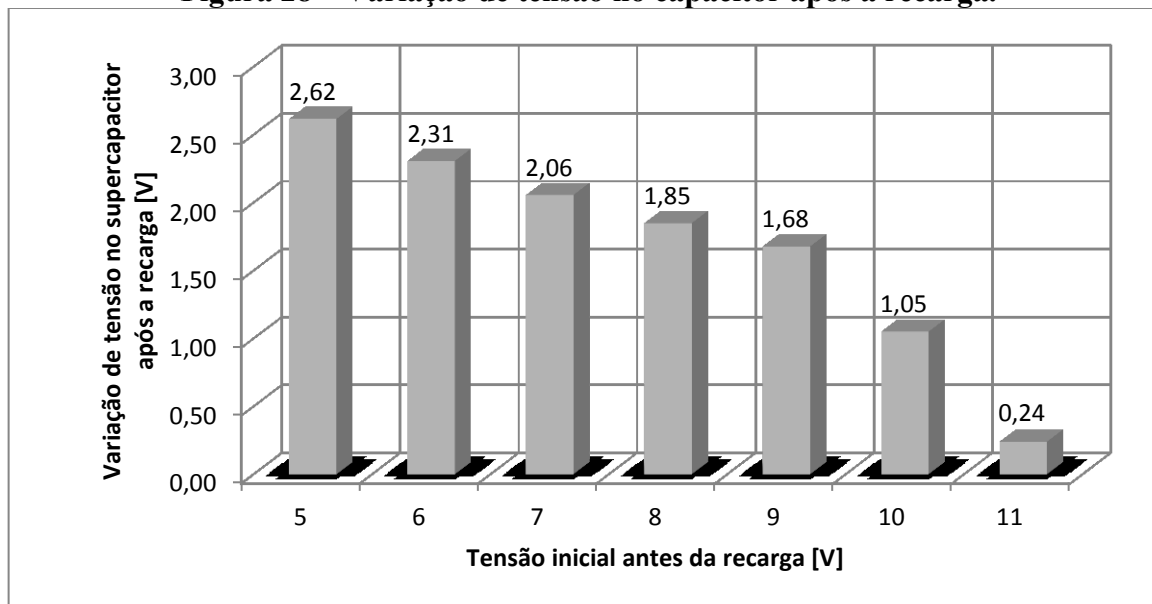


Fonte: Dados do próprio autor.

A energia necessária para que o VE percorra uma volta é de 200 J . Assim, por segurança, a energia a ser transportada para o supercapacitor é de 330 J durante a faixa de recarga e, considerando-se que ela é enviada em apenas dois segundos e meio, então é necessário um conversor com potência mínima de 160 W .

Na Figura 28, é apresentada a variação de tensão no supercapacitor após a injeção da quantidade de energia mencionada. Quando o supercapacitor atinge a tensão nominal de projeto, o controle mantém a tensão no valor nominal, mesmo com a injeção de mais energia. Por isso, a variação de tensão é pequena quando a tensão no capacitor já está próxima da nominal.

Figura 28 – Variação de tensão no capacitor após a recarga.



Fonte: Dados do próprio autor.

2.3 Resultados práticos obtidos

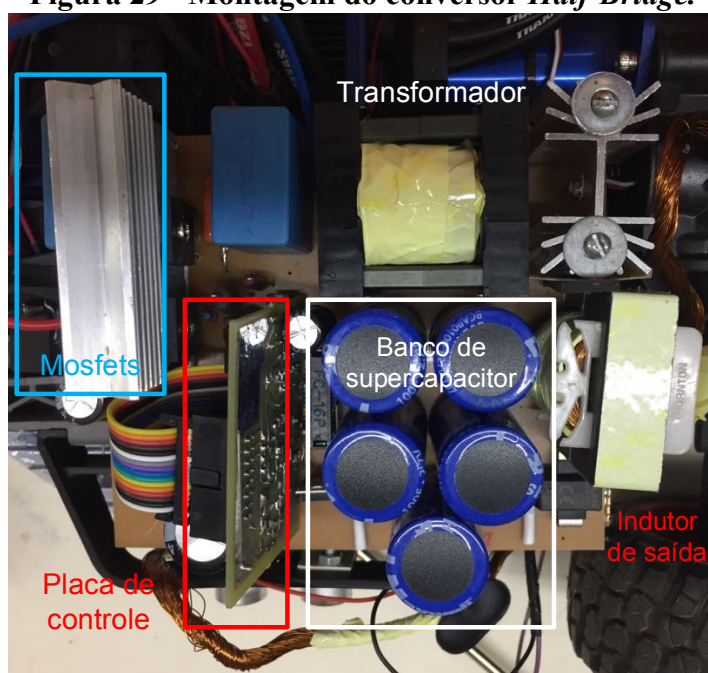
A montagem do conversor proposto resulta em uma placa com as dimensões iguais a 137 mm de largura e 115 mm de comprimento, sendo que além de conter o conversor, ela ainda aloca o banco de supercapacitor, o que justifica o tamanho exacerbado. Na Figura 29, apresenta-se o conversor montado e, também, destacam-se os conjuntos de elementos que o compõem.

Fornecendo um degrau de tensão de 100V na entrada, e mantendo a referência da tensão 11,54 V e o saturador em 12 A, obteve-se o comportamento desejado para o carregamento do supercapacitor, sendo apresentada a forma de onda da corrente de saída na Figura 30, e na Figura 31, a forma de onda tensão no supercapacitor. Observa-se uma corrente de *inrush* elevada, devido à elevada capacitância de saída que se comporta como um curto-circuito, para atenuar esse efeito, é utilizada a partida suave do controlador, que inicia o PWM de zero até o valor determinado pelo controle com uma rampa; mesmo assim houve a corrente

de *inrush* obtida na Figura 30. Pode-se ainda adicionar um resistor NTC (*negative temperature coefficient*) de *inrush* em série com a carga ou com o primário do transformador, entretanto, há uma queda na eficiência do circuito, já que seria adicionado mais um elemento dissipativo a ele. Todavia, na prática, não existe a corrente de *inrush*, pois não ocorre degrau de tensão na entrada, e sim, uma elevação gradual e suave da tensão de entrada.

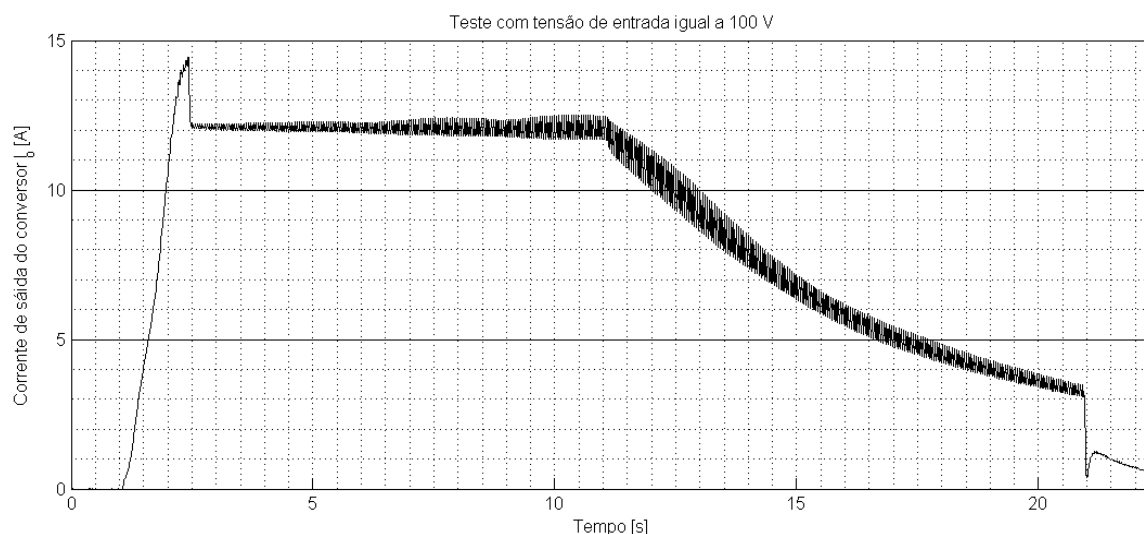
A tensão de entrada do conversor *Half-Bridge* tem o comportamento de rampa, pois o controle da estrutura de WPT é por corrente constante aplicado sobre um capacitor que, conseqüentemente, apresenta uma elevação em rampa da tensão de entrada. Por esse motivo, não existe razão para aperfeiçoar a partida do conversor. Outra observação importante a ressaltar sobre o gráfico da Figura 30, é a mudança abrupta de corrente aos 22 s, que ocorre quando o circuito opera sem nenhuma carga de saída; quando foi aplicada uma carga qualquer, a transição passou a ter um comportamento amortecido. Não é apresentado o sistema com carga, pois este afetava o tempo de recarga, e o maior interesse desse teste era exatamente o tempo de recarga.

Figura 29 - Montagem do conversor *Half-Bridge*.



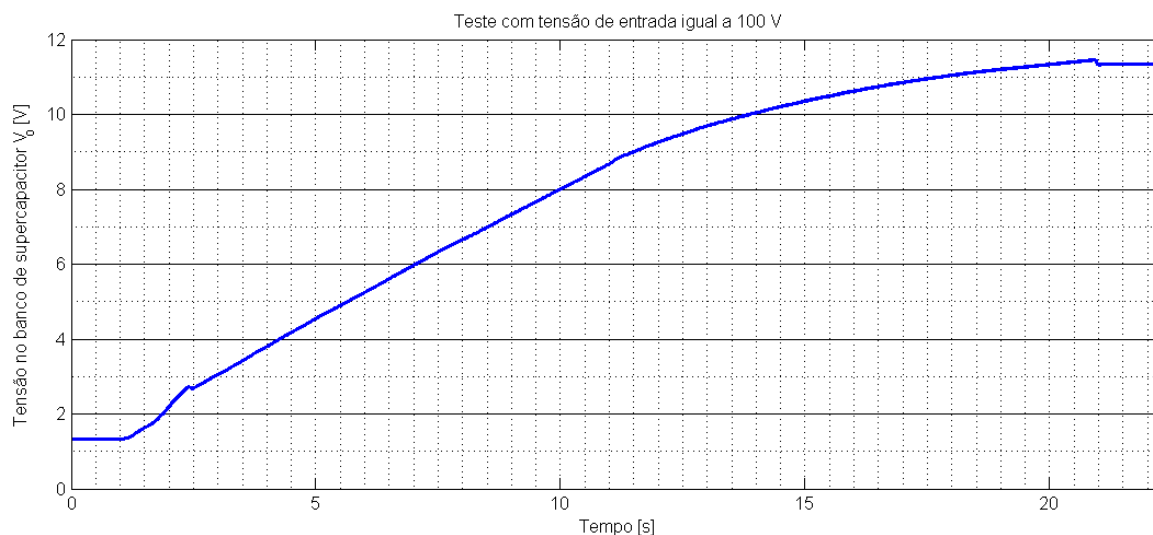
Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 30 - Corrente de saída após uma entrada degrau de tensão de 100V.



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 31 - Tensão de saída após uma entrada degrau de tensão de 100V.

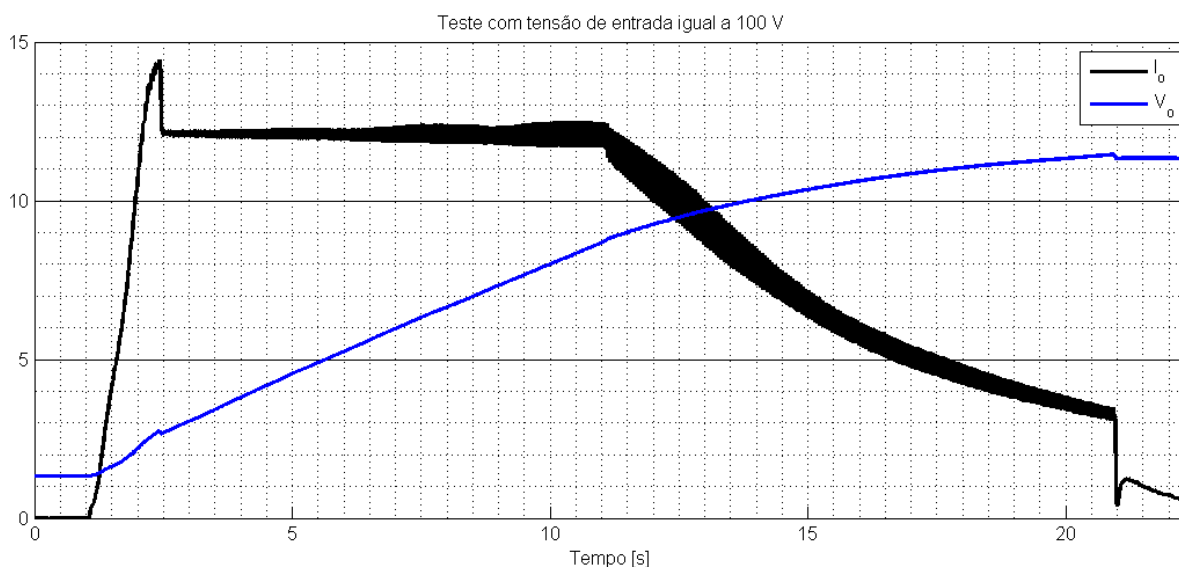


Fonte: Dados do próprio autor.

Para uma melhor observação das etapas de carregamento, é apresentado na Figura 32, a forma de onda da corrente e a tensão sobre o capacitor em um mesmo gráfico. Analisando o gráfico da Figura 32, nota-se que a primeira etapa de carregamento com corrente constante tem duração de 12 s, o que corresponde, aproximadamente, a 80% da carga total, e a segunda etapa tem duração de 9 s, ou seja, para o carregamento completo, será necessário um total de 21 s. Entretanto, o VE recebe energia por apenas 2,5 s, então, o conversor proposto deve, usualmente, operar apenas na primeira etapa de carregamento, que corresponde ao carregamento rápido de energia, pois é a etapa em que há a maior transferência de energia.

Foi dito que a segunda etapa de operação do conversor deve possuir tensão constante, e observa-se no gráfico da Figura 32, que tal fenômeno não ocorre devido a dois motivos, sendo: o primeiro motivo é consequência do uso de uma técnica que é desenvolvida para o carregamento de baterias a ser aplicada em um banco de supercapacitores de pequena capacidade, os quais possuem dinâmica de carregamento muito maior que uma bateria. Outro fato é a oscilação de corrente que, idealmente, deveria ser nula.

Figura 32 - Tensão e corrente de saída após entrada degrau de tensão de 100V.



Fonte: Dados do próprio autor.

2.4 Considerações finais

Foi determinado um capítulo exclusivo para tratar sobre o carregamento de baterias, para atender as necessidades específicas do projeto em escala, já que a primeira metodologia proposta visa apenas o carregamento direto do banco de supercapacitor. Por esse motivo as potências e a tensão de saída do conversor projetado são reduzidas em comparação com o projeto do PA. O projeto do conversor foi otimizado para que opere com uma ampla faixa de tensão de entrada, pois as tensões variam de 0 a 240 V.

Durante o teste de um degrau de tensão na entrada do conversor, o mesmo apresentou uma corrente de *inrush* elevada que poderia causar danos à bateria do VE, tal corrente de *inrush* não foi removida totalmente, uma vez que, o evento de degrau na tensão de entrada é um fenômeno inexistente na prática, pois o PA faz a injeção de corrente neste circuito e consequentemente faz a tensão elevar-se de forma suave, não ocorrendo degraus de tensão.

3 PROJETO DO TRANSMISSOR DE ENERGIA

Neste capítulo é tratado o projeto do elemento IPT, que é o componente responsável por transmitir a energia do PA para o VE. São necessários, obviamente, no mínimo dois indutores com acoplamento magnético, para que seja possível a transmissão de energia elétrica, denominados de emissor e receptor de IPT. Para seu desenvolvimento, é adotada a metodologia proposta por Jorgetto (2015) e Jorgetto, Melo e Canesin (2015), combinada a de Zhao (2010). São apresentadas as etapas para o projeto ótimo do elemento IPT para uma aplicação em pequena escala, entretanto pode-se estender a mesma metodologia para outra qualquer aplicação.

A principal contribuição de Jorgetto (2015) e Jorgetto, Melo e Canesin (2015) é a equação que define a indutância mútua entre dois indutores cilíndricos espirais, e Zhao definiu um método simplificado para determinar a indutância própria de indutores cilíndricos espirais planares. Devido a algumas simplificações, ambas as metodologias não permitem um distanciamento entre as espiras superior a no máximo duas vezes a espessura da espira. No caso do cálculo da indutância mútua, essa consideração só é necessária para o receptor.

Inicialmente, é determinada a indutância própria do receptor e do emissor, sendo que ambos possuem o mesmo formato. Entretanto, o receptor não possui núcleo magnético (*coreless*) e o emissor utiliza um conjunto de blocos de *powders KoolMu[®]*, da *Magnetics[®]*, no formato retangular. Mesmo possuindo características diferentes, podem ser obtidos a partir da mesma equação, com o diferencial de que a permeabilidade relativa do *coreless* será igual ao valor unitário. E para o emissor, o qual possui núcleos magnéticos localizados na parte inferior, será equivalente a 1,57. Portanto, em (27), é obtido o valor da indutância própria.

$$L_{própria} = \mu_r \mu_o N^2 (R_{ext} + R_{int}) \left\{ \ln \left(2,46 \frac{R_{ext} - R_{int}}{R_{ext} + R_{int}} \right) + 0,2 \frac{R_{ext} - R_{int}}{R_{ext} + R_{int}} \right\} \quad (27)$$

Sendo: μ_r : permeabilidade relativa;

μ_o : permeabilidade do vácuo: $4\pi \cdot 10^{-7} [Wb/(A \cdot m)]$;

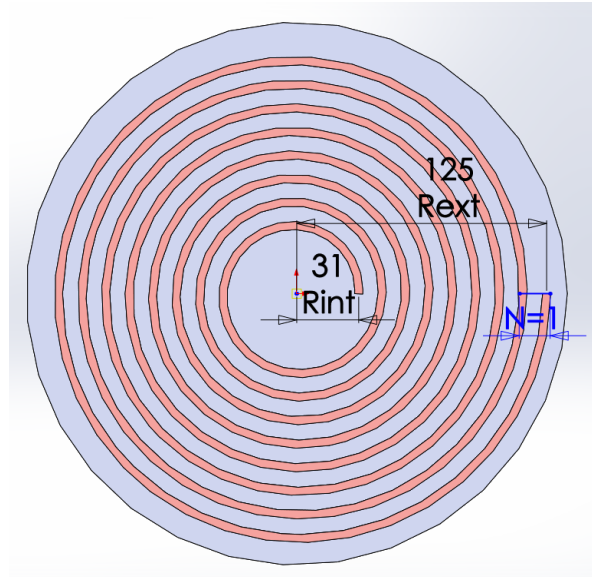
N : número de voltas;

R_{ext} : Raio externo da espiral [m];

R_{int} : Raio interno da espiral [m];

Para facilitar a visualização das variáveis envolvidas em (27), é apresentado, na Figura 33, um indutor espiral no qual estão destacadas todas as suas medidas. A partir de (27), é obtido o gráfico da Figura 34, na qual é alterado o valor do raio interno e o número de espiras, enquanto os outros parâmetros são mantidos fixos com os valores apresentados na Tabela 7.

Figura 33 - Definição dos parâmetros utilizados para dimensionamento do elemento IPT.



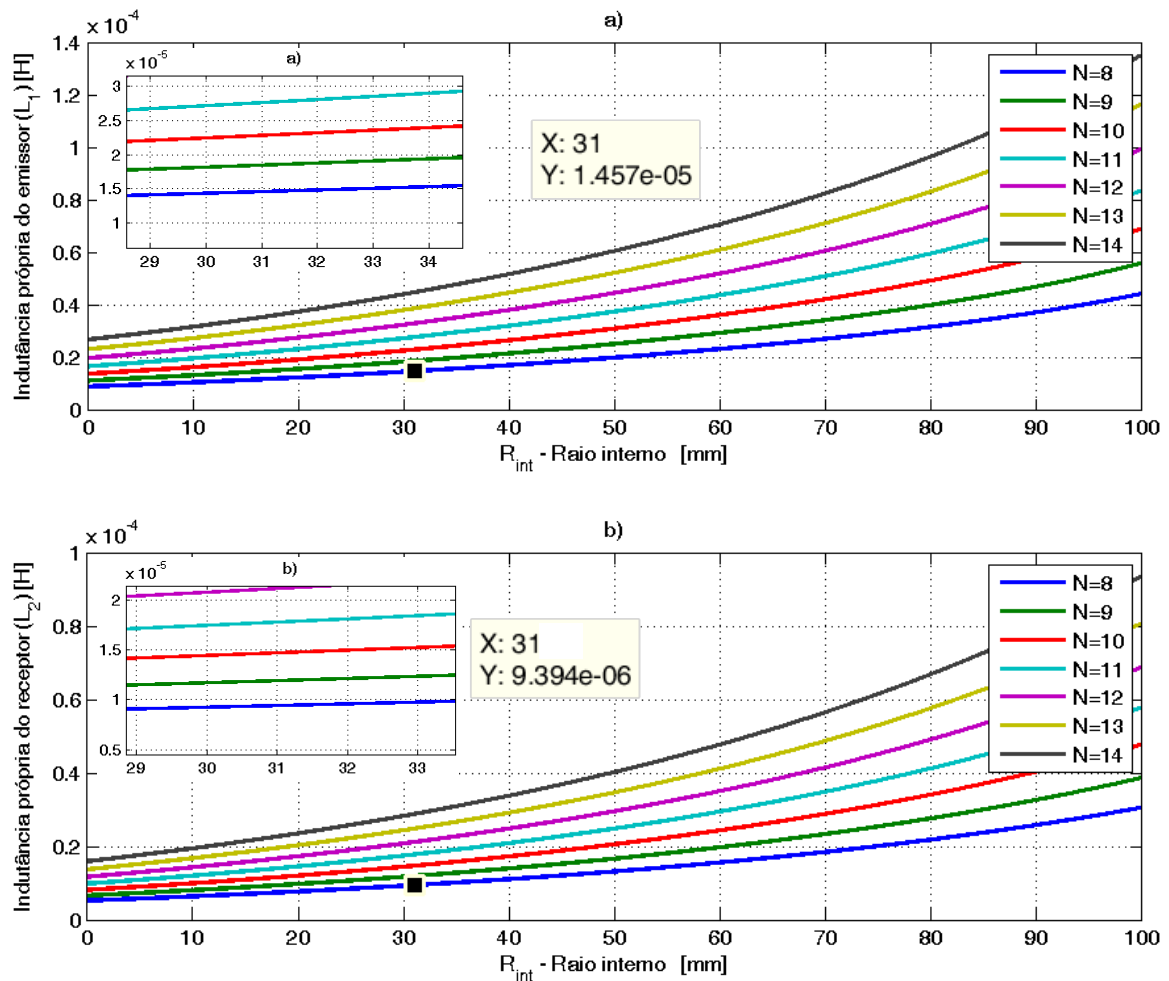
Fonte: Dados do próprio autor.

Tabela 7 - Dados relativos ao estudo da indutância própria, mútua e do coeficiente de acoplamento.

Parâmetro	Valor
Permeabilidade do vácuo (μ_o)	$4 \pi 10^{-7} H/m$
Permeabilidade relativa do emissor (μ_r)	1,57
Permeabilidade relativa do receptor (μ_r)	1
Raio externo (R_{ext})	125 mm
Raio do receptor (r)	125 mm
Posição do emissor (x,y,z)	0, 0, 0 mm
Posição do receptor	0, 0, 42 mm

Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 34 - a) Indutância própria do emissor de WPT utilizando núcleos *KoolMu*. b) Indutância própria do emissor de WPT *coreless*.



Fonte: Dados do próprio autor.

Nota-se, pelo comportamento do gráfico, que quanto mais próximo o raio interno fica do raio externo, mais elevado é o valor da indutância própria do elemento IPT. Valores elevados ou pequenos da indutância própria não significam nada, caso não se saiba o valor da indutância mútua para obter o coeficiente de acoplamento magnético.

Assim sendo, para tomar a conclusão de qual será a estrutura ótima para o projeto, é necessário o valor da indutância mútua, como apresentado nos trabalhos de Jorgetto (2015) e Jorgetto, Melo e Canesin (2015), o qual apresentou (28), entretanto, para uso dessa equação é necessário determinar os valores de algumas variáveis desconhecidas, que são dadas por (29)-(30), os quais, posteriormente, podem ser substituídos em (28), gerando (31), o qual elimina a dependência de α e θ e apresenta uma equação cujas dependências são do raio externo, interno e do número de espiras, que são as mesmas variáveis que determinam a indutância própria, possibilitando, assim, um meio simples de comparação das estruturas.

$$M = \frac{\mu_o \mu_r R_{ext}^2}{8\alpha} (1 - e^{-2\alpha\theta}) \left\{ \frac{r^2}{(r^2 + z^2)^{1,5}} \right\} e^{-\pi \frac{(x^2 + y^2 + z^2)^{1,5}}{(R_{ext}^2 + z^2)^{1,5}}} \quad (28)$$

$$\alpha = \frac{\ln\left(\frac{R_{ext}}{R_{rint}}\right)}{\theta} \quad (29)$$

$$\theta = 2\pi N \quad (30)$$

$$M = \frac{\mu_r \mu_o \pi N R_{ext}^2}{4 \ln\left(\frac{R_{ext}}{R_{rint}}\right)} \left\{ 1 - \left(\frac{R_{int}}{R_{ext}}\right)^2 \right\} \left\{ \frac{r^2}{(r^2 + z^2)^{1,5}} \right\} e^{-\pi \frac{(x^2 + y^2 + z^2)^{1,5}}{(R_{ext}^2 + z^2)^{1,5}}} \quad (31)$$

Sendo: M : acoplamento mútuo entre o emissor e o receptor;

α : define uma relação de passo entre as espiras;

θ : número de voltas dadas pelo condutor;

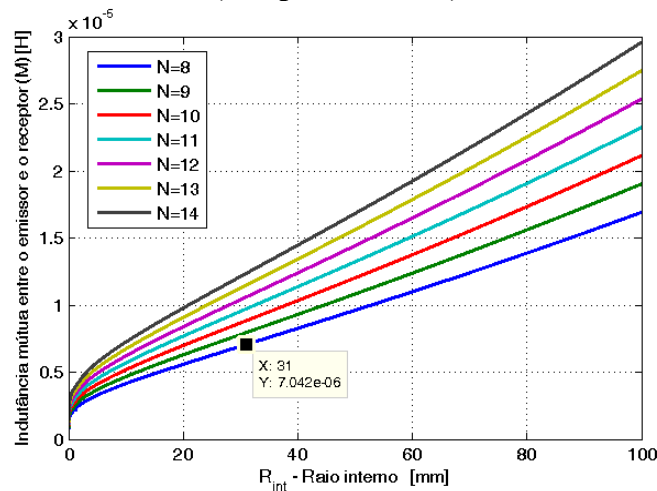
r : raio do receptor, neste trabalho foi feito simétrico ao emissor, portanto $r = R_{ext}$;

z : distância entre o emissor e o receptor;

x, y : sistema de coordenadas da posição do centro do receptor.

O gráfico da Figura 35 apresenta o comportamento da indutância mútua, considerando a variação do raio interno do indutor e do número de espiras, sendo que o restante dos parâmetros foram obtidos na Tabela 7.

Figura 35 - Indutância mútua entre o emissor com núcleo magnético e um disco (receptor *coreless*).



Fonte: Dados do próprio autor.

Nota-se que o comportamento foi quase linear, com exceção da região onde o raio interno assumia valores próximos a zero. Até o momento não foi comentado o porquê do raio externo possuir o valor descrito na Tabela 7. Ele foi obtido analisando-se a exponencial de atenuação que existe em (31); verifica-se que quanto maior o raio externo, menor será o efeito de atenuação, já que são inversamente proporcionais. O raio de 125 mm é o valor limite permitido para o VE em questão, pois sua escala reduzida não permite valores maiores.

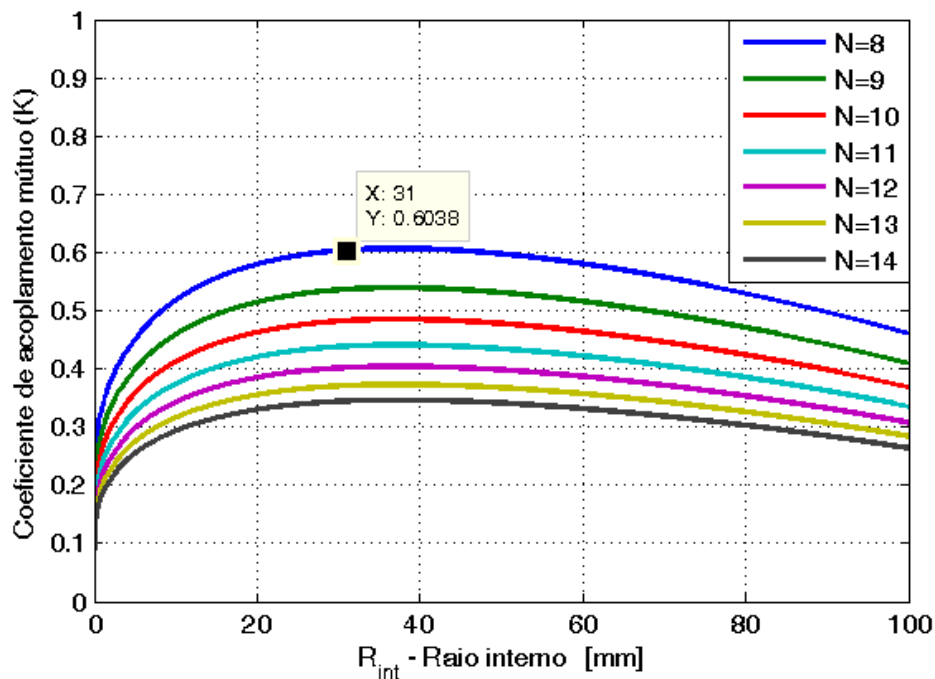
Comparando o gráfico da Figura 34 com o gráfico da Figura 35, é impossível concluir qual o valor ótimo do raio interno e do número de espiras para o sistema de WPT. Portanto, é apresentado no gráfico da Figura 36, o comportamento do coeficiente de acoplamento magnético obtido em (32).

$$K = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (32)$$

Sendo: L_1 : indutância própria do emissor;

L_2 : indutância própria do receptor.

Figura 36 - Coeficiente de acoplamento mútuo entre o receptor e o emissor de IPT.



Fonte: Dados do próprio autor.

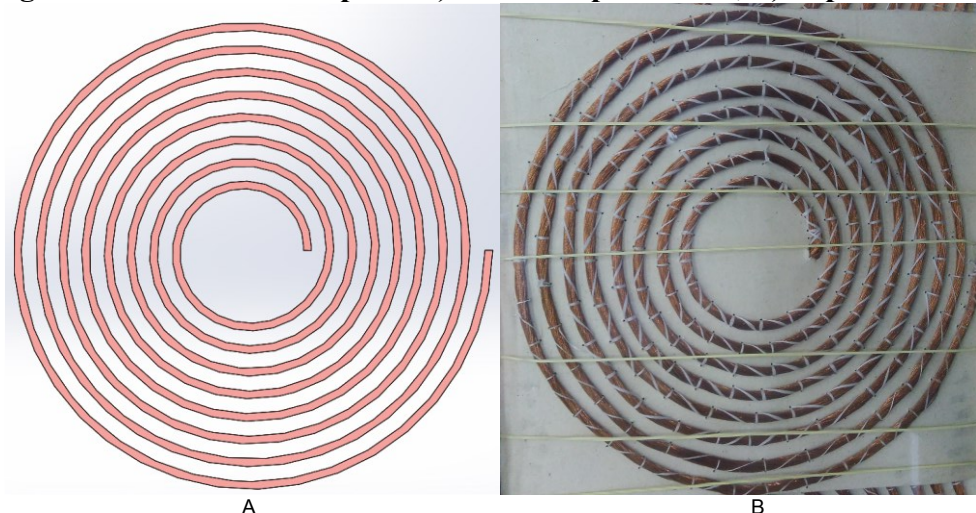
Nota-se que, em todos os gráficos, o número mínimo espiras foi igual a oito; tal fato foi realizado considerando o pressuposto da necessidade da distância entre espiras não ser maior que duas vezes o diâmetro do fio. Como o ponto que gera o maior coeficiente de acoplamento ocorre sempre em torno dos 35 mm, aplicou-se este valor em (33). Para obter o valor mínimo de espiras, foi considerado que o fio possui um diâmetro de quatro milímetros, portanto, o valor mínimo de espiras será oito.

$$d \geq \frac{R_{ext} - R_{int}}{3N} \quad (33)$$

Sendo: d : o diâmetro de uma espira.

Do gráfico da Figura 36, verifica-se que existem dois comportamentos distintos do coeficiente de acoplamento; a primeira parte, quando os valores do raio interno estão entre zero até 35 milímetros, em que existe um aumento não linear do coeficiente de acoplamento e, posteriormente a este ponto, o coeficiente de acoplamento diminui. Assim, analisando os gráficos das Figura 34, 35 e 36, o raio interno do indutor ótimo para WPT, para o modelo em escala, deve possuir um valor próximo de 35 milímetros e o menor número de espiras possível, já que quanto menor o número de espiras, maior o coeficiente de acoplamento e menor a indutância própria. Portanto, na Tabela 8, apresentam-se os dados do indutor e, a partir deles, obteve-se o modelo digital da Figura 37a, que serviu de base para as simulações e para a manufatura do sistema implementado da Figura 37b.

Figura 37 - Indutor em espiral. a) visão computacional; b) implementado.



Fonte: Dados do próprio autor.

Tabela 8 - Parâmetros obtidos após projeto dos elementos IPT.

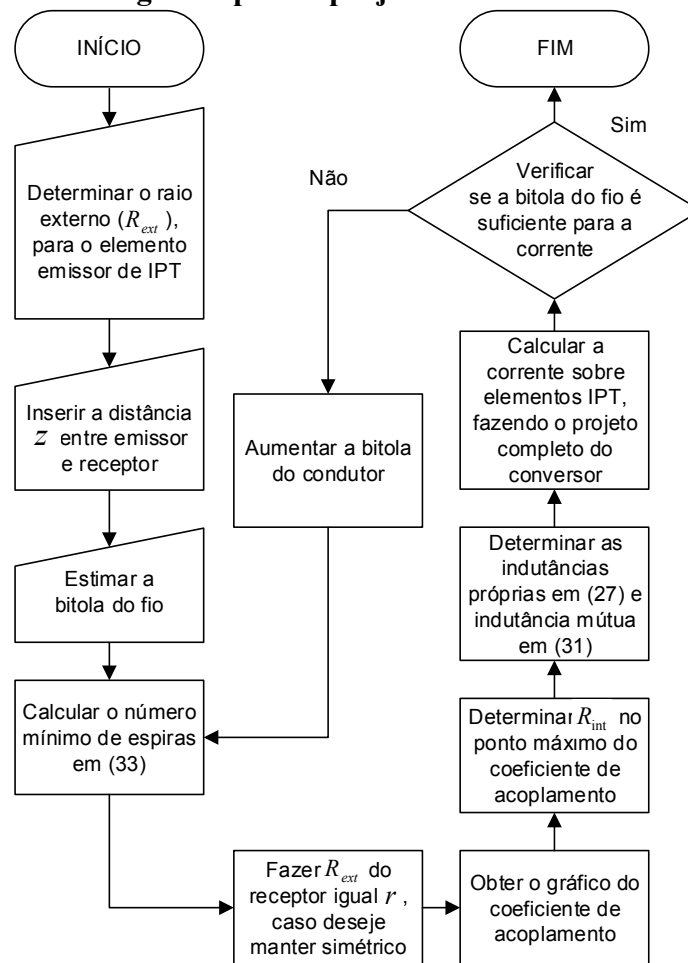
Parâmetro	Valor
Raio externo (R_{ext})	125 mm
Raio interno (R_{int})	31 mm
Número de espiras (N)	8
Raio do receptor (r)	125 mm
Indutância própria do emissor (L_1) com $R_{int} = 31\text{ mm}$	14,57 μH
Indutância própria do receptor (L_2) com $R_{int} = 31\text{ mm}$	9,39 μH
Indutância mútua (M) com $R_{int} = 31\text{ mm}$	7,06 μH
Coefficiente de acoplamento magnético máximo (K) com $R_{int} = 31\text{ mm}$	0,6038

Fonte: Dados do próprio autor.

3.1 Fluxograma do projeto de indutores para WPT

A partir da metodologia apresentada para o projeto do elementos IPT, é apresentado, neste subcapítulo, o fluxograma da Figura 38 para facilitar o seu dimensionamento e projeto.

Figura 38 - Fluxograma para o projeto físico dos elementos de IPT.



Fonte: Dados do próprio autor.

3.2 Associação de elementos de IPT

De acordo com Jorgetto (2015) e Jorgetto, Melo e Canesin (2015), é possível associar elementos indutivos para atenuar as oscilações de acoplamento mútuo, ou seja, para obter um acoplamento mútuo constante, é necessário associar diversos elementos IPT. As variações do acoplamento mútuo estão diretamente associadas ao formato e geometria dos elementos IPT. Para indutores de formato espiral cilíndrico, essa oscilação tem característica de uma exponencial amortecida com ponto máximo central. Esta tese trata de dois tipos de associação: série e mista; entretanto, foi implementado somente a associação série, pois não era conveniente nenhuma outra forma de associação. Já a estrutura com associação mista serve para solucionar um problema no carregamento estático do VE.

Os principais benefícios da associação de elementos IPT ocorrem quando se utiliza modulação por deslocamento de fase com frequência fixa, nas quais pequenas variações de

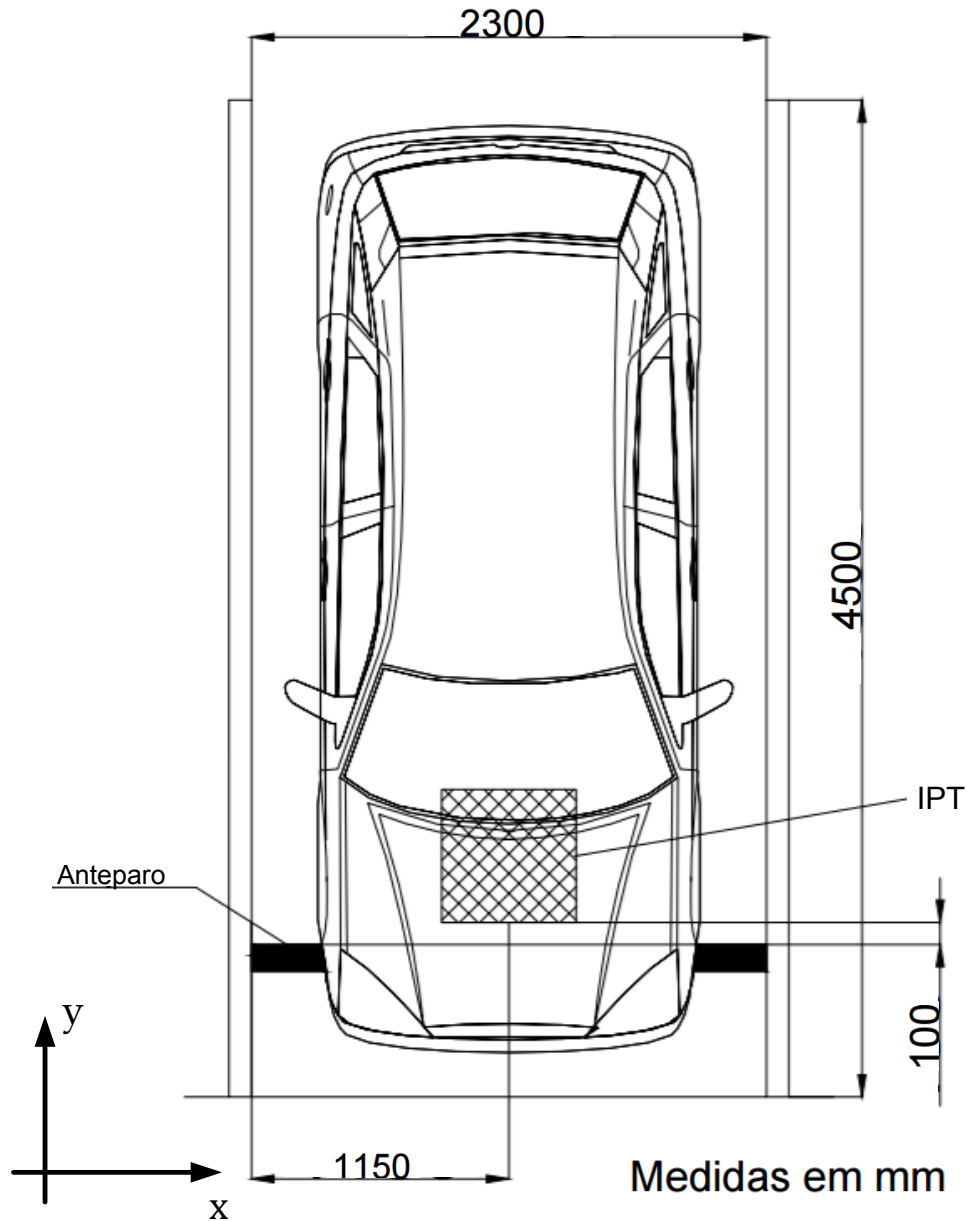
posição e altura, entre o VE e o PA, afetam de forma drástica o ganho estático da estrutura em regime e, conseqüentemente, sua eficiência. Em modulação por frequência são admitidas certas variações, pois o controle fica se adequando para acompanhar a frequência de ressonância. Entretanto, para tal, é necessário realizar a instrumentação do VE e, também, instalar um sistema de comunicação de alta confiabilidade entre o PA e o VE, o que, nesse ponto, é possível que ocorra a inviabilização da transmissão sem fio em movimento.

3.2.1 Carregamento estático

Atualmente, o mercado de WPT para VE ocorre apenas para carregamento estático e possui foco de vendas no consumidor residencial, comercial e para alguns serviços pesados. Mesmo com essa realidade, analistas dizem que, em um futuro muito próximo, será uma tendência global, principalmente quando houver a transmissão de energia em movimento. Durante o carregamento de VE em vias públicas ou em residências, não há garantias de que o usuário estacione sempre na posição exata para operação ótima de transferência de energia, portanto, algumas plataformas comerciais de WPT estático utilizam a associação série de IPT e denominam tal ligação como Bipolar ou DD (QUALCOMM, 2014). Assim, obtém-se uma região de operação, trazendo consigo uma maior eficácia na transmissão de energia, uma diminuição do tamanho do núcleo magnético e, por consequência, uma diminuição do custo.

No caso estudado, visa-se obter uma área de transmissão de energia adequada, possibilitando deslocamentos no eixo x e y, conforme Figura 39. A proposta para a transmissão estática permite um erro de posicionamento de ± 150 mm para o eixo x e também, para o eixo y, o que acredita-se ser um valor adequado, já que é utilizado um sistema de anteparo para rodas dianteiras, conforme observa-se na Figura 39. A tolerância foi calculada considerando a subtração da largura de uma vaga padrão de veículo leve pela largura padrão de um veículo. Ambas as informações foram obtidas a partir da Lei n. 11.228, de 25 de junho de 1992 e, de acordo com ela, uma vaga para veículo de grande porte deve ter 2,3 m, e a largura padrão de um veículo é 2 m. Portanto, foi determinado ± 150 mm como um valor justo de tolerância. Na Figura 39, são apresentadas, de modo gráfico, as posições e distâncias corretas para a instalação do elemento IPT.

Figura 39 - Posicionamento do IPT considerando uma vaga de veículo padrão.

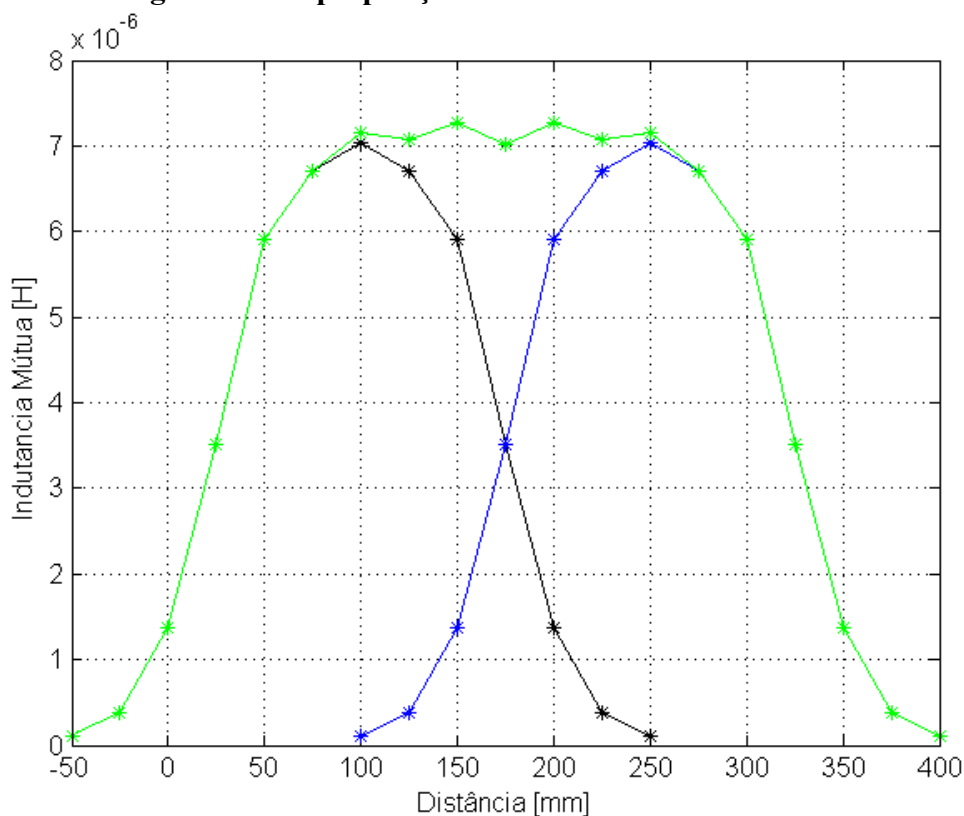


Fonte: Dados do próprio autor.

Este projeto de carregamento estático é idealizado para utilizar a modulação por deslocamento de fase e, caso fosse aplicado em um sistema de transmissão composto por um único elemento emissor e um receptor, haveria apenas um único e exclusivo ponto de operação ótimo. Considerando o princípio da superposição de campos magnéticos, que afirma que o campo magnético total será formado pela somatória dos campos produzidos individualmente por cada elemento. Será possível combinar os elementos transmissores para que seja criada uma região capaz de transmitir energia de forma eficiente. Assim, na Figura

40, apresenta-se a curva da indutância mútua dimensionada no capítulo anterior, considerando agora com a adição de outro transmissor de IPT com ponto central em 250 mm que, associadas, formam a curva em verde, a qual apresenta pequenas oscilações entre faixa de 100 a 250 mm.

Figura 40 - Superposição de efeitos de elementos IPT.

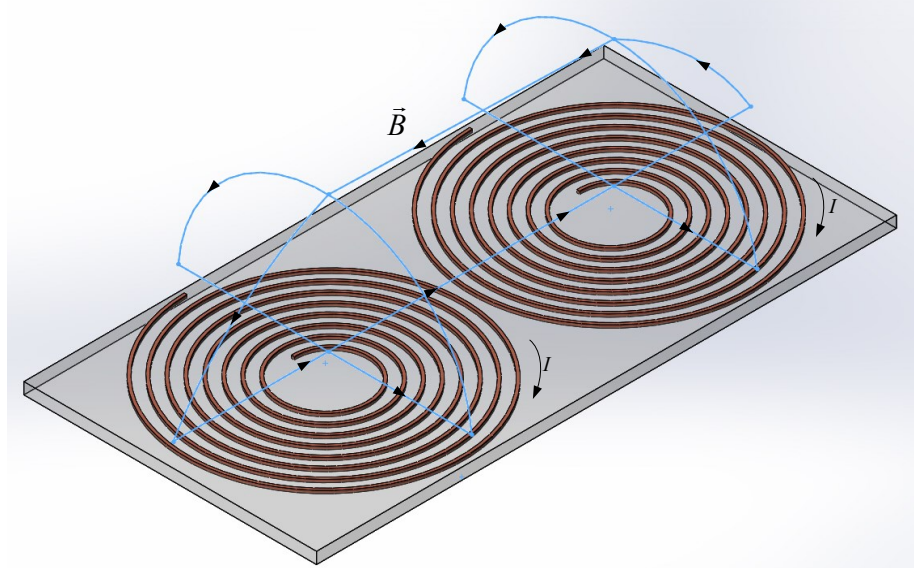


Fonte: Dados do próprio autor.

Da teoria de eletromagnetismo, sabe-se que, para obter o comportamento aditivo em campos magnéticos, é necessário que as extremidades das bobinas, que estão na região de fronteira, possuam o mesmo sentido de corrente; tal comportamento não será visualizado de forma direta na associação dos elementos IPT de núcleo único. Existe a necessidade da corrente percorrer o sentido contrário do transmissor alocado à sua fronteira, pois em toda a associação de elementos IPT que possuem núcleos magnéticos lado a lado, há a união do fluxo, tornando o transmissor um único elemento, ou seja, todas as bobinas devem possuir, de forma global, o mesmo sentido, gerando um único campo magnético que vai de uma extremidade a outra do núcleo. Na Figura 41, apresenta-se uma vista isométrica da interação entre duas bobinas e núcleo, que geram um único campo magnético descrito pela linha azul; e na Figura 42, apresenta-se uma vista superior com um plano XY, em que os sentidos das

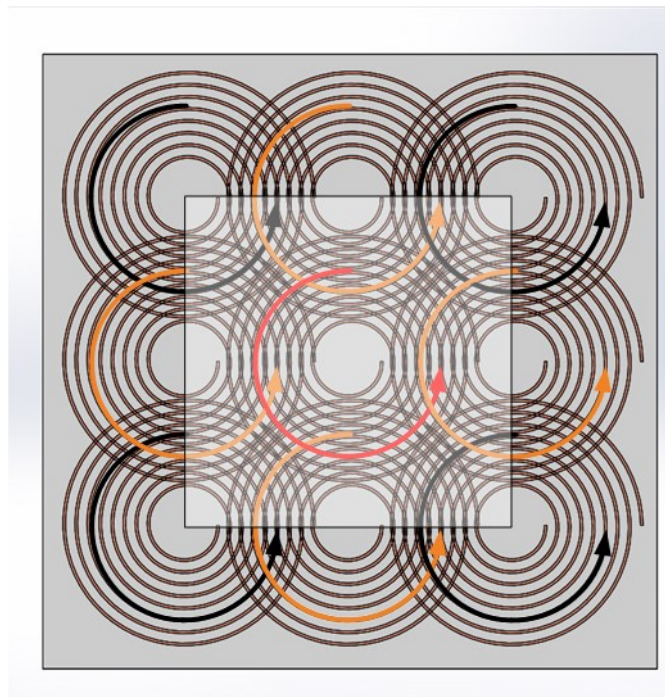
correntes estão representados pelas setas, e a organização das bobinas para a formação de uma região central uniforme, para gerar uma área constante de acoplamento mútuo.

Figura 41 - Iteração bobina e núcleo.



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 42 - Associação de 9 elementos para formação de uma região adequada para WPT.

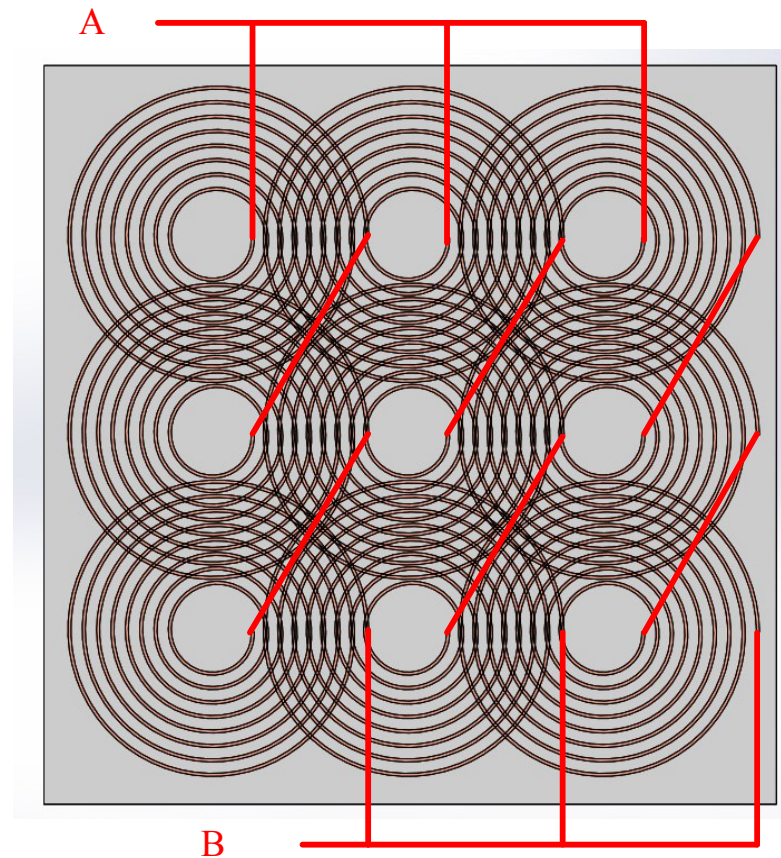


Fonte: Dados do próprio autor.

A região destacada em branco, na Figura 42, representa a região na qual o sistema apresenta uma indutância mútua constante, necessitando apenas que o centro do IPT receptor esteja dentro da região em questão, não necessitando que todo o elemento receptor esteja

compreendido nesta. Para que os elementos IPT possuam o comportamento aditivo desejado, é necessário associar os elementos de maneira correta, e existem diversas formas de realizá-lo; uma proposta de ligação é apresentada na Figura 43. É determinada a associação mista, pois a indutância do primário L_1 tratada nos capítulo subsequente é igual a de um sistema com um único conjunto transmissor e receptor, podendo até utilizar o projeto de um conversor LLC ou mesmo um LLCC série-paralelo. Para a transmissão sem fio com VE estático, é necessário, por segurança, detectar por RFID o veículo e obstáculos, conforme proposto na norma SAE J2954 (SAE INTERNACIONAL, 2016).

Figura 43 - Associação mista de IPT.

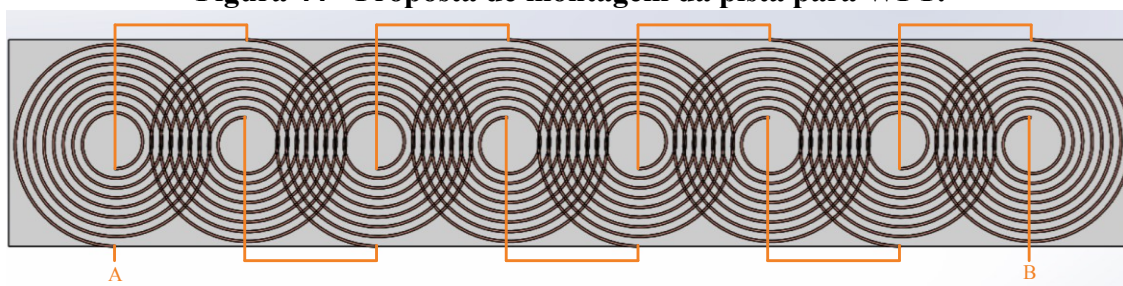


Fonte: Dados do próprio autor.

3.2.2 Carregamento em movimento

Compreendido o conceito de associação de transmissores de energia sem fio, é apresentada uma proposta de associação de transmissores para o carregamento em movimento, visando obter uma região de grande curso para o carregamento, sendo assim, necessária uma grande quantidade de transmissores, que se alocarão lado a lado, tendo como a associação série a melhor solução. O maior impacto desse tipo de associação é a elevação da indutância do primário e, conseqüentemente, a indutância de dispersão será muito maior. Mesmo com essa peculiaridade, é possível obter rendimentos elevados, se combinado a um circuito ressonante LLCC série-paralelo (JORGETTO et al., 2017a, JORGETTO et al., 2017b). A proposta de construção da pista de carregamento é apresentada na Figura 44.

Figura 44 - Proposta de montagem da pista para WPT.

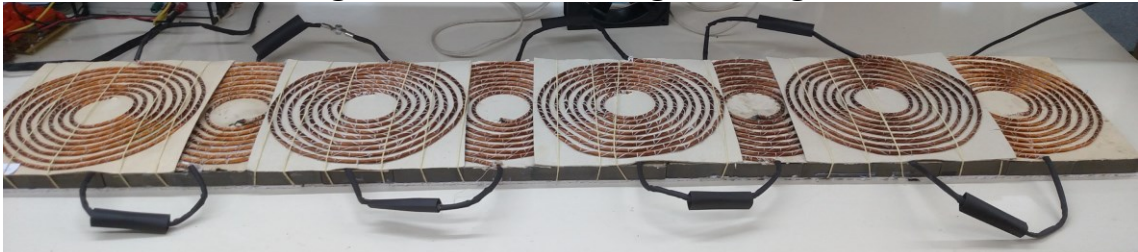


Fonte: Dados do próprio autor.

São utilizados blocos de núcleos *powders KoolMu*[®] da *Magnetics*[®] para a montagem do núcleo magnético de carregamento da pista, pois possuem baixa permeabilidade, baixas perdas, mesmo com *gaps* de ar elevados, e ainda possuem alta capacidade de armazenagem de energia, com poucas oscilações de comportamento e com grandes variações de temperatura, ou seja, alta estabilidade térmica.

Mantendo o formato e as dimensões de espiral projetadas no início do capítulo, foi construída uma pista de carregamento com 1,45 m de comprimento, tendo como área útil de carregamento igual a 1,15 m, constituída por oito elementos IPT associados em série, e possuindo uma indutância própria (L_1) igual a 103 μH , com uma resistência efetiva para corrente alternada de 139,61 $m\Omega$ para a frequência de comutação de 32 kHz. A Figura 45 apresenta a foto do transmissor que forma a pista de recarga.

Figura 45 - Pista de recarga de energia.

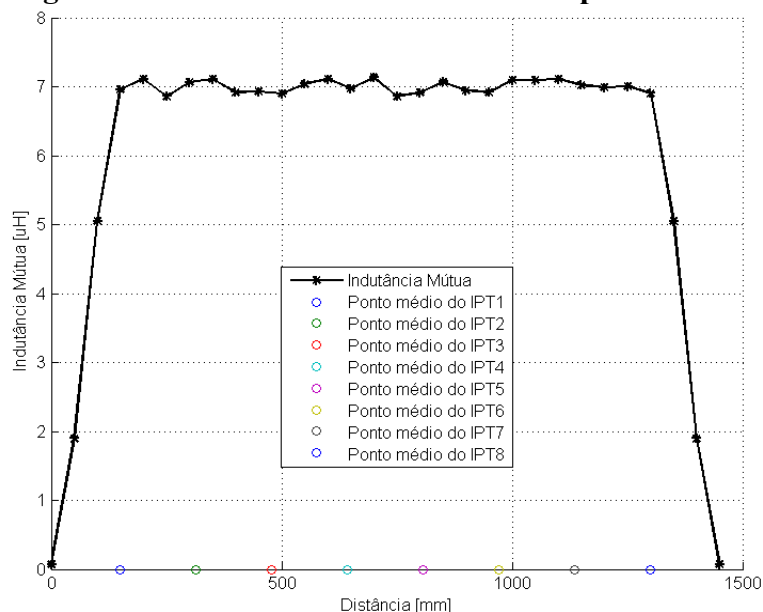


Fonte: Dados do próprio autor.

Utilizando uma ponte LCR HP4263B, é realizada a aquisição da indutância mútua utilizando um sistema de trilhos suspenso para emular o movimento do VE de forma precisa e eficiente, sendo apresentados os resultados na Figura 46. Notam-se pequenas oscilações com um valor próximo a $7 \mu H$, causadas por pequenas imperfeições na montagem, na acomodação e alinhamento das espiras. Combinando a estrutura com um conversor *Full-Bridge* e com os elementos passivos descritos na Fonte: Dados do próprio autor.

Tabela 9, e uma tensão de entrada contínua de 40V, é obtido o gráfico da Figura 47, em que apresenta a energia recebida pelo VE ao passar sobre o PA com velocidades e movimentos aleatórios sobre a área útil de transmissão. Nota-se uma variação máxima de $\pm 3\%$, possivelmente causado pelo ponto com maior oscilação da Figura 46. Assim, conclui-se a veracidade da lei de Maxwell: uma vez que o veículo a ser carregado não esteja próximo à velocidade da luz, haverá a transmissão integral da potência, independentemente da velocidade e direção do veículo (JORGETTO, 2015).

Figura 46 - Indutância mútua medida na ponte LCR.



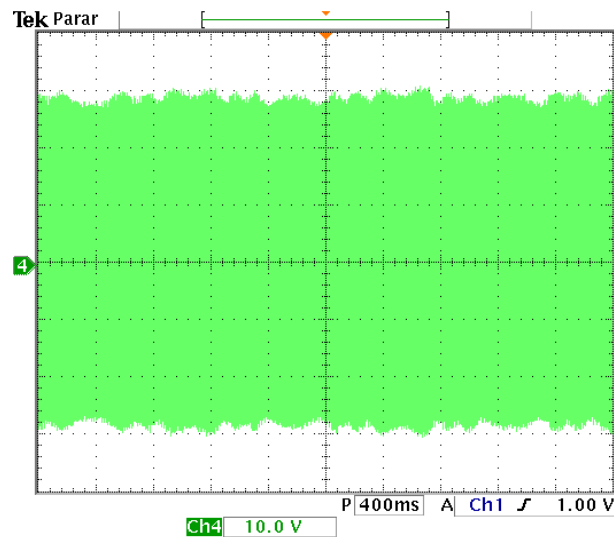
Fonte: Dados do próprio autor.

Tabela 9 - Dados do ensaio para comprovar imunidade do carregamento do VE em relação a sua velocidade, utilizando um conversor LLCC série-paralelo.

Parâmetro	Valor
Tensão CC barramento de entrada (V_s)	40 V
Resistência de saída (R_o)	45 Ω
Tensão contínua de saída (V_o)	30 V
Frequência de comutação (F_s)	32 KHz
Frequência de ressonância (F_o)	29,091 KHz
Acoplamento mútuo (k)	0,2305
Elementos ressonantes:	
Indutor ressonante (L_r)	102 μ H
Indutor auxiliar de ressonância (L_{r1})	660 μ H
Indutância de magnetização (L_M)	5,47 μ H
C_r	34,208 nF
C_2	2,718 uF

Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 47 - Tensão recebida pelo veículo, se movendo aleatoriamente sobre o conjunto transmissor.



Fonte: Dados do próprio autor.

Após serem determinadas a geometria e o arranjo das bobinas, foi possível analisar as topologias ressonantes em termos de vantagens e desvantagens relacionadas a WPT sem

sensores. O capítulo seguinte apresentará o estudo das topologias visando a escolha da estrutura ressonante apropriada para este trabalho.

3.3 Considerações finais

Neste capítulo foi determinada uma metodologia capaz de obter o elemento magnético ótimo para qualquer aplicação WPT, a partir de indutores espirais com abordagem analítica do campo magnético.

Durante a análise analítica do acoplamento mútuo entre os indutores espirais verifica-se que a curva possui um comportamento amortecido, e transferir energia deste modo restringiria muito à posição ótima do receptor, por esse motivo é proposto à associação de elementos transmissores, que juntos são capazes de gerar uma indutância mútua constante para uma determinada região de transferência. Assim são apresentadas duas propostas de arranjos de elementos IPT para WPT, uma para a transferência para VE estacionados e outra para VE em movimento.

A primeira proposta consiste na associação mista, pois se obtém uma região grande para a transferência de energia e ainda mantém o fator de acoplamento magnético elevado. A segunda utiliza apenas a associação série, pois seu objetivo é obter a maior extensão de carregamento possível. Como o objetivo principal deste trabalho é a transferência de energia para VE em movimento, foi implementado apenas a segundo arranjo, o qual obteve a interação desejada do campo magnético resultando em uma faixa de transferência com acoplamento mútuo constante por uma extensão de 1150 mm.

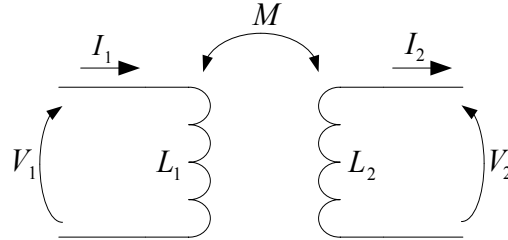
4 TOPOLOGIA DO CONVERSOR RESSONANTE PARA TRANSMISSÃO DE ENERGIA SEM FIO

Este capítulo apresenta as possíveis topologias de conversores ressonantes aplicadas aos sistemas de transmissão de energia sem fio (WPT). Inicialmente, é apresentado o modelo do elemento responsável pelo IPT e a partir da inserção de elementos capacitivos, são derivadas as estruturas ressonantes de terceira e quarta ordem. Com o objetivo de desenvolver a estrutura ótima do conversor ressonante para a transmissão indutiva de energia em movimento.

4.1 Modelo do elemento IPT

O componente indutivo de transmissão de energia, o elemento IPT, representado pela Figura 48, assemelha-se a um transformador, porém, com a peculiaridade do fraco acoplamento. Como consequência desse fato, a relação de transformação não será apenas a relação de espira entre primário e secundário; para a representação fiel dessa transformação, será utilizado o modelo diferencial (34) e (35).

Figura 48 - Representação do elemento IPT.



Fonte: Dados do próprio autor.

$$v_1 = N_1 \frac{d\phi_1}{dt} \quad (34)$$

$$v_2 = N_2 \frac{d(-\phi_2)}{dt} \quad (35)$$

Sendo: ϕ_1 : fluxo magnético no primário;

N_1 : número de espiras do primário;

ϕ_2 : fluxo magnético no secundário;

N_2 : número de espiras do secundário.

O fluxo magnético do primário é dependente das correntes i_1 e i_2 , da mesma forma ocorre com o fluxo magnético do secundário. Considerando que ϕ_{11} seja o fluxo no primário criado por i_1 , ϕ_{12} seja o fluxo no primário criado por i_2 , ϕ_{21} seja o fluxo no secundário criado por i_1 e ϕ_{22} seja o fluxo no secundário criado por i_2 , tal decomposição ocorre e é válida, pois utiliza a teoria da sobreposição de efeitos. Portanto, os fluxos magnéticos ϕ_1 e ϕ_2 podem ser representados por (36) e (37).

$$\phi_1 = \phi_{11} - \phi_{12} \quad (36)$$

$$\phi_2 = \phi_{22} - \phi_{21} \quad (37)$$

A definição de indutância é dada em (38), então considerando que a contribuição da corrente i_1 no primário ocorra pela indutância L_1 , a corrente i_2 no secundário por L_2 , resta à contribuição dos fluxos concatenados ϕ_{12} e ϕ_{21} , que possuem mesma magnitude, ser representada por uma única indutância M , denominada de indutância mútua, entre os enrolamentos. Assim sendo, em (39) - (41) são apresentadas as indutâncias do primário, secundário e mútuas, respectivamente.

$$L = \frac{N\phi}{i} \quad (38)$$

$$L_1 = \frac{N_1\phi_{11}}{i_1} \quad (39)$$

$$L_2 = \frac{N_2\phi_{22}}{i_2} \quad (40)$$

$$M = \frac{N_1\phi_{12}}{i_2} = \frac{N_2\phi_{21}}{i_1} \quad (41)$$

Combinando (39) - (41) em (36) e (37) e, posteriormente, em (34) e (35), obtém-se (42) e (43), as equações diferenciais gerais para um transformador. Quando um transformador apresenta fraco acoplamento, surgem fluxos magnéticos de dispersão que, nesse caso, são representados por ϕ_{d1} e ϕ_{d2} para a dispersão do primário e do secundário, respectivamente, sendo representadas por (44) e (45). Os fluxos de dispersão, da mesma forma que os outros, geram indutâncias, denominadas indutâncias de dispersão primária e secundária, L_{d1} e L_{d2} respectivamente, sendo apresentadas por (46) e (47).

$$v_1 = L_1 \frac{di_1}{dt} - M \frac{di_2}{dt} \quad (42)$$

$$v_2 = -L_2 \frac{di_2}{dt} + M \frac{di_1}{dt} \quad (43)$$

$$\phi_{d1} = \phi_{11} - \phi_{21} \quad (44)$$

$$\phi_{d2} = \phi_{22} - \phi_{12} \quad (45)$$

$$L_{d1} = \frac{N_1 \phi_{d1}}{i_1} \quad (46)$$

$$L_{d2} = \frac{N_2 \phi_{d2}}{i_2} \quad (47)$$

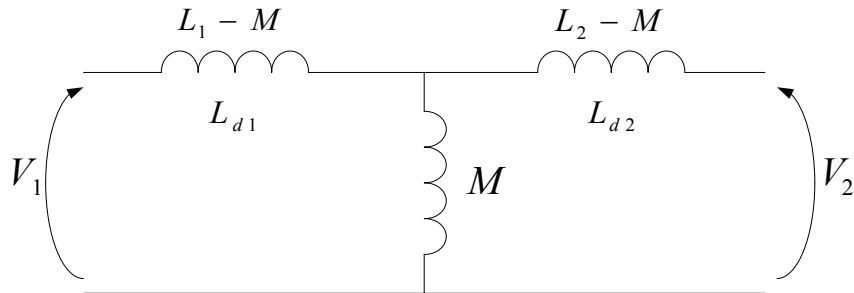
Substituindo (39) - (41) em (46) - (48), obtém-se (49) e (50), considerando que o transformador possui a mesma relação de entrada e saída, ou seja, $N_1 = N_2$. Assim é apresentado o modelo T para indutores com fraco acoplamento na Figura 49. Observa-se que a indutância mútua (M) faz-se necessária para que o circuito tenha o valor integral de L_1 quando o transformador estiver com o secundário aberto, ou seja, somando-se a indutância mútua com a indutância de dispersão L_{d1} tem-se o valor da indutância do primário L_1 em um circuito aberto.

$$M = K\sqrt{L_1 L_2} \quad (48)$$

$$L_{d1} = L_1 - M \quad (49)$$

$$L_{d2} = L_2 - M \quad (50)$$

Figura 49 - Modelo T para indutores com fraco acoplamento.

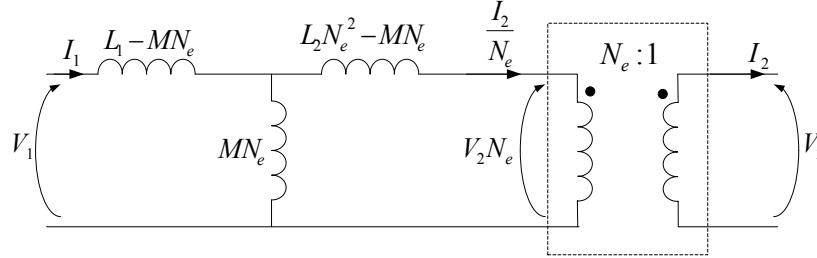


Fonte: Dados do próprio autor.

Caso a relação de transformação seja diferente da unitária, deve ser inserido um transformador ideal com uma relação $N_e: 1$, como descrito na Figura 50. Assim de (42) e (43), obtém-se (51) e (52). Reorganizando-as, é possível obter (53) e (54), e, também, o circuito da

Figura 50, o qual ilustra o modelo T com a representação das indutâncias de dispersão e um transformador ideal para representar o acoplamento.

Figura 50 - Modelo T com transformador ideal para indutores com fraco acoplamento.



FONTE: Dados do próprio autor.

$$v_1 = L_1 \frac{di_1}{dt} - MN_e \frac{d\left(\frac{i_2}{N_e}\right)}{dt} \quad (51)$$

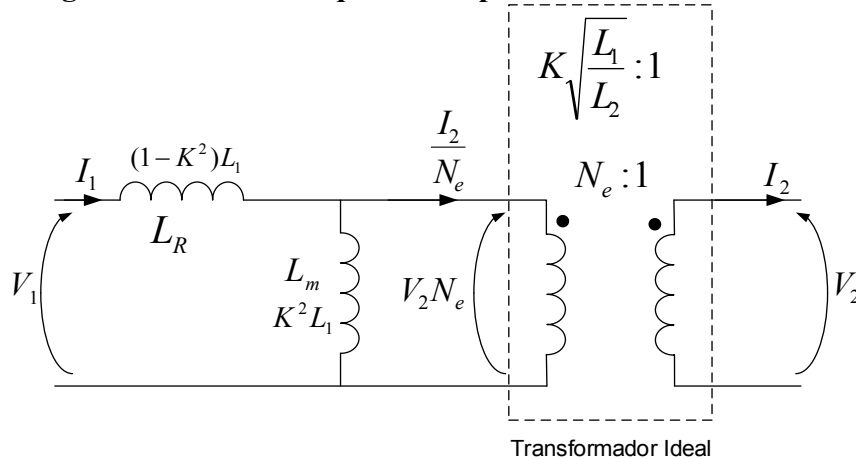
$$v_2 N_e = -L_2 N_e^2 \frac{d\left(\frac{i_2}{N_e}\right)}{dt} + MN_e \frac{di_1}{dt} \quad (52)$$

$$v_1 = (L_1 - MN_e) \frac{di_1}{dt} - M N_e \left(\frac{1}{N_e} \frac{di_2}{dt} - \frac{di_1}{dt} \right) \quad (53)$$

$$v_2 N_e = -(L_2 N_e^2 - MN_e) \frac{1}{N_e} \frac{di_2}{dt} + M N_e \left(\frac{di_1}{dt} - \frac{1}{N_e} \frac{di_2}{dt} \right) \quad (54)$$

Fazendo N_e igual a M/L_2 e utilizando (48), é possível reduzir o circuito da Figura 50 para o circuito da Figura 51, reduzindo (53) e (54) para (55) e (56) respectivamente, assim elimina-se um elemento passivo, o que facilitará o projeto do ressonante.

Figura 51 - Circuito equivalente para o modelo de um IPT.



Fonte: Dados do próprio autor.

$$v_1 = L_1(1 - K^2) \frac{di_1}{dt} + K^2 L_1 \left(\frac{di_1}{dt} - \frac{1}{N_e} \frac{di_2}{dt} \right) \quad (55)$$

$$v_2 N_e = K^2 L_1 \left(\frac{di_1}{dt} - \frac{1}{N_e} \frac{di_2}{dt} \right) \quad (56)$$

O circuito da Figura 51 representa o elemento IPT e, com ele, é possível traçar o modelo adequado de um conversor ressonante. A indutância de dispersão ($L_{R_{IPT}}$) e a indutância de magnetização (L_m) são dadas por (57) e (58), respectivamente.

$$L_R = (1 - K^2) L_1 \quad (57)$$

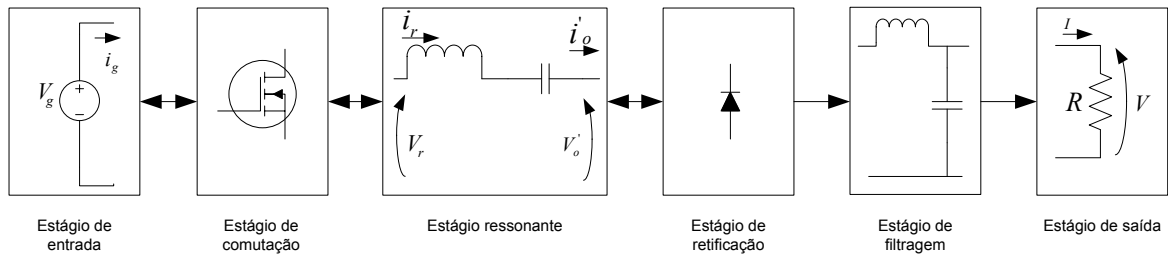
$$L_m = K^2 L_1 \quad (58)$$

4.2 Estruturas dos conversores ressonantes

Neste subcapítulo, são tratadas algumas estruturas do circuito de ressonância (*resonant tank*) para atuar com o elemento IPT. A primeira estrutura é um circuito LLC (ou LCL), posteriormente LLCC (ou LCLC) série-série ressonante e, por fim, a estrutura que foi adotada LLCC (ou LCLC) série-paralelo ressonante. Além da apresentação dos circuitos, são determinadas as condições para sua aplicabilidade, suas vantagens e desvantagens para a transmissão sem fio de energia para veículos elétricos em movimento.

Todos os conversores ressonantes CC-CA podem ser descritos por, basicamente, seis estágios, conforme Figura 52 - estágio de entrada; estágio de comutação; estágio ressonante; estágio de retificação; estágio de filtragem e estágio de saída. O estágio de entrada é composto basicamente por uma fonte de tensão contínua, que alimenta o estágio de comutação, formado por duas estruturas: *Half-Bridge* ou *Full-Bridge*, que geram um sinal periódico quadrado simétrico que, quando aplicado ao estágio ressonante, transforma o sinal quadrado de alta frequência em um sinal alternado sinusoidal. Em alguns casos específicos, utiliza-se a onda senoidal com a saída de interesse, bem como em reatores para lâmpadas fluorescentes, mas na maioria dos casos, é necessário transformar o sinal alternado em contínuo, portanto, é necessário um estágio de retificação para convertê-la, que pode ser composta por uma ponte completa de diodos ou uma estrutura de meia ponte. Por fim, esse sinal deve ser filtrado por um circuito LC para alimentar uma carga.

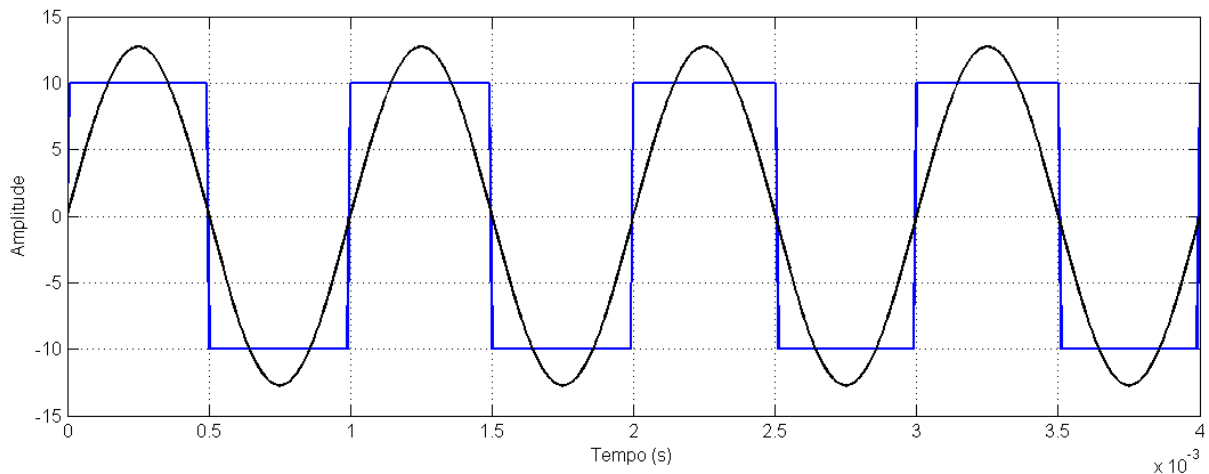
Figura 52 - Derivação de um conversor ressonante com etapa de retificação e filtro de saída.



Fonte: Dados do próprio autor.

A etapa de comutação é responsável por gerar um sinal quadrado periódico simétrico $v_s(t)$, cuja frequência f_s é muito próxima à frequência de ressonância. Com isso, todas as correntes e tensões têm características sinusoidais com baixa distorção harmônica; tão baixa que durante o equacionamento podem ser desconsideradas. Considere, então, um sinal quadrado periódico simétrico, descrito pela Figura 53, o qual possui uma frequência $f_s = \omega_s/2\pi$, sendo que a decomposição do sinal pela série de Fourier resulta em (59). Como já dito, a componente fundamental é a única de interesse, portanto, em (60), é apresentada a tensão V_{ab} , que expressa a primeira harmônica de (59) (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001).

Figura 53 - Sinal quadrado periódico e sua respectiva primeira harmônica.



Fonte: Dados do próprio autor.

$$v_s(t) = \frac{4V_g}{\pi} \sum_{n=1,3,5,\dots} \frac{1}{n} \text{sen}(n\omega_s t) \quad (59)$$

$$V_{ab}(t) = \frac{4V_g}{\pi} \text{sen}(\omega_s t) \quad (60)$$

Sendo: $v_s(t)$: sinal quadrado periódico;

V_g : A tensão da fonte CC;

n : ordem da componente harmônica;

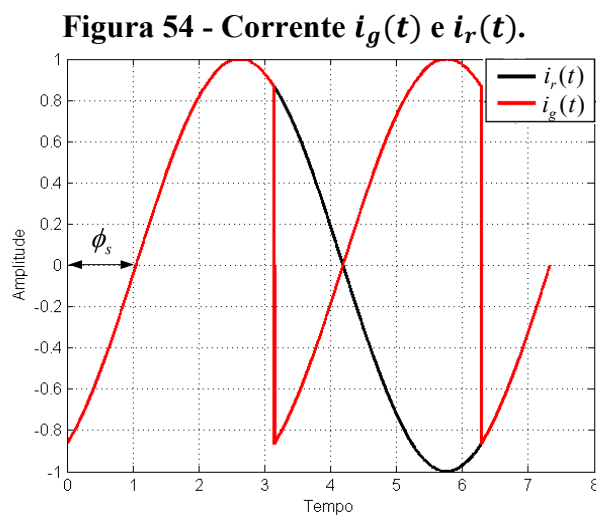
ω_s : frequência de chaveamento em rad/s ;

t : tempo;

$V_{ab}(t)$: componente fundamental de uma onda quadrada periódica.

Nota-se que o pico da componente fundamental $V_{ab}(t)$ é um múltiplo em $4/\pi$ da tensão de entrada V_g e está em fase com o sinal original $v_s(t)$.

A corrente $i_r(t)$ tem comportamento senoidal, já a corrente $i_g(t)$ tem o mesmo módulo que a corrente $i_r(t)$ e durante algumas etapas a corrente $i_g(t)$ assume um valor negativo, ou seja, o sentido da corrente está em direção a fonte, esse fenômeno ocorre por consequência da energia de recuperação que retorna durante algumas fases de operação do conversor ressonante, fazendo com que a energia reativa, que não realizou o trabalho, retorne à fonte, como se pode observar na Figura 54. A corrente $i_r(t)$ não está em fase com a tensão, assim sendo, existe uma fase ϕ_s . A corrente de entrada $i_g(t)$ apresentada em (61) é verdadeira quando limita-se ao intervalo de 0 a π , já que durante o intervalo de 0 a 2π há duas etapas de transferência efetiva de energia, uma para cada semiciclo (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001).



Fonte: Dados do próprio autor.

$$i_g(t) \approx I_r \text{sen}(\omega_s t - \phi_s) \quad (61)$$

Sendo: ϕ_s : a defasagem angular entre a corrente i_r e a tensão V_{ab} .

A componente DC da corrente de entrada $i_g(t)$ pode ser obtida com média da corrente de entrada $i_g(t)$, conforme (62). Já em (63), apresenta-se a corrente eficaz de entrada no conversor e, como o valor eficaz leva em consideração o módulo do sinal, então o valor eficaz será o valor eficaz de uma onda sinusoidal.

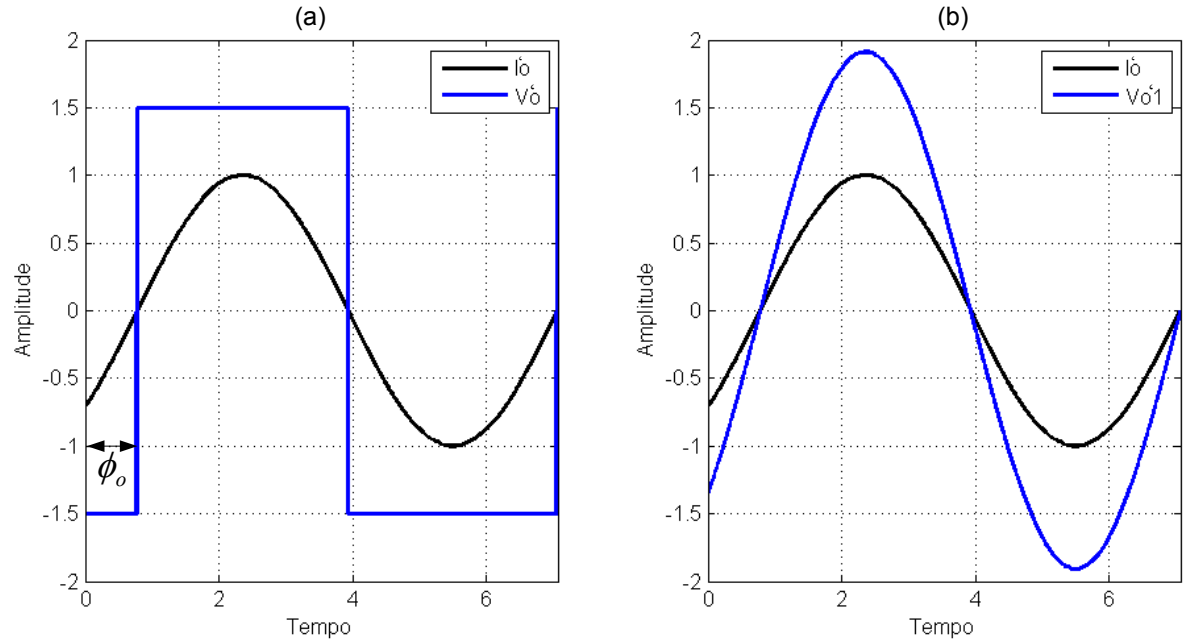
$$\langle i_g(t) \rangle_{T_s} = \frac{2}{T_s} \int_0^{\frac{T_s}{2}} i_g(\tau) d\tau = \frac{2I_{r1}}{\pi} \cos(\phi_s) \quad (62)$$

$$i_{g_{ef}}(t) = \sqrt{\frac{2}{T_s} \int_0^{\frac{T_s}{2}} i_g^2(\tau) d\tau} \approx \sqrt{\frac{2}{2\pi} \int_0^{\frac{2\pi}{2}} (I_{r1} \sin(\omega_s \tau - \phi_s))^2 d\tau} = \frac{I_{r1}}{\sqrt{2}} \quad (63)$$

Verifica-se que a componente CC da corrente de entrada depende diretamente da corrente de pico e do deslocamento da fase ϕ_s . Após a passagem da corrente i_r pelo elemento ressonante, gera uma corrente $i_o'(t)$ com comportamento próximo ao senoidal, como usualmente deseja-se uma saída com características contínuas. Então, é necessário utilizar uma ponte retificadora, e ainda adiciona-se um filtro LC para diminuir o *ripple* de tensão e corrente de V e I , respectivamente, conforme Figura 52.

Agora, considere, hipoteticamente, que a tensão $v_o'(t)$ é essencialmente uma onda quadrada em fase com a corrente $i_o'(t)$, conforme Figura 55a, mas na realidade, devido ao efeito do elemento ressonante, a onda tem comportamento puramente senoidal, conforme descrito em (66) e na Figura 55b (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001).

Figura 55 - Etapa de retificação nos terminais de entrada. (a) suposta forma de onda de $v_o'(t)$ e $i_o'(t)$. (b) componentes fundamentais dos sinais $v_{o1}'(t)$ e $i_{o1}'(t)$.



Fonte: Dados do próprio autor.

Considerando que a corrente $i_o'(t)$ tenha uma amplitude I_{o1} e uma fase ϕ_o , pode-se escrevê-la conforme (64), sendo ϕ_o o deslocamento de fase de $i_o'(t)$ com base na tensão $V_{ab}(t)$. A tensão da entrada do retificador $v_o'(t)$ pode ser decomposta pela transformada de Fourier como (65). Novamente, o elemento ressonante tem a principal resposta na componente fundamental na frequência f_s , podendo, então, serem desprezadas as outras componentes harmônicas. A forma de onda da tensão $v_o'(t)$ é, aproximadamente, igual à tensão $v_{o1}'(t)$ dada por (64) (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001).

$$i_o'(t) = I_{o1} \text{sen}(\omega_s t - \phi_o) \quad (64)$$

$$v_o'(t) = \frac{4V}{\pi} \sum_{n=1,3,5,7,\dots}^{\infty} \frac{1}{n} \text{sen}(n\omega_s t - \phi_o) \quad (65)$$

$$v_{o1}'(t) = \frac{4V}{\pi} \text{sen}(\omega_s t - \phi_o) = V_{o1} \text{sen}(\omega_s t - \phi_o) \quad (66)$$

A componente fundamental tem um pico $4/\pi$ da tensão de saída V e está em fase com $i_o'(t)$. Após a retificação, a corrente assume o valor do módulo da corrente de $i_o'(t)$. Como o capacitor de filtro recebe apenas a componente alternada, assume-se que a componente CC

seja absorvida pela carga, gerando uma corrente de valor I em regime permanente e pode ser obtida em (67). Relacionando (66) com (67), obtém-se, assim, a resistência equivalente alternada da carga em (68).

$$I = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} I_{o1} |\text{sen}(\tau)| d\tau = \frac{2}{T_s} \int_0^{\pi} I_{o1} \text{sen}(\tau) d\tau = \frac{2}{\pi} I_{o1} \quad (67)$$

$$R_{ac} = \frac{v'_{o1}(t)}{i'_o(t)} = \frac{V_{o1} \text{sen}(\omega_s t - \phi_o)}{I_{o1} \text{sen}(\omega_s t - \phi_o)} = \frac{4V}{\pi} \frac{2}{\pi I} = \frac{8}{\pi^2} \frac{V}{I} = \frac{8}{\pi^2} R \quad (68)$$

Até o momento, os efeitos das harmônicas foram desprezadas. Nessa etapa, é explicado o porquê podem-se desprezar as harmônicas. Para isso, parte-se da função de transferência do elemento ressonante, considerando a tensão $v_{ab}(s)$ a entrada e a tensão $v'_{o1}(s)$ a saída, conforme (69).

$$H(s) = \frac{v'_{o1}(s)}{v_{ab}(s)} \quad (69)$$

O ponto máximo da norma ocorre no ponto em que $s = j\omega_s$ e é igual a V_{o1}/V_{r1} , conforme apresentado em (70).

$$\frac{V_{o1}}{V_{ab}} = \|H(s)\|_{s=j\omega_s} \quad (70)$$

A corrente $i_R(s)$ é dada em (71), assim, pode-se obter o seu valor máximo em (72).

$$i_o'(s) = \frac{v'_{o1}(s)}{R_e} = \frac{H(s)}{R_e} v_{ab}(s) \quad (71)$$

$$I_{o1} = \frac{\|H(s)\|_{s=j\omega_s}}{R_e} V_{ab} \quad (72)$$

Utilizando as equações deduzidas até o momento, é possível determinar uma função de transferência G que relacione a tensão da carga V com a tensão de entrada V_g . A (73) apresenta a função em regime permanente do circuito equivalente.

$$\begin{aligned}
 G &= \frac{V}{V_g} = \left(\frac{V}{I}\right) \left(\frac{I}{I_{o1}}\right) \left(\frac{I_{o1}}{V_{ab}}\right) \left(\frac{V_{ab}}{V_g}\right) = \\
 &= (R) \left(\frac{2}{\pi}\right) \left(\frac{1}{R_e}\right) (\|H(s)\|_{s=j\omega_s}) \left(\frac{4}{\pi}\right) = \frac{8R}{R_e\pi^2} \|H(s)\|_{s=j\omega_s} = \|H(s)\|_{s=j\omega_s}
 \end{aligned} \tag{73}$$

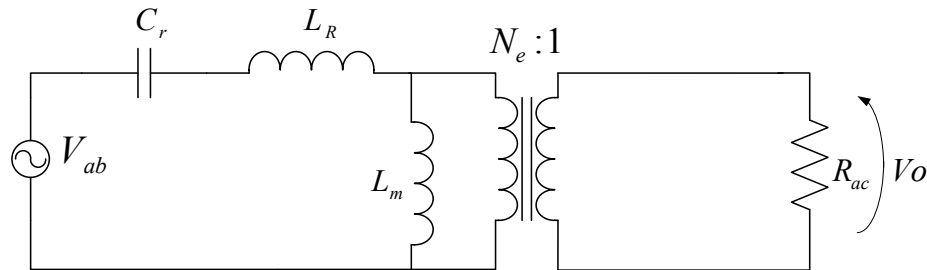
4.2.1 Circuito LLC ressonante

Entre tantos conversores de terceira ordem, existe uma única estrutura ressonante alimentada por fonte de tensão que pode operar na transmissão sem fio de energia, sendo ela a organização mais simples para esse tipo de aplicação, a qual necessita apenas da adição de um capacitor, que fica em série com o primário do elemento IPT, conforme Figura 56.

Esse filtro ressonante é capaz de operar com flutuações da tensão de entrada, possibilitando até a associação do sistema de WPT com painéis fotovoltaicos (ou aerogeradores) (ABDEL-RAHMAN,2012). Entretanto, para a transmissão sem fio em movimento, tal filtro ressonante apresenta elevadas perdas, causadas pelo fraco acoplamento que gera uma circulação exacerbada de energia, tornando-a ineficiente em sua aplicação; mas para o carregamento estático, essa solução pode ser interessante, principalmente combinada a sistemas fotovoltaicos ou eólicos (ABDEL-RAHMAN,2012).

Neste subcapítulo, são obtidas as etapas para o projeto de um conversor LLC ressonante aplicado a WPT. Como usualmente a estrutura LLC é aplicada na elevação de tensão, é apresentado um processo de otimização do projeto para operação *step-up* com um fluxograma e, também, um projeto da operação em *step-down*.

Figura 56 - Conversor LLC ressonante.



Fonte: Dados do próprio autor.

Primeiramente, é determinado o fator da qualidade do filtro ressonante, dado por (74). A equação fundamental do fator de qualidade é composta por uma relação da frequência,

energia armazenada e energia dissipada, sendo que a energia armazenada pode ser obtida pelos elementos ressonantes C_R ou L_R . Nesse caso, em (75), é analisada a energia no indutor ressonante; já a potência dissipada é obtida pela energia oferecida à resistência (76). Substituindo (75) e (76) em (74), é determinado o fator de qualidade do ressonante LLC em (77).

$$Q = w_o \frac{\text{Energia acumulada}}{\text{Energia dissipada}} = w_o \frac{W_L}{P_{med_R}} \quad (74)$$

$$W_L = \frac{L_R I_{PK}^2}{2} \quad (75)$$

$$P_{med_R} = \frac{R_{ac} I_{PK}^2}{2} \quad (76)$$

$$Q = \frac{w_o L_R}{R_{ac}} = \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} \frac{1}{R_{ac}} \quad (77)$$

De acordo com o número de elementos passivos acumuladores de energia, (seja acumulador na forma de campo elétrico ou magnético), é possível determinar o grau da ordem do circuito. No caso em questão, como o circuito possui dois indutores e um capacitor, portanto, o circuito LLC ressonante é de 3ª ordem e apresenta dois pontos de ressonância, um a menos que o valor do grau de sua ordem. O primeiro é dado por (78) e o outro ponto de ressonância ocorre em (79), sendo que sempre $w_{o1} < w_{o2}$.

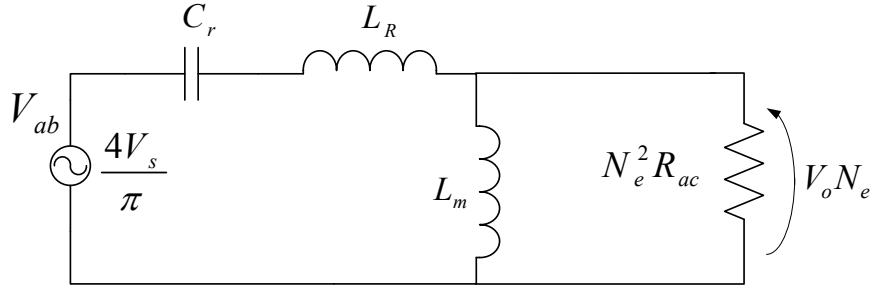
$$w_{o1} = \frac{1}{\sqrt{C_r(L_r + L_m)}} \quad (78)$$

$$w_{o2} = \frac{1}{\sqrt{C_r L_r}} \quad (79)$$

É determinado o módulo do ganho do tanque ressonante e, para isso, é referenciado o circuito para o primário, conforme Figura 57. Pode-se, então, associar em paralelo à indutância L_M e o equivalente da resistência de saída refletida para o primário, restando, por fim, aplicar o teorema do divisor de tensão, conforme descrito em (80). Considerando uma componente Y dada por (81), que faz uma relação entre a indutância L_r e L_m , já em (82), determina-se a frequência normalizada, dada pela relação da frequência de comutação e pela

frequência de ressonância. Substituindo (77), (81)-(82) em (80), obtém-se (83), o módulo do ganho do tanque ressonante LLC.

Figura 57 - Conversor LLC ressonante sob orientação do primário.



FONTE: Dados do próprio autor.

$$\left| \frac{V'_O}{V_s} \right| = \left| \frac{N_e V_O}{V_s} \right| = \frac{|j\omega_s L_m \parallel R'_{ac}|}{\left| j\omega_s L_R + \frac{1}{j\omega_s C_R} + j\omega_s L_m \parallel R'_{ac} \right|} \quad (80)$$

$$Y = \frac{L_R + L_m}{L_R} \quad (81)$$

$$\bar{\omega} = \frac{\omega_s}{\omega_o} \quad (82)$$

$$G = \left| \frac{V_O}{V_s} \right| = \frac{1}{N_e} \frac{\bar{\omega}^2 (Y - 1)}{\sqrt{(\bar{\omega}^2 Y - 1)^2 + \bar{\omega}^2 Q^2 (Y - 1)^2 (\bar{\omega}^2 - 1)^2}} \quad (83)$$

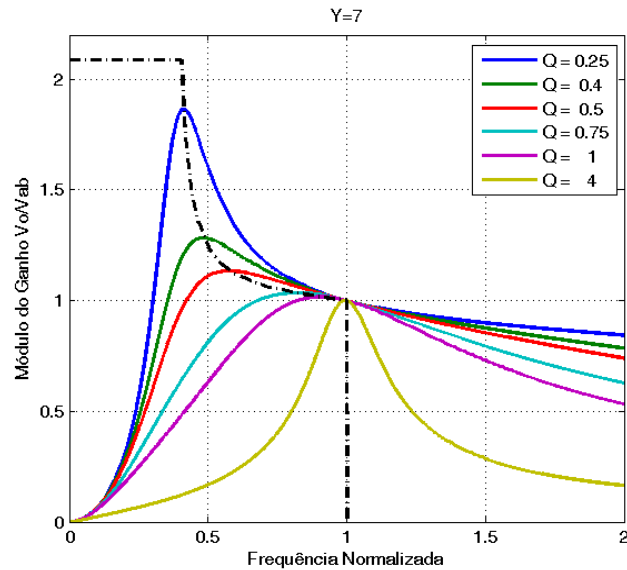
A partir de (83), é traçado o gráfico da Figura 58, considerando um valor aleatório para Y - nesse caso, Y igual a 7. Variando o valor de Q, notam-se grandes variações no ganho da estrutura, mas a principal contribuição desse gráfico é a linha tracejada em preto que divide a operação no conversor para características capacitivas ou indutivas. Essas regiões definem as características de comutação dos semicondutores, ou seja, na região capacitiva, localizada abaixo e à esquerda da linha tracejada, é responsável pela comutação ZCS (comutação por corrente nula). Já a região indutiva, localizada na região à direita da tracejada, é responsável pela comutação ZVS (comutação com tensão nula) (ABDEL-RAHMAN,2012). Quando o conversor operar com frequência de comutação inferior a frequência de ressonância ω_{o2} , mantendo-se na região indutiva, o conversor terá características de elevação de tensão para uma fator de qualidade do filtro superior ao unitário; quando o conversor operar com frequência de comutação acima da ressonância, ele terá característica de um abaixador de tensão. Para a melhor otimização do projeto, as frequências de comutação e ressonância

devem ser iguais, assim, o circuito tem um ganho de $1/N_e$ para o caso do WPT e unitário, caso não exista nenhuma relação de transformação. Além disso, nesse ponto, ele se torna imune a variações da carga, já que para qualquer valor do fator de qualidade o ganho será o mesmo, como pode ser visto na Figura 58.

Para o ressonante LLC atuar como abaixador de tensão, ele sempre deve operar com frequências superiores a frequência de ressonância, e para essa operação, o projeto de seus elementos torna-se mais simples: basta determinar a relação Y e localizar nos ábacos traçados a partir de (83), o fator de qualidade do filtro e a frequência normalizada de acordo com o ganho desejado, e aplicar em (77) e (82) para determinar os valores dos elementos ressonantes. Já para o conversor atuar como elevador de tensão, sua faixa de frequência de operação é mais restrita, que vai do ponto máximo até a frequência de ressonância. Para determinar o ponto crítico de operação, basta derivar (83) em $\bar{\omega}$ e igualar a zero, considerando as outras variáveis (Y e Q) com seu valor de projeto, conforme (84). Com esse procedimento, define-se a frequência crítica; aplicando o resultado em (83), obtém-se o ganho máximo para a combinação de valores escolhidos; por fim, para concluir o projeto, basta, com os valores de Q , Y e a frequência normalizada, determinar os elementos ressonantes, aplicando (77) e (82).

$$\begin{aligned}
 \left. \frac{\partial G}{\partial \bar{\omega}} \right|_{\substack{Q=Q_o \\ Y=Y_o}} &= \left. \frac{\partial \left| \frac{V_o}{V_{ab}} \right|}{\partial \bar{\omega}} \right|_{\substack{Q=Q_o \\ Y=Y_o}} \\
 &= \frac{1}{N_e} \frac{2\bar{\omega}(Y_o - 1)}{\sqrt{(\bar{\omega}^2 Y_o - 1) + \bar{\omega}^2 Q_o^2 (Y_o - 1)^2 (\bar{\omega}^2 - 1)^2}} \\
 &\quad - \frac{1}{N_e} \frac{(4\bar{\omega} Y_o (\bar{\omega}^2 Y_o - 1) + 2Q_o^2 (Y_o - 1)^2 (3\bar{\omega}^2 - 1)(\bar{\omega}^3 - \bar{\omega}))}{\left((\bar{\omega}^2 Y_o - 1) + \bar{\omega}^2 Q_o^2 (Y_o - 1)^2 (\bar{\omega}^2 - 1)^2 \right)^{1.5}} = 0
 \end{aligned} \tag{84}$$

Figura 58 - Curva do ganho normalizado para ressonante LLC com $Y=7$.



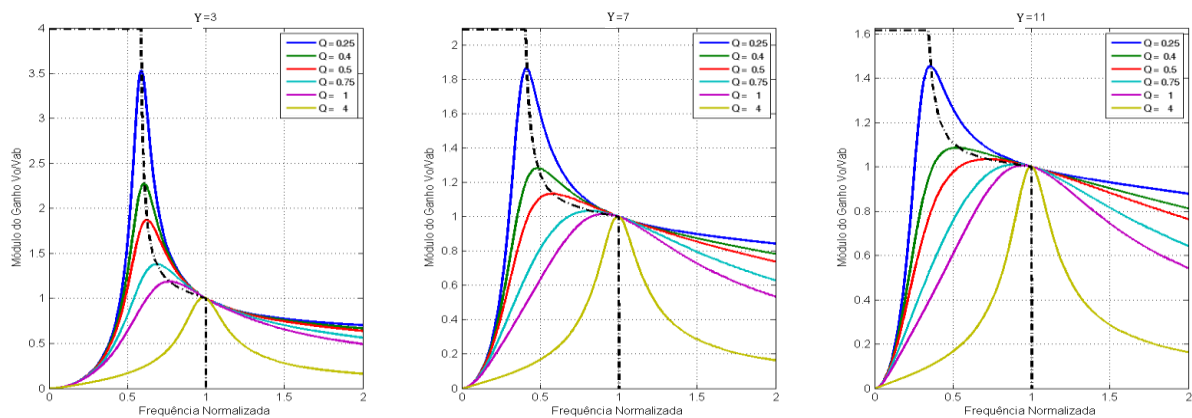
Fonte: Dados do próprio autor.

Observando a equação (83), nota-se que o ganho varia de acordo com a frequência normalizada. O fator de qualidade do filtro e a componente estática Y , portanto, são as principais componentes a serem detalhadas para o projeto ótimo do conversor, iniciando pela componente Y , que é o ponto crítico para projetos que envolvam a transmissão sem fio de energia. Para melhor observação do efeito dessa componente, são apresentados, na Figura 59, diversos ábacos para determinação do ganho da estrutura LLC, variando o valor de Y entre 3, 7 e 11. É fácil observar que os valores mais baixos de Y podem atingir maior ganho de tensão; além disso, as curvas aproximam-se ao comportamento de um delta de Dirac, o que possibilita que o conversor opere com ampla faixa de variação de tensão de entrada e mantenha o controle mais flexível, já que evitam elevadas variações da frequência de comutação, o que em alguns casos poderiam levar o semicondutor a comutar em frequências ineficazes para ele. No entanto, valores baixos de Y para o mesmo fator de qualidade Q e frequência de ressonância significam menor indutância de magnetização L_m . Portanto, há uma maior corrente de magnetização, causando aumento da energia ressonante e perdas por condução. A bibliografia sugere trabalhar com valores de Y entre 6 a 10, já que valores elevados de Y geram uma indutância de magnetização mais elevada, consequentemente, menor circulação de energia ressonante e maior eficiência; porém, mantém uma faixa de comutação menos extensa (CHOI, 2007; ABDEL-RAHMAN, 2012).

Usualmente, para aplicações comuns de fontes chaveadas, o valor de L_M é superior a 90% do valor da indutância de dispersão L_R , consequência do forte acoplamento do

transformador. Já para a transmissão sem fio de energia, na qual existe a especificidade do fraco acoplamento entre o PA e o VE, o valor da indutância L_m tem valor muito inferior a L_R , principalmente para transmissão sem fio em movimento, na qual L_R assume a somatória da indutância de dispersão de vários elementos IPT, devido a sua associação para montagem da pista. O uso do conversor ressonante LLC não é impossível, mas torna-se inviável, em consequência do fraco acoplamento. A corrente ressonante do circuito assume valores elevados que causam excessiva perda de energia. Para diminuir esse efeito, pode-se elevar o fator de qualidade do filtro, entretanto, pequenas variações paramétricas causam grandes variações de ganho, sendo então necessário um projeto de controle mais complexo.

Figura 59 - Impacto da variação de Y no comportamento do ressonante LLC.

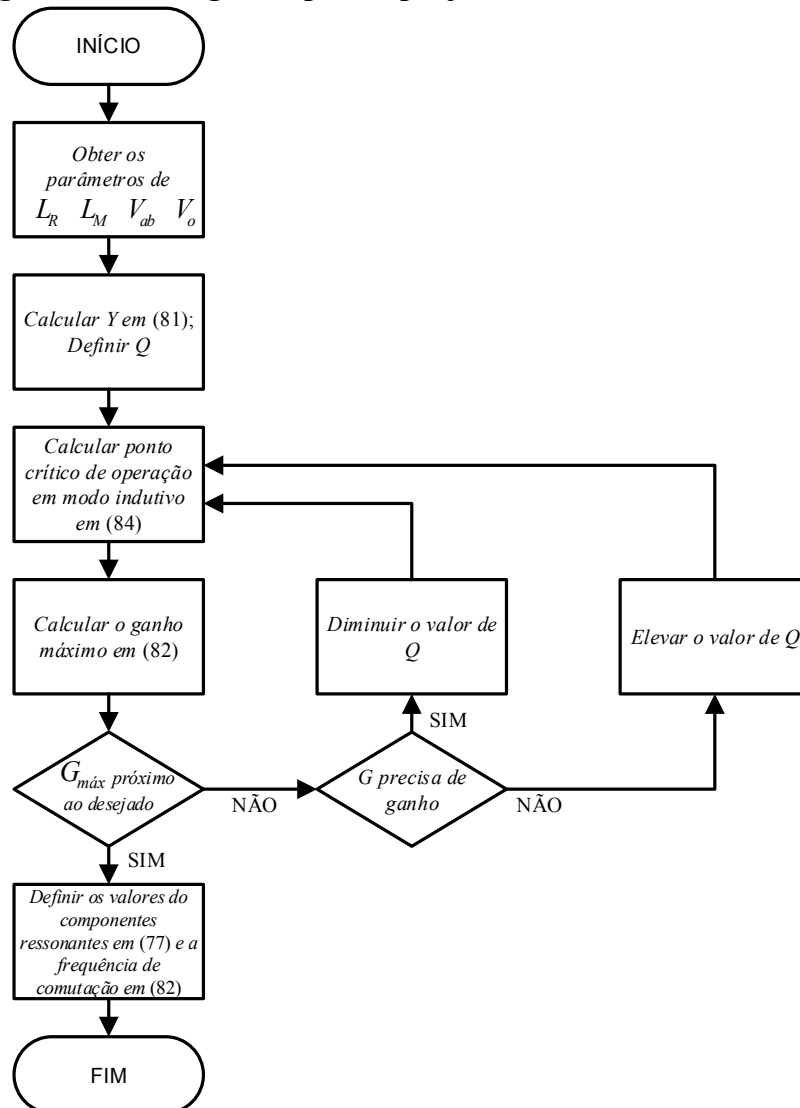


Fonte: Dados do próprio autor.

4.2.1.1 Fluxograma para projeto do ressonante LLC

Devido às peculiares deste projeto, é apresentado o procedimento passo a passo para otimização do conversor, visando facilitar o projeto e seleção de todos os seus parâmetros. Ao término deste fluxograma, com todos os componentes especificados, o conversor irá possuir o melhor desempenho para todas as condições de carga e perturbações da tensão de entrada. Também é determinada a frequência de comutação mínima para que o controlador se mantenha sempre na região indutiva. Por fim, na Figura 60, apresenta-se um fluxograma que resume a metodologia de projeto para o ressonante LLC para elevador de tensão, já que, para abaixador, não há riscos de sair da operação indutiva. Portanto, pode-se apoiar no uso dos ábacos, obtidos a partir de (83), e para valores nos quais a frequência normalizada seja próxima a 1, verifica-se que há poucas variações do ganho estático da estrutura para qualquer fator de qualidade do filtro.

Figura 60 - Fluxograma para o projeto ótimo do conversor LLC.



Fonte: Dados do próprio autor.

4.2.1.2 Simulação para transmissão estática de energia sem fio

A fim de provar as afirmações sobre a imódica perda de energia nessa estrutura de conversor, é feita uma simulação para a transmissão de energia, considerando o carregamento estático do VE com uso apenas um receptor e um emissor. Mesmo tendo como foco principal da tese, o uso de transmissão sem fio de energia em movimento, foi escolhido realizar essa simulação, pois o valor da relação Y para tal é muito maior que na transmissão de energia em movimento. Os dados do projeto e os resultados obtidos dos cálculos estão descritos na Tabela 10. Como se deseja um abaixador de tensão, o projeto foi simplório, sendo definido o fator de qualidade por mera observação do ábaco da Figura 61, definindo seu valor igual a 10

(para atenuar a potência reativa do sistema, assim mantém-se um valor elevado para qualidade do filtro e com certa imunidade no ganho, frente a pequenas variações paramétricas). Calculando-se a resistência de saída equivalente para o comportamento alternado em (66) e, posteriormente, determinada a frequência de ressonância e de comutação, aplicando (80) com auxílio do ábaco da Figura 61.

Para determinar o valor do capacitor de ressonância, é utilizado (77). Salienta-se que este projeto não tinha perspectiva de montagem, portanto, a frequência de comutação não é limitada, atingindo valores fora dos padrões usuais. Da simulação do circuito, apresentado na Figura 62, obteve-se a Figura 63a-d, na qual se apresenta a tensão e corrente de saída, a corrente no indutor ressonante e a tensão no capacitor ressonante, respectivamente. A simulação da Figura 62 utiliza o modelo real dos elementos IPT, portanto, ele é composto por dois indutores com suas respectivas indutâncias próprias, denominadas L_1 e L_2 , com um acoplamento mútuo denominado por M .

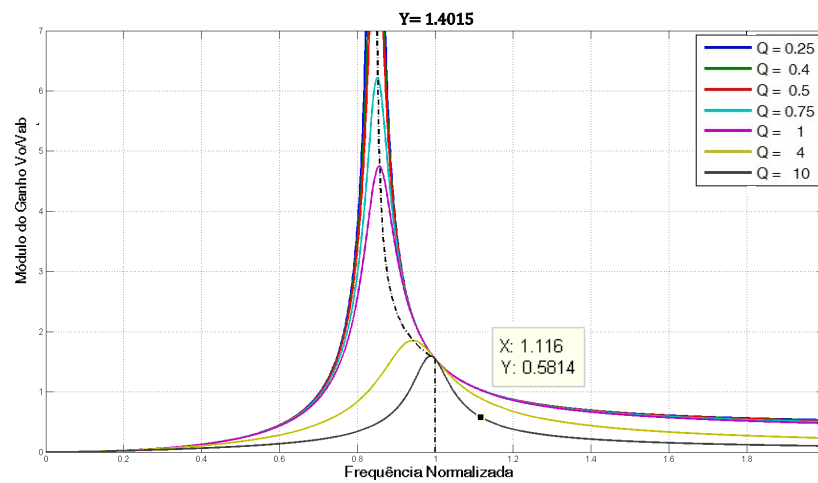
Tabela 10 - Dados do projeto do conversor LLC para WPT estático.

Parâmetro	Valor
Tensão CC barramento de entrada (V_s)	400 V
Potência máxima (P_o)	2000 W
Tensão contínua de saída (V_o)	300 V
Acoplamento mútuo (k)	0,5353
Elemento IPT:	
Indutância própria do emissor (L_1)	15,943 μH
Indutância própria do receptor (L_2)	10,90 μH
Indutância mútua entre L_1 e L_2 (M)	7,0559 μH
Indutância de dispersão (L_R)	11,375 μH
Indutância de magnetização (L_m)	4,5676 μH
Relação de transformação ($N_e : 1$)	0,6473 : 1
Fator de qualidade (Q)	10
Frequência normalizada ($\bar{\omega}$)	1,116
Frequência de comutação (F_s)	2,3866 MHz
Frequência de ressonância (F_o)	2,1385 MHz
Capacitor ressonante (C_r)	486.91 nF

Fonte: Dados do próprio autor.

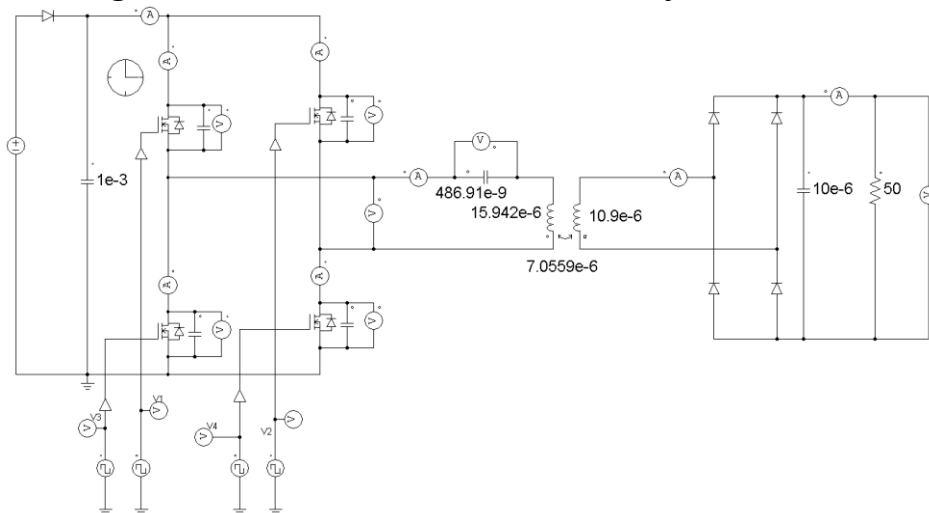
Estão apresentados de forma redundante os termos das indutâncias próprias e mútua juntamente com seus valores de dispersão, magnetização e relação de transformação obtidos no seu modelo equivalente já discutido anteriormente, pois durante o projeto são utilizados os valores do modelo equivalente e durante a simulação é utilizado o modelo de indutores fracamente acoplados. De modo que reforce a qualidade do modelo equivalente e comprove a facilidade de utiliza-lo no projeto do conversor.

Figura 61 - Ábaco para determinação da frequência normalizada de acordo com o ganho desejado.



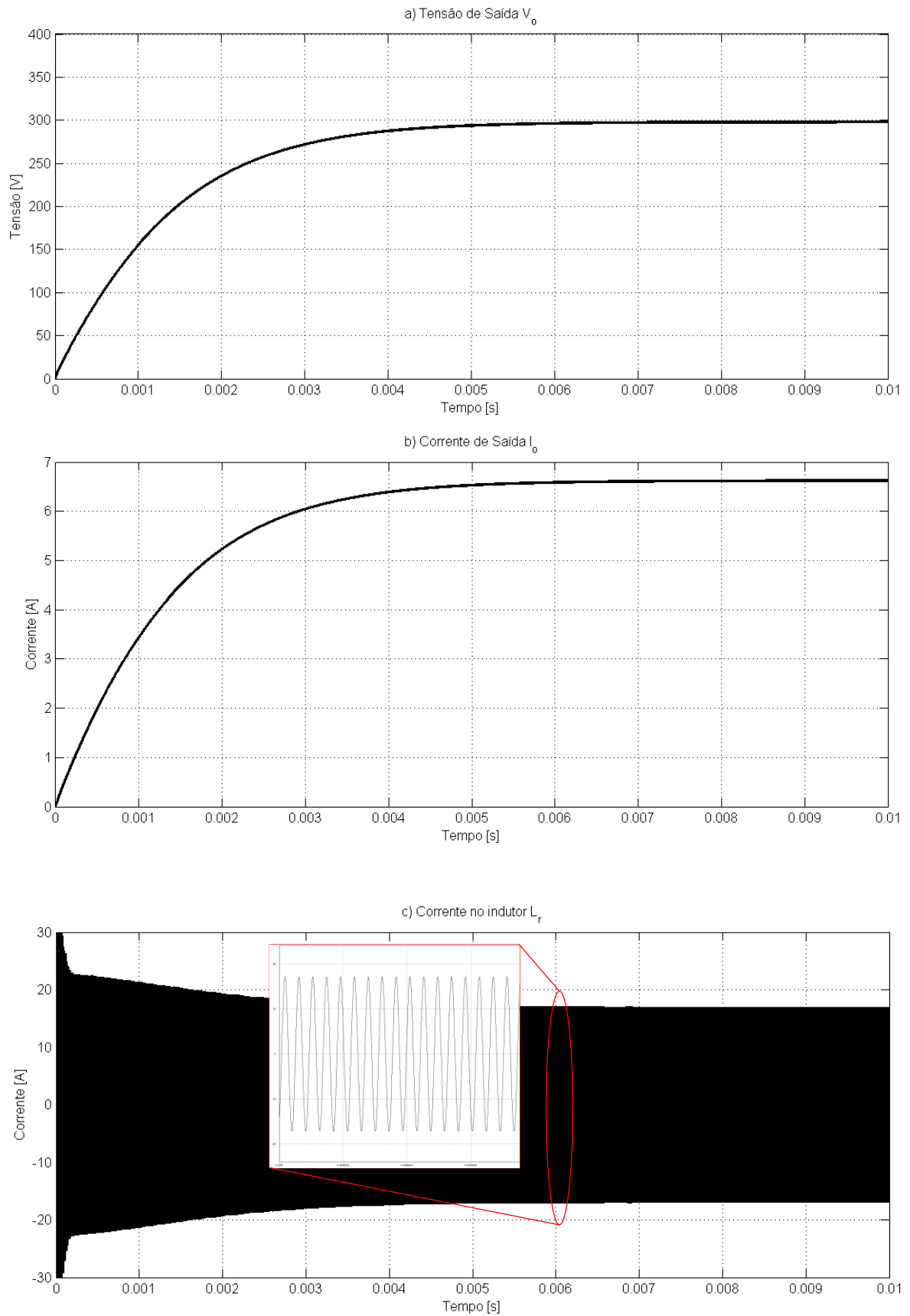
Fonte: Dados do próprio autor.

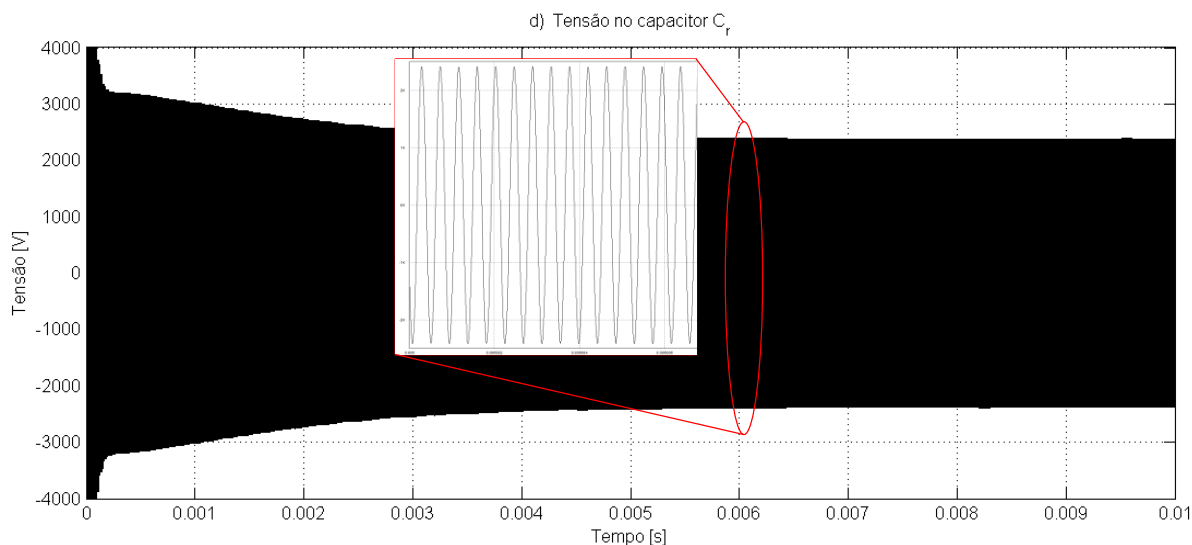
Figura 62 - Conversor LLC simulado no software PSIM®.



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 63 - Principais formas de onda do conversor LLC para WPT estático.





Fonte: Dados do próprio autor.

Verifica-se na Figura 63, que o comportamento do conversor apresenta uma corrente ressonante aceitável, entretanto, o capacitor ressonante opera com tensões elevadas. Para atenuar a magnitude dessa tensão, é necessário diminuir o fator de qualidade do filtro ressonante, o que, em contrapartida, eleva a corrente no ressonante, portanto, para a implementação dessa estrutura, é fundamental passar por um processo de otimização, no qual é comparada a corrente do ressonante e a tensão no capacitor, a fim de combinar tais parâmetros para definir um projeto ótimo.

Caso a teoria proposta fosse aplicada no carregamento sem fio em movimento, a curva de ganho teria derivadas mais acentuadas que a apresentada na Figura 61 e, devido a essa derivada, o circuito sofre grandes oscilações de ganho para pequenas variações de frequência; isso representa um problema, pois na prática, existe uma elevação natural da temperatura nos componentes ressonantes e, consequentemente, alteram os valores dos indutores e capacitores que, por sua vez, perturba o comportamento do circuito, podendo levá-lo a operar em regiões onde não possuam a comutação suave, elevando ainda mais as perdas do sistema. Já a frequência de operação seria reduzida, uma vez que há um aumento do indutor L_r e, consequentemente, a diminuição da frequência.

4.2.2 Filtro ressonante LLCC

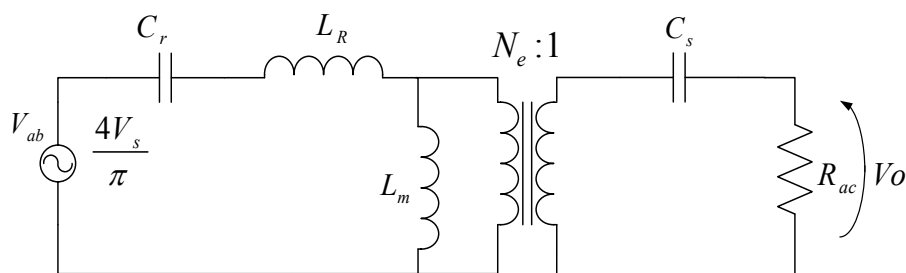
Os filtros ressonantes LLCC são estruturas de 4ª ordem e, quando comparado com a estrutura LLC, são mais complexos, tanto em sua modelagem como na sua construção, já que apresentam três pontos de ressonância, um a mais que os ressonantes de 3ª ordem. Os

conversores de 4ª ordem possuem quatro arranjos possíveis para a transmissão indutiva de energia: LLCC paralelo-série, LLCC paralelo-paralelo, LLCC série-série e LLCC série-paralelo, sendo que as duas primeiras necessitam de fonte de corrente na entrada, enquanto as duas últimas utilizam fonte de tensão. Neste trabalho, são tratadas apenas estruturas com características de entrada em fonte de tensão. Os nomes dos arranjos fornecem as informações necessárias para saber como é a organização dos elementos ressonantes. Por exemplo, no caso do LLCC série-paralelo, existe uma associação série entre o primeiro capacitor com o primeiro indutor e, posteriormente, uma associação paralela entre o segundo capacitor e o segundo indutor. Os conversores LLCC apresentam o ganho mais elevado, sem necessidade de forçar o fator de qualidade do filtro, já que possuem mais pontos de ressonância, o que é extremamente conveniente para a transmissão sem fio de energia com fraco acoplamento, diminuindo a corrente de ressonância e, conseqüentemente, elevando a eficiência da estrutura.

4.2.2.1 Filtro ressonante LLCC série-série

O conversor LLCC série-série, semelhante ao da Figura 64, é composto por um capacitor em série com o primário do elemento IPT e outro capacitor em série com a resistência de saída, gerando o circuito da Figura 64. Usualmente, este conversor opera com modulação por frequência (WU et al., 2015).

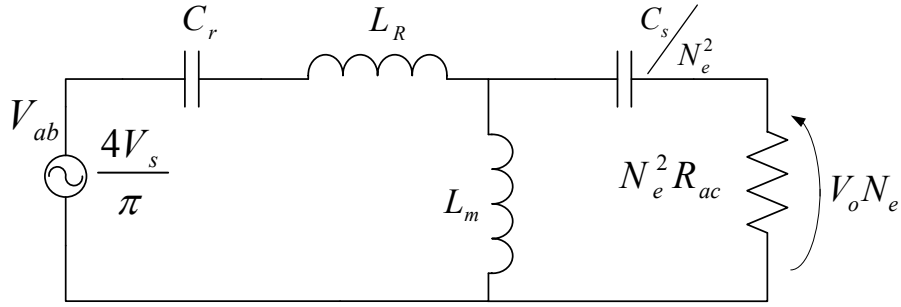
Figura 64 - Conversor LLCC série-série.



Fonte: Dados do próprio autor.

Para determinar o ganho da estrutura, é preciso definir o módulo do filtro ressonante. Inicialmente, são referenciados todos os elementos que o compõe para o primário, formando o circuito da Figura 65. Serão consideradas duas frequências de ressonância e dois fatores de qualidade, que serão correlacionados. As frequências de ressonância e os fatores de qualidade são dados em (85)-(88), respectivamente.

Figura 65 - Conversor LLCC série-série referenciado para o primário.



Fonte: Dados do próprio autor.

$$\omega_{oa} = \frac{1}{\sqrt{L_R C_r}} \quad (85)$$

$$\omega_{ob} = \frac{N_e}{\sqrt{L_m C_s}} \quad (86)$$

$$Q_a = \frac{1}{\omega_{oa} C_r R_{ac} N_e^2} \quad (87)$$

$$Q_b = \frac{1}{\omega_{ob} C_s R_{ac}} \quad (88)$$

O ganho do filtro ressonante é obtido desenvolvendo (89). Para facilitar a simplificação, é mantida a relação entre a indutância de magnetização (L_m) com a dada em (81), e são normalizadas as frequências de ressonância dadas em (85) e (86), transformando-as em (90) e (91). Após realizar todas as substituições e simplificações, obtém-se (92).

$$\left| \frac{V_o N_e}{V_s} \right| = \left(\frac{R_{ac} N_e^2}{\frac{N_e^2}{j\omega_s C_s} + R_{ac} N_e^2} \right) \frac{\left(\frac{N_e^2}{j\omega_s C_s} + R_{ac} N_e^2 \right) \parallel (j\omega_s L_m)}{\left(\left(\frac{N_e^2}{j\omega_s C_s} + R_{ac} N_e^2 \right) \parallel (j\omega_s L_m) \right) + j\omega_s L_R + \frac{1}{j\omega_s C_r}} \quad (89)$$

$$\bar{\omega}_a = \frac{\omega_s}{\omega_{oa}} \quad (90)$$

$$\bar{\omega}_b = \frac{\omega_s}{\omega_{ob}} \quad (91)$$

$$\left| \frac{V_o}{V_s} \right| = \frac{\frac{1}{N_e} \sqrt{\left(\frac{\bar{\omega}_b^3 \bar{\omega}_a}{Q_b Q_a} \right)^2 + \left(\frac{\bar{\omega}_b \bar{\omega}_a^2 (1-Y)}{Q_b} \right)^2}}{\sqrt{\left((\bar{\omega}_a^2 - 1)(\bar{\omega}_b^2 - 1) + \bar{\omega}_a^2 (1-Y) + \frac{\bar{\omega}_b^3 \bar{\omega}_a}{Q_b Q_a} + \frac{\bar{\omega}_b^2}{Q_b} (\bar{\omega}_a^2 - 1) \right)^2 + \left((\bar{\omega}_a^2 - 1)(\bar{\omega}_b^2 - 1) \frac{\bar{\omega}_b}{Q_b} + \frac{\bar{\omega}_b}{Q_b} (1-Y \bar{\omega}_a^2) - \frac{\bar{\omega}_b^2 \bar{\omega}_a}{Q_a} \right)^2}} \quad (92)$$

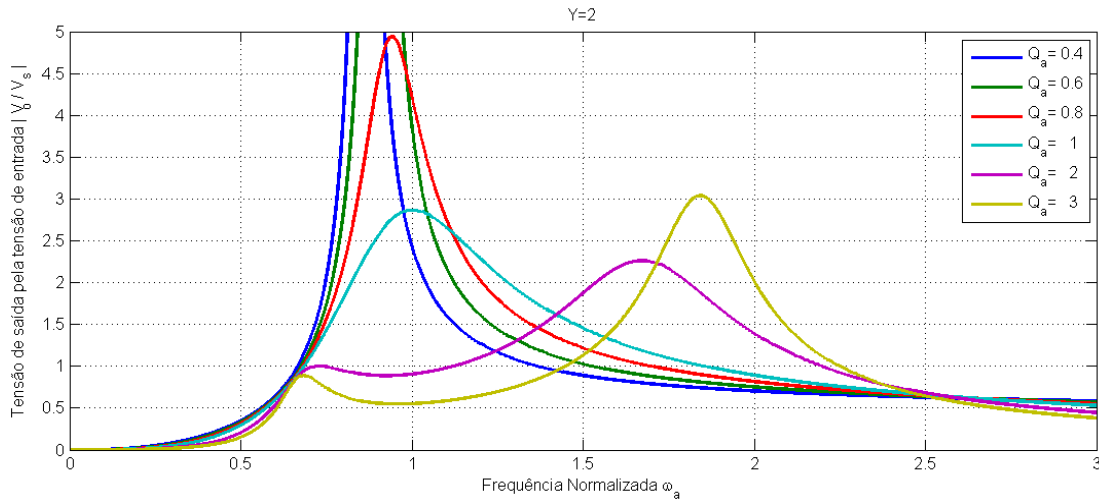
A criação da variável Y , não gera apenas uma relação entre as indutâncias, mas também cria uma relação proporcional entre os fatores de qualidade e as frequências normalizadas de ressonância. Considerando que as frequências normalizadas de ressonância possuam um valor X que as relaciona, como apresentado em (93), por consequência, é obtido (94), que relaciona os fatores de qualidade.

$$\bar{\omega}_b = X\bar{\omega}_a \quad (93)$$

$$Q_b = XQ_a(Y - 1) \quad (94)$$

A partir da expressão (92), é obtido o gráfico da Figura 66, considerando Y igual a dois e X igual a três quartos, de forma aleatória; porém, nota-se que o conversor possui pontos de ganho máximo, variando de acordo com o fator de qualidade do filtro. Como, idealmente, a única componente que pode ser alterada durante a operação do conversor é a resistência, o conversor em questão possui ganho altamente dependente da carga, necessitando ajuste constante da frequência de comutação para possuir resiliência a variações de carga.

Figura 66 - Curva do ganho normalizado para ressonante LLCC série-série com $Y=2$.



Fonte:

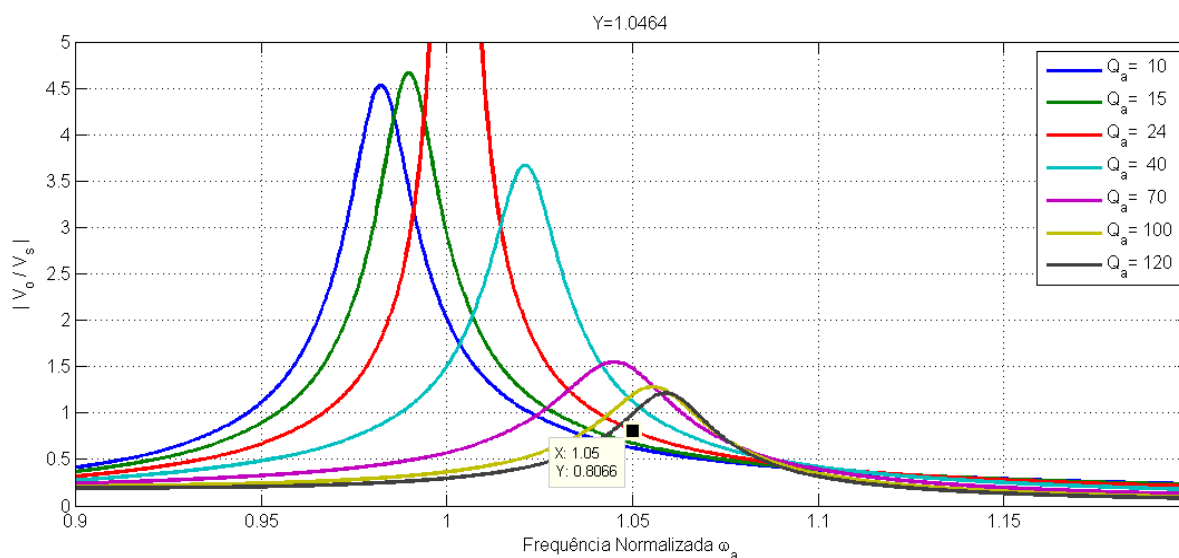
Dados do próprio autor.

Foi dito que a estrutura apresenta duas frequências de ressonância dadas por (90) e (91), respectivamente. Verifica-se que as frequências de ressonância são fixas, mas na realidade, a frequência observada pelo diagrama de Bode da Figura 68, apresenta apenas um comportamento de ressonância que ocorre no pico do ganho do gráfico da Figura 66, ou seja, o *resonant tank* apresenta uma frequência de ressonância fruto da combinação de (90) e (91),

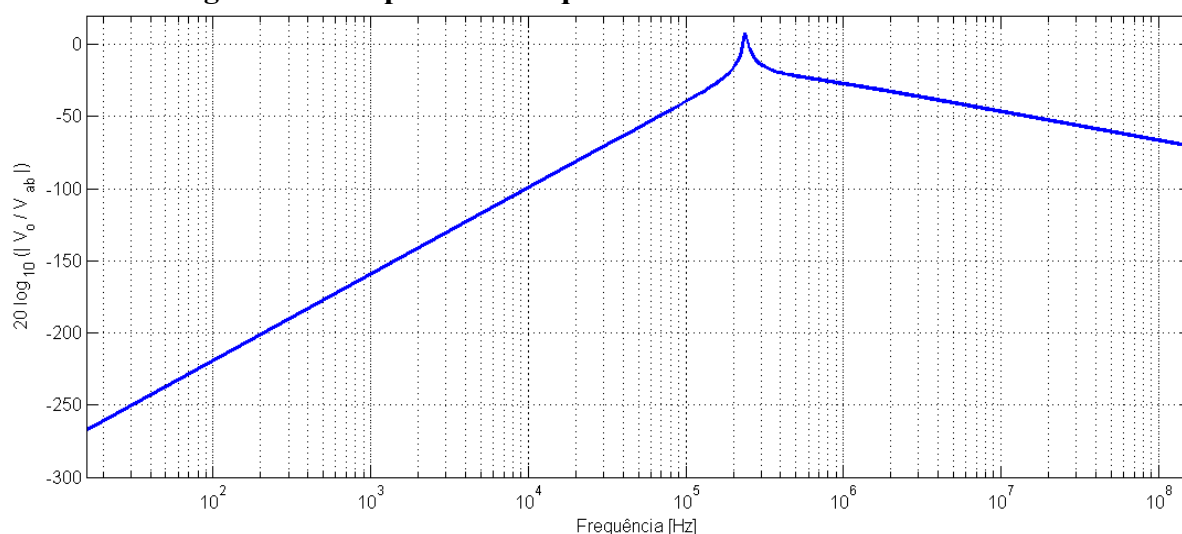
e desloca-se de acordo com a carga; a obtenção de (92) com a manipulação de (85)-(94) facilita tanto o projeto como a compreensão do comportamento do conversor.

Como visto anteriormente, a relação Y possui um valor próximo a um, quando aplicado na transmissão sem fio de energia em movimento. Portanto, o fator de qualidade Q_b , normalmente, detém um valor muito pequeno, ou seja, possui um ganho elevado e com inclinação acentuada, o que dificulta o controle e ainda gera uma circulação excessiva de potência reativa, conseqüentemente, elevando as perdas energéticas. Para contrapor o efeito causado pelo fator de qualidade do filtro Q_b , é necessário que o fator de qualidade Q_a seja elevado, portanto, o gráfico do módulo do ganho, apresentado na Figura 67, utiliza valores elevados para Q_a , enquanto que a relação X é mantida igual a 1,1.

Figura 67 - Curva do ganho normalizado para ressonante LLCC série-série aplicado WPT.



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 68 - Resposta em frequência do filtro LLCC série-série.

Fonte: Dados do próprio autor.

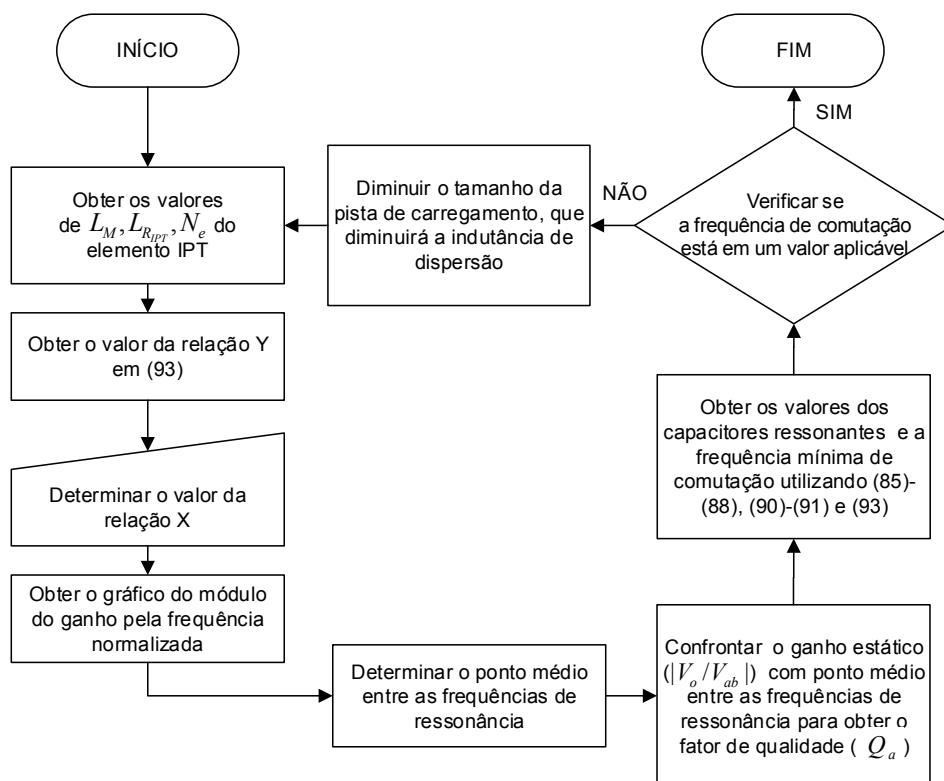
Observando a Figura 67, visualiza-se que, conforme a qualidade do filtro Q_a aumenta, menor será o pico do ganho e mais próximo ele fica do valor médio da relação X , contanto que a frequência normalizada ω_a seja superior ao valor unitário. Pode-se interpretar a relação X como a distância entre as frequências de ressonância ω_a e ω_b . Portanto, o valor médio entre as frequências representa o ponto crítico em que o conversor sempre opera com características de comutação suave, independentemente da carga. Para o projeto do conversor com modulação por frequência, sugere-se que a carga máxima esteja no ponto médio das frequências normalizadas; define-se esse ponto como a frequência mínima de comutação, já a frequência máxima de comutação é dada pela carga mínima.

4.2.2.1.1 Fluxograma para projeto do conversor llcc série-série

Para facilitar o projeto e a seleção de todos os elementos e parâmetros desse conversor, é apresentado na Figura 69, o procedimento passo a passo para desenvolvimento do conversor LLCC série-série, em transmissão sem fio de energia, para veículos elétricos em movimento, operando como abaixador de tensão. Ao fim desse procedimento, são obtidos os elementos ótimos para que o circuito possua a menor dissipação de energia possível, ou seja, o conversor apresentará a melhor eficiência para esse arranjo.

Como a indutância de dispersão da pista varia de projeto a projeto, não foi determinado um valor ótimo para a variável X , mas por observação, foi visto que quanto menor a indutância de dispersão, mais longínquo os dois pontos de ressonância podem estar.

Figura 69 - Fluxograma para o projeto do conversor LLCC série-série para WPT.



Fonte: Dados do próprio autor.

4.2.2.1.2 Projeto do conversor llcc série-série para transmissão sem fio de energia em movimento

Utilizando o fluxograma descrito na Figura 69, é projetada uma proposta de conversor LLCC série-série para WPT. A partir dos valores da Tabela 11, é obtido o gráfico da Figura 67.

Tabela 11 - Dados do projeto do conversor LLC série-série para WPT *in-motion*.

Parâmetro	Valor
Tensão CC barramento de entrada (V_s)	300 V
Potência máxima (P_o)	1150 W
Tensão contínua de saída (V_o)	240 V
Resistência de saída (R_o)	50 Ω
Acoplamento mútuo (k)	0,1489
Elemento IPT:	
Indutância própria do emissor (L_1)	103 μH
Indutância própria do receptor (L_2)	10,90 μH
Indutância mútua entre L_1 e L_2 (M)	7,0559 μH
Indutância de dispersão (L_R)	98,432 μH
Indutância de magnetização (L_M)	4,5676 μH
Relação de transformação ($N_e:1$)	0,6473 : 1
Relação entre as frequências de ressonâncias (X)	1,1
Relação entre as indutâncias de magnetização e dispersão (Y)	1,0464

Fonte: Dados do próprio autor.

Estão apresentados de forma redundante os termos das indutâncias próprias e mútua juntamente com seus valores de dispersão, magnetização e relação de transformação obtidos no seu modelo equivalente já discutido anteriormente, pois durante o projeto são utilizados os valores do modelo equivalente e durante a simulação é utilizado o modelo de indutores fracamente acoplados. De modo que reforce a qualidade do modelo equivalente e comprove a facilidade de utiliza-lo no projeto do conversor.

Inicialmente, é necessário determinar o ganho estático em (95), posteriormente, confronta-se o ganho estático e o valor médio entre as frequências de ressonância com o gráfico da Figura 67 e, a partir dele, obtém-se o fator de qualidade do filtro (Q_a). O valor médio entre as frequências é obtido em (96).

$$\left| \frac{V_o}{V_s} \right| = 0,8 \quad (95)$$

$$\overline{\omega_{Qa}} = \frac{(1 + X)}{2} = 1,05 \quad (96)$$

Sendo: $\overline{\omega_{Qa}}$: múltiplo que determina a frequência de comutação;

Do gráfico da Figura 67, é obtido o fator de qualidade do filtro (Q_a) igual a 24 para a carga máxima, e a partir desse valor, são obtidos os valores dos capacitores que compõem o conversor LLCC série-paralelo. Combinando (85) com (87), é obtido (97) - o valor de C_r ; o mesmo pode ser feito para o capacitor C_s , combinando (86) com (88) e (93), obtendo (98).

Para determinar a frequência de comutação, basta determinar a frequência de ressonância em (85) e aplicar o fator múltiplo $\overline{\omega_{Qa}}$, como apresentado em (99) e (100) respectivamente, para frequência de ressonância e de comutação.

$$C_r = \frac{L_R}{Q_a^2 R_{ac}^2 N_e^2} = 731,47 \text{ pF} \quad (97)$$

$$C_s = \frac{L_m}{R_{ac}^2 Q_b^2} = 5,459 \text{ nF} \quad (98)$$

$$f_{oa} = \frac{\omega_{oa}}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_R C_r}} = 546,93 \text{ KHz} \quad (99)$$

$$f_s = \overline{\omega_{Qa}} f_{oa} = 609 \text{ KHz} \quad (100)$$

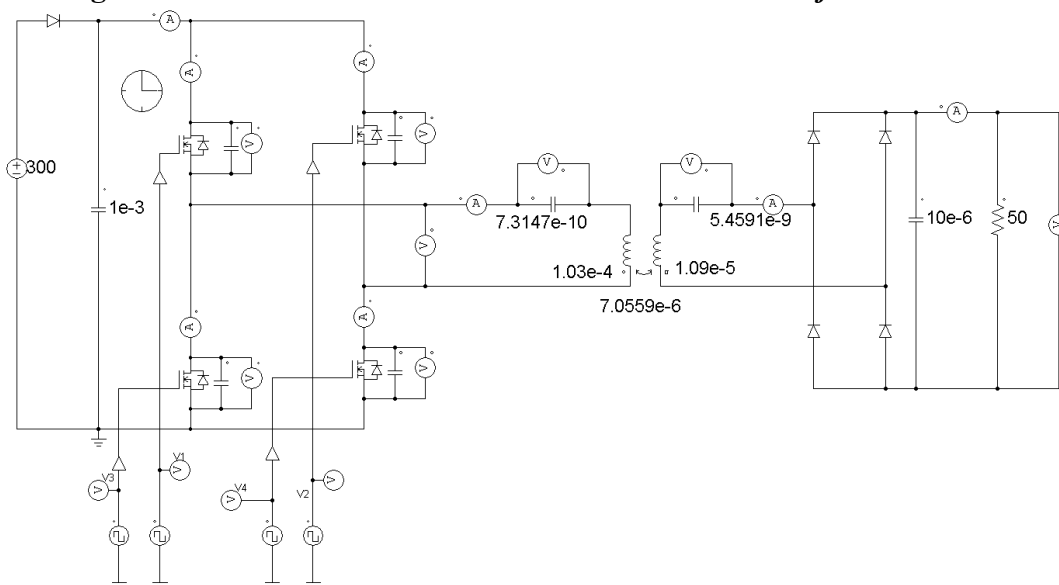
Com os parâmetros desse conversor determinados, são apresentadas, na Figura 71a-e, as principais formas de onda do conversor LLCC série-série para WPT em movimento, obtidas a partir da simulação do circuito indicado pela Figura 70. Nota-se que a corrente ressonante exibiu valores com pequenas magnitudes quando comparada a outras estruturas, e combinada à comutação ZVS na entrada de condução, ela possui o melhor rendimento entre todas as estruturas descritas neste texto. Entretanto, a tensão exacerbada sobre o capacitor C_r apontou-se como um sério problema para esse arranjo; outra dificuldade encontrada é a impossibilidade do controle indireto da corrente no VE necessitando obrigatoriamente da instrumentação do VE e, também, um sistema de comunicação de alta velocidade e confiabilidade, o que para os sistemas atuais pode representar um impedimento de sua

aplicação, mas futuramente, com *smart cities* e os avanços nas telecomunicações, é possível que o projeto se torne mais viável.

Uma peculiaridade dessa estrutura, quando aplicada em WPT em movimento, foi a oportunidade de operar com frequência fixa, pois a resposta em frequência desse filtro tornou-se praticamente fixa e, assim permitiu tal operação. Entretanto, para qualquer valor de carga entre a nominal e zero, a corrente no indutor ressonante e no capacitor ressonante tornou-se constante, havendo a necessidade de observar as variáveis contidas no secundário, ou seja, retorna-se ao mesmo problema da modulação em frequência para este conversor.

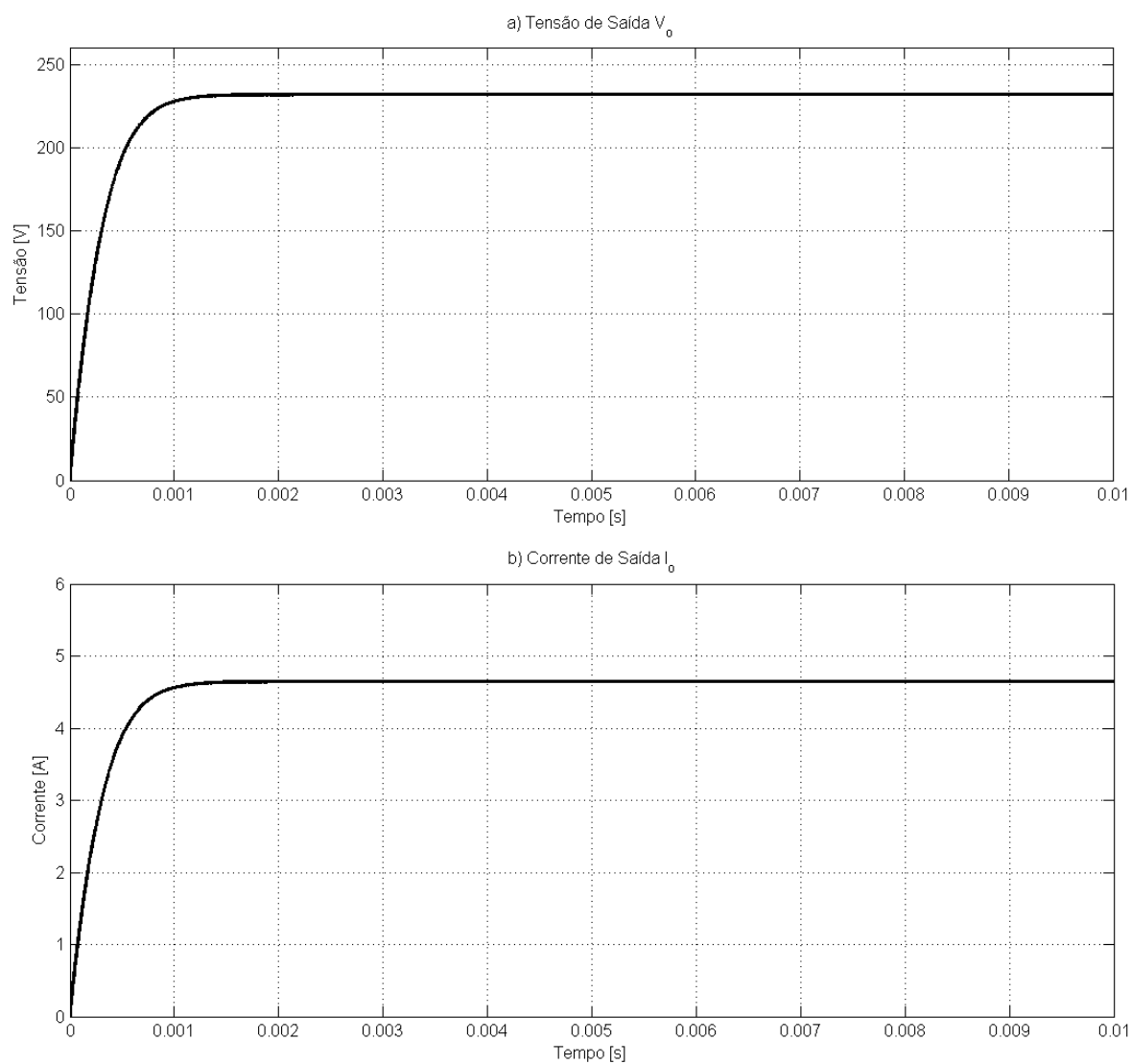
O circuito da Figura 70 utiliza o modelo real do elemento IPT que pode ser representado por dois indutores com um acoplamento mútuo.

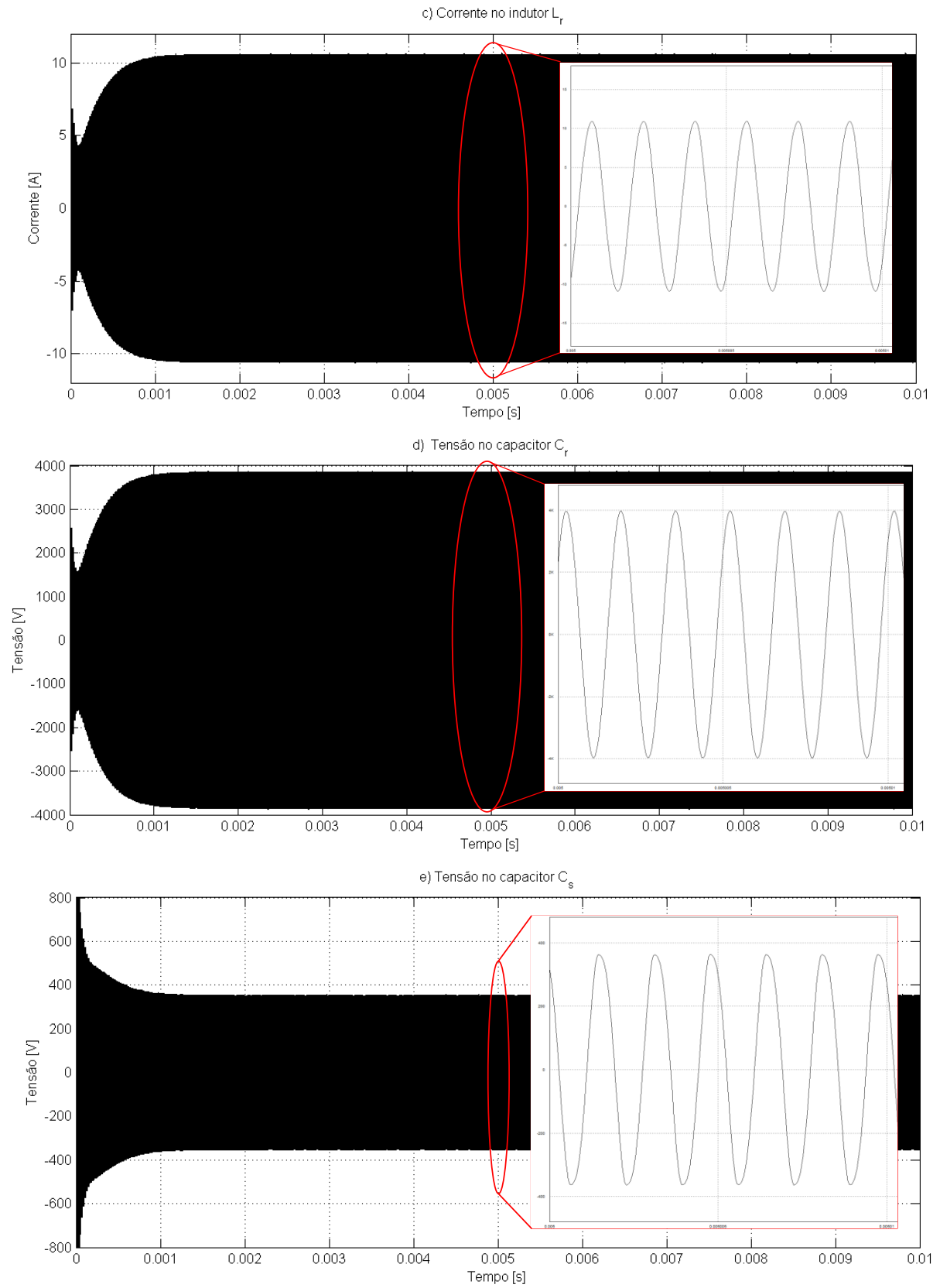
Figura 70 - Conversor LLCC série-série simulado no software PSIM®.



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 71 - Principais formas de onda do conversor LLCC série-série para WPT *in-motion*.



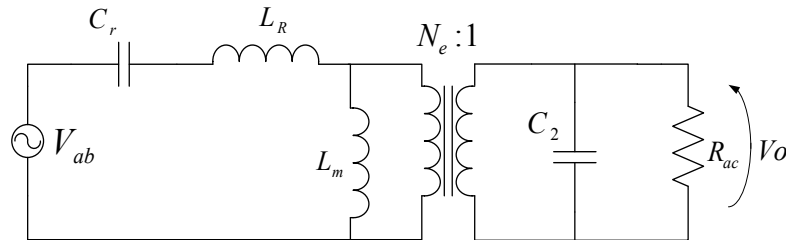


4.2.2.2 Filtro ressonante LLCC série-paralelo

O conversor LLCC série-paralelo é composto por um capacitor em série com o primário do elemento IPT e outro capacitor em paralelo com a carga, gerando o circuito da Figura 72. Como

o capacitor está em paralelo com a carga e, também, com a indutância L_m , o circuito possui pontos fixos de ressonância que não variaram com a carga. Por esse motivo, permite-se o uso da modulação por deslocamento de fase e frequência fixa (PWM - *Phase Shift*).

Figura 72 - Conversor ressonante LLCC série-paralelo.

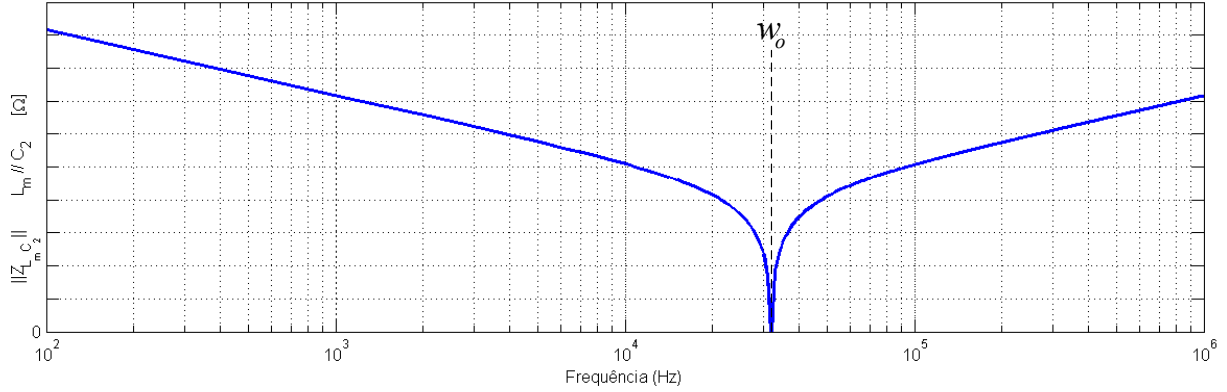


Fonte: Dados do próprio autor.

Usualmente, esse conversor possui três pontos de ressonância, entretanto, é possível anular o efeito de uma ressonância, fazendo a frequência de comutação do conversor igual à frequência de ressonância entre os elementos L_m e C_2 . Isso possibilita a máxima transferência de potência para as estrutura WPT; na Figura 73, apresenta-se o módulo da impedância de um circuito LC paralelo. Note que a curva apresenta um ponto de inflexão, que ocorre na frequência de ressonância, sendo que o módulo da impedância nesse ponto tende a zero, permitindo que o fluxo total de energia seja enviado da entrada para a saída. Portanto, fazer a consideração proposta permite desprezar o efeito desses componentes na definição do ganho desse conversor ressonante, facilitando o seu dimensionamento. Porém, essa ressonância paralela envolve uma troca elevada de energia e, devido às resistências parasitas dos elementos passivos, existe uma substancial dissipação de energia.

A dissipação de energia entre os elementos ressonantes L_m e C_2 , pode ser obtida analisando a energia armazenada em C_2 e L_m , respectivamente, dadas em (101) e (102), considerando ainda que exista uma resistência R_{L_s} parasita entre os ressonantes. A energia dissipada dada por (103) foi obtida combinando (101) e (102).

Figura 73 - Resposta em frequência do módulo da impedância paralela entre L_m e C_2 .



Fonte: Dados do próprio autor.

$$W_{C_2} = \frac{C_2 V_O^2}{2} \quad (101)$$

$$W_{L_m} = \frac{L_m i^2}{2} \quad (102)$$

$$P_{dis} = R_{L_s} i^2 = R_{L_s} V_O^2 \frac{C_2}{L_m} \quad (103)$$

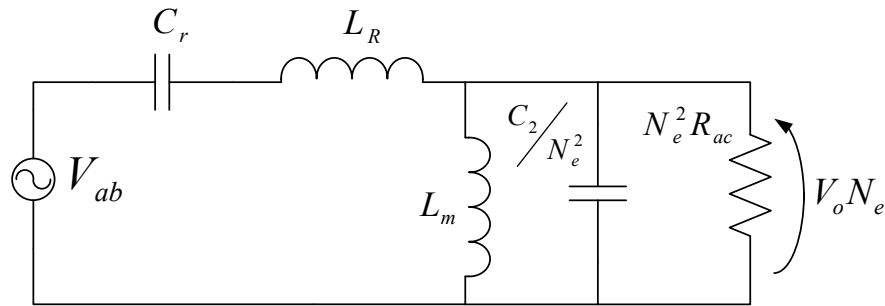
Sendo: W_{C_2} : energia armazenada no capacitor paralelo C_2 ;

W_{L_m} : energia armazenada na indutância de dispersão L_m ;

R_{L_s} : resistência equivalente parasita da indutância de magnetização e do capacitor paralelo;

Em (103), comprova-se que a tensão de saída apresenta o maior efeito sobre a energia dissipada, portanto, pode-se operar com potências elevadas e alta eficiência, contanto que a tensão de saída seja limitada, elevando em muito a eficiência do circuito proposto, uma vez que a energia dissipada sobre R_{L_s} é a maior parcela de perda de energia do sistema.

Dando continuidade ao projeto do conversor LLC série-paralelo, é necessário orientar os componentes do circuito da Figura 72 para o primário do transformador ideal, resultando no circuito da Figura 74. Após a realização das considerações supracitadas, o conversor apresenta duas frequências de ressonância, dadas, respectivamente, em (104) e (105).

Figura 74 - Conversor LLC série-paralelo ressonante sob orientação do primário.

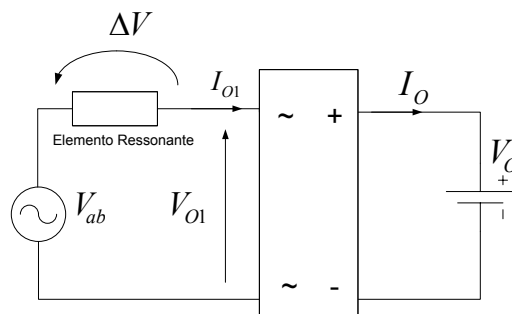
Fonte: Dados do próprio autor.

$$\omega_{o_1} = \frac{1}{\sqrt{L_R C_r}} \quad (104)$$

$$\omega_{o_2} = \frac{N_e}{\sqrt{L_m C_2}} \quad (105)$$

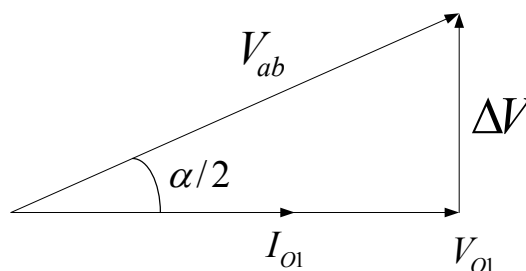
O método para determinar o ganho dessa estrutura é diferenciado das outras. Existem três métodos clássicos para o projeto de conversores ressonantes: pelo módulo do ganho do filtro ressonante, pelo método do plano de fase e para alguns casos, o modelo aproximado. Especificamente, para esse conversor, é apresentado o plano de fase, mas o projeto do conversor é feito pelo modelo aproximado. O modelo aproximado considera que o conversor possui uma fonte de tensão alternada V_{ab} , que é uma impedância que representa o elemento ressonante, uma ponte retificadora e a carga que pode ser simbolizada por uma fonte de corrente ou uma fonte de tensão, variável de acordo com a estrutura do elemento ressonante. Nesse caso, é expresso por uma fonte de tensão na saída, como apresentado na Figura 75.

Os valores para a tensão V_{o1} e corrente I_{o1} , apresentados na Figura 75, podem ser obtidos em (66) e (67). A partir dessa mesma figura, é possível representar o conversor por um diagrama fasorial, conforme descrito na Figura 76.

Figura 75 – Modelo aproximado do conversor CSR-ZVS-PS.

Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 76 - Diagrama fasorial do circuito da Figura 75.

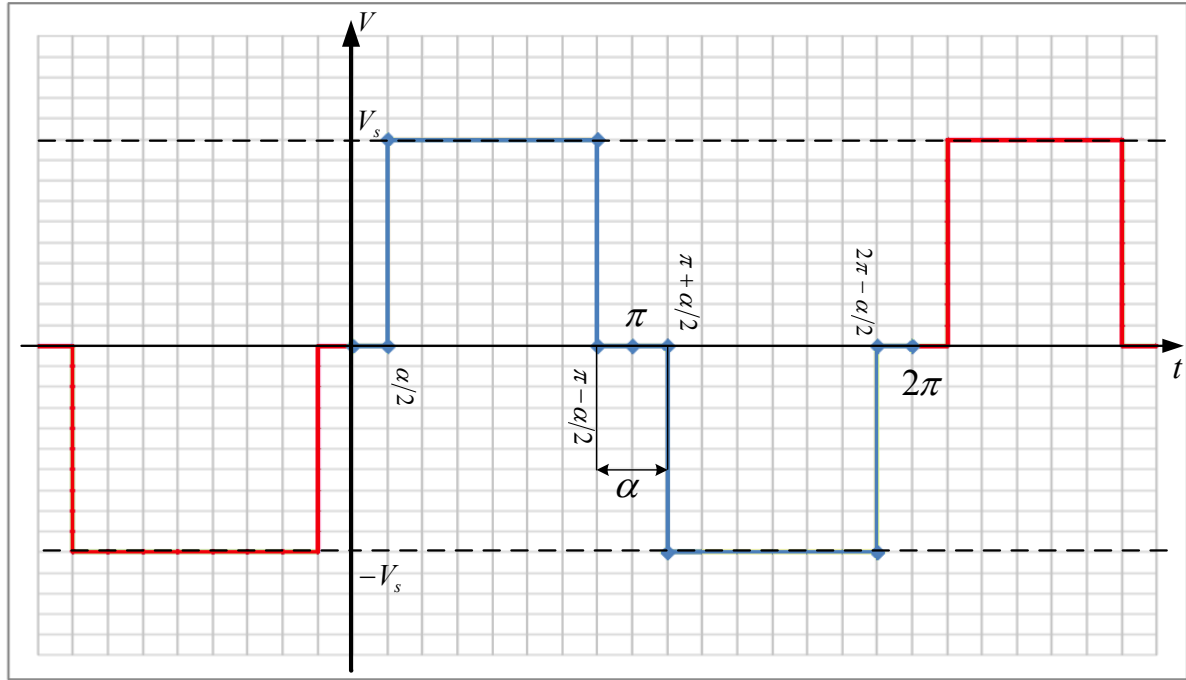


Fonte: Dados do próprio autor.

Até o momento, não foi interpretado o real valor de V_{ab} quando aplicado na modulação por deslocamento de fase com frequência fixa, a qual se refere a uma fonte de tensão de entrada com comportamento senoidal, mas realmente é composta por uma onda quadrada com descolamento de fase (*phase-shift*), dado por um valor α conforme descrito na Figura 77.

Sabe-se que qualquer sinal periódico pode ser decomposto em função de senos e cossenos, como em (106)-(109), a partir da transformada de Fourier, ao aplicá-la no sinal da Figura 77, sendo obtidos valores nulos em (107) e (108), e restando apenas (109), a componente que compõe uma série infinita de senos. Entretanto, esse sinal é aplicado em um filtro (*resonant tank network*) e seu comportamento, ao invés de uma onda quadrada, possui majoritariamente sua primeira harmônica de (110), ou seja, (111). Para alterar a magnitude de V_{ab} , é utilizado o sinal de controle α , que afeta diretamente a magnitude de (111). Para a máxima transferência de energia, é utilizado o valor de α igual a zero, e para inibir a transferência, o valor de α deverá ser igual a π , portanto, o valor de α está no intervalo de zero a π . O modelo aproximado não utiliza o valor instantâneo, mas apenas o valor da amplitude de (111), restando assim, (112), em que se despreza o efeito temporal sobre V_{ab} .

Figura 77 - Tensão V_{ab} considerando um deslocamento de fase α .



Fonte: Dados do próprio autor.

$$f(x) = \frac{a_o}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos(n\omega_o x) + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin(n\omega_o x) \quad (106)$$

$$a_o = \frac{2}{T} \int_0^T f(x) dx \quad (107)$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(x) \cos(n\omega_o x) dx \quad (108)$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(x) \sin(n\omega_o x) dx \quad (109)$$

$$V_{ab}(t) = \frac{4}{\pi} V_s \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \cos\left(\frac{n\alpha}{2}\right) \sin(n\omega_s t) \quad (110)$$

$$V_{ab}(t) = \frac{4}{\pi} V_s \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) \sin(\omega_s t) \quad (111)$$

$$V_{ab} = \frac{4}{\pi} V_s \cos(\alpha/2) \quad (112)$$

Aplicando o teorema de Pitágoras no diagrama fasorial da Figura 76, obtém-se (113).

$$V_{ab}^2 = V_{o1}^2 + \Delta V^2 \quad (113)$$

A queda de tensão sobre o elemento ressonante pode ser obtida em (114). Nota-se que as impedâncias de L_m e C_2 foram omitidas, visto que suas impedâncias possuem o mesmo módulo, porém, sinais contrários. Portanto, a associação de suas respectivas impedâncias seria nula, restando, assim, um equivalente ao circuito série ressonante de C_r e L_R .

$$\Delta V = (X_{C_r} + X_{L_R})I_{o1} \quad (114)$$

Aplicando (112), (114) e o valor de V_{o1} e I_{o1} obtidos em (66) e (67), em (113), e, posteriormente, dividindo-os pela tensão de entrada e pela constante $4/\pi$, obtém-se (115). Definindo q como o ganho estático da estrutura, dado pela relação direta da tensão de saída pela tensão de entrada e a substituindo em (115), obtém-se (116).

$$\left(\cos \frac{\alpha}{2}\right)^2 = \left(\frac{V_o}{V_s}\right)^2 + \left(\frac{\pi^2}{8}(X_{L_R} + X_{C_r})\frac{I_o}{V_s}\right)^2 \quad (115)$$

$$\left(\cos \frac{\alpha}{2}\right)^2 = q^2 + \left(\frac{\pi^2}{8}(X_{L_R} + X_{C_r})\frac{I_o}{V_s}\right)^2 \quad (116)$$

As impedâncias X_{L_M} e X_{C_r} são dadas, respectivamente, por (117) e (118), substituindo-as em (116), juntamente com a frequência de ressonância dada em (104) e, posteriormente, isolando o ganho estático q , obtém-se (119).

$$X_{L_R} = \omega_s L_R \quad (117)$$

$$X_{C_r} = -\frac{1}{\omega_s C_r} \quad (118)$$

$$q = \sqrt{\cos^2 \frac{\alpha}{2} - \frac{\pi^4}{8^2} \left(\frac{\frac{\omega_s^2}{\omega_{o1}^2} - 1}{\omega_s C_r} \right)^2 \left(\frac{I_o}{V_s} \right)^2} \quad (119)$$

Por definição, a corrente pode ser normalizada aplicando (120); já a frequência, pode ser normalizada por (121); então, aplicando (120) e (121) em (119), obtém-se (122), a equação que define o ganho estático de acordo com os valores do ângulo de controle, da frequência normalizada e da corrente de saída normalizada. Assim, na Figura 78, são

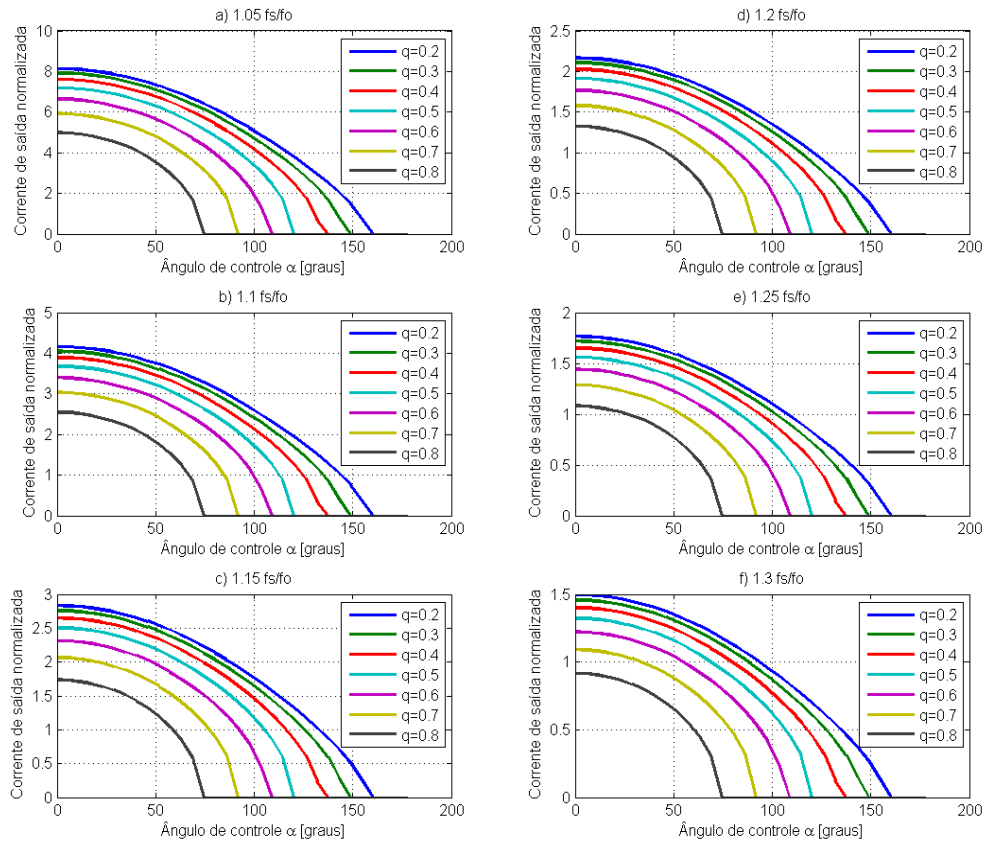
apresentados os gráficos, variando os valores de ganho estático, frequência normalizada e o ângulo de controle (α). Aparentemente, o resultado do ganho estático é igual ao clássico conversor série ressonante PWM com *Phase-shif*. Entretanto, as semelhanças acabam nesse ponto, pois o conversor série ressonante possui uma faixa de operação restrita pela operação em modo contínuo; já o conversor LLCC não possui a mesma restrição, pois a troca energética da segunda ressonância impõe a condução contínua em qualquer ponto de operação do conversor.

$$\bar{I}_o = \frac{I_o}{V_s} \sqrt{\frac{L_R}{C_r}} \quad (120)$$

$$\bar{\omega}_1 = \frac{\omega_s}{\omega_{o1}} \quad (121)$$

$$q = \sqrt{\cos^2 \frac{\alpha}{2} - \frac{\pi^4}{8^2} \left(\frac{\bar{\omega}_1^2 - 1}{\bar{\omega}_1} \right)^2 \bar{I}_o^2} \quad (122)$$

Figura 78 - Ábacos de projeto para o conversor LLCC série-paralelo.

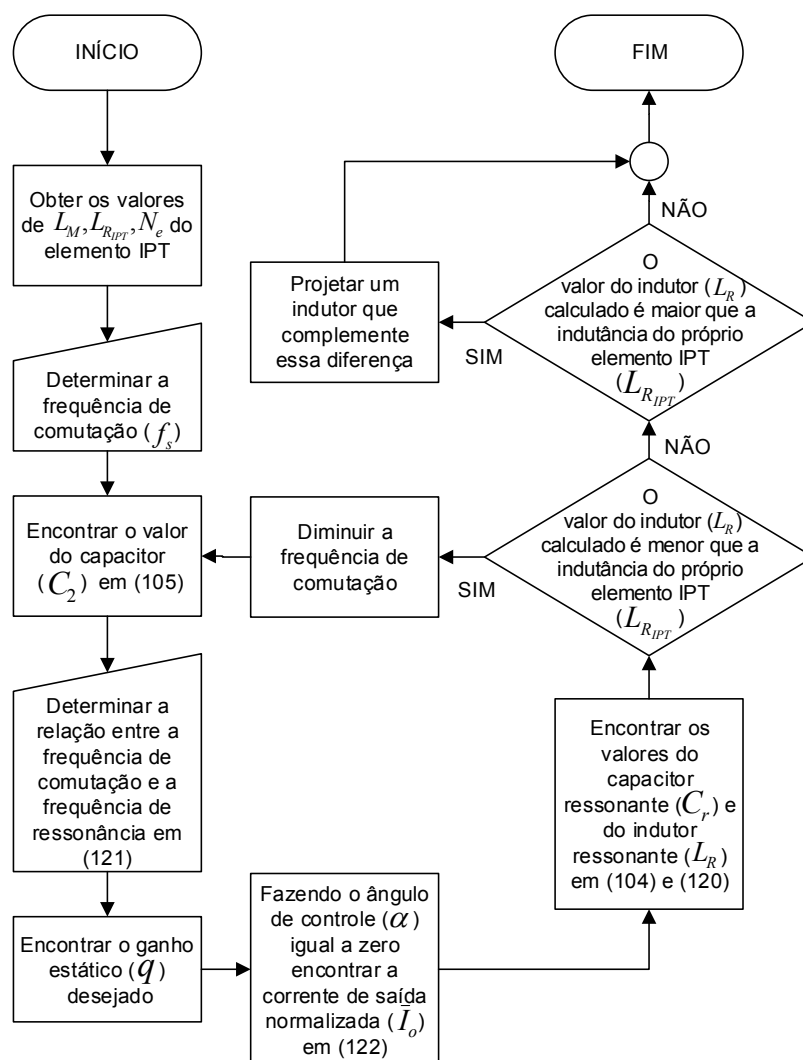


Fonte: Dados do próprio autor.

4.2.2.2.1 FLUXOGRAMA PARA PROJETO DO CONVERSOR LLCC SÉRIE-PARALELO

Para facilitar o projeto e a seleção de todos os parâmetros desse conversor, é apresentado na Figura 79, o procedimento passo a passo para desenvolvimento do conversor LLCC série-paralelo, em transmissão sem fio de energia, para veículos elétricos em movimento. Ao término deste fluxograma, com todos os componentes especificados, o conversor irá possuir o melhor desempenho para todas as condições de carga.

Figura 79 - Fluxograma para o projeto do conversor LLCC série-paralelo ressonante.

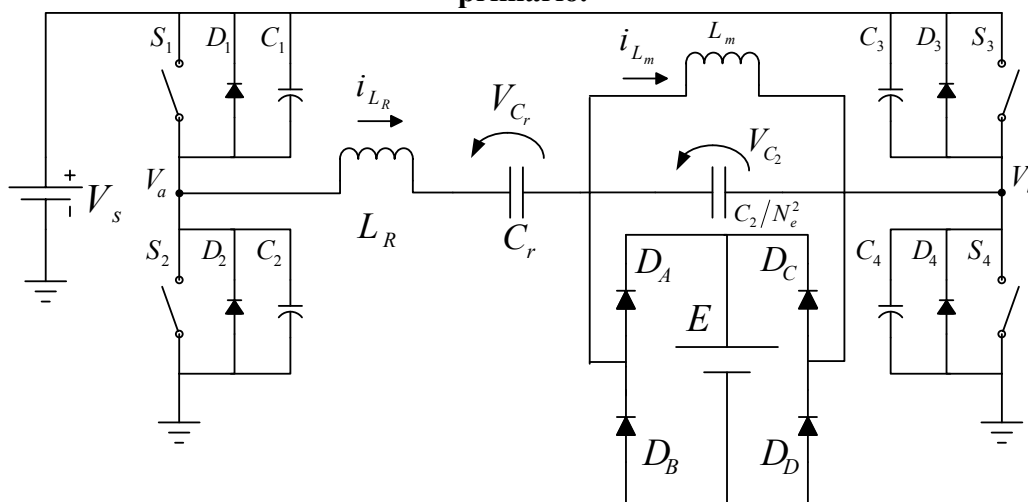


Fonte: Dados do próprio autor.

4.2.2.2.2 ETAPAS DE OPERAÇÃO DO CONVERSOR LLCC SÉRIE-PARALELO

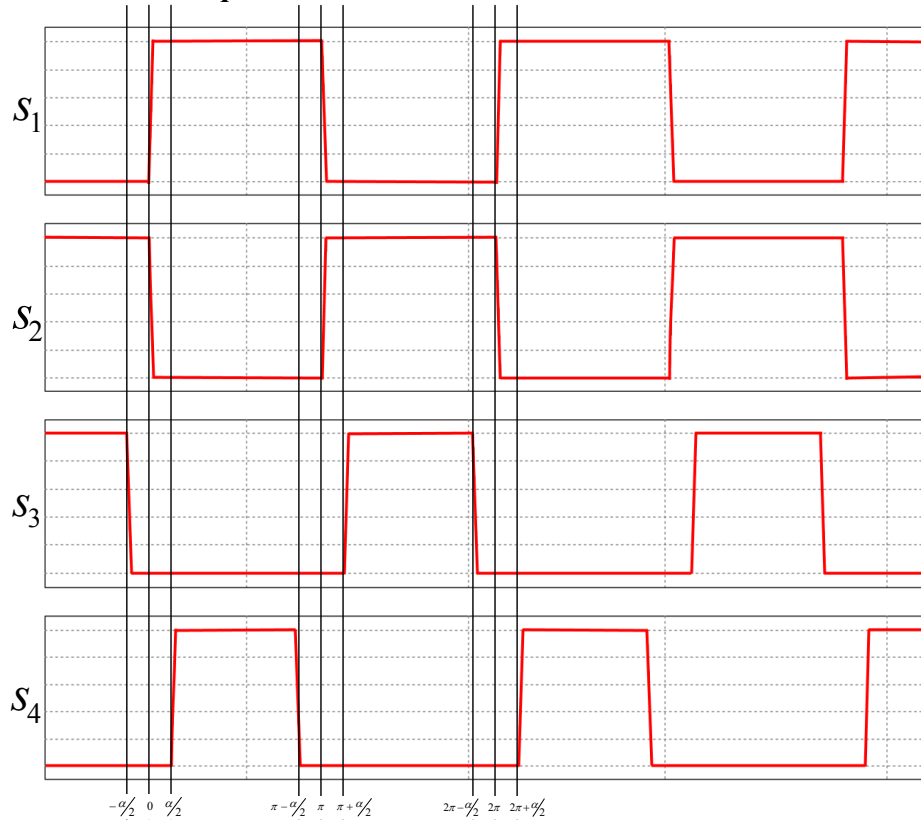
O comportamento do conversor LLCC série-paralelo, com as considerações realizadas, assemelha-se a um conversor série ressonante com frequência fixa e deslocamento de fase, já que a ressonância entre L_m e C_2/N_e^2 , não afeta o funcionamento do circuito. A estrutura a ser analisada é em ponte completa (*full-bridge*) com o estágio de saída referido para o primário, conforme Figura 80. Já a Figura 81 mostra de forma simplificada os sinais de comando dos comutadores da estrutura da Figura 80. A seguir, são descritas as etapas de operação do conversor.

Figura 80 - Conversor LLCC série-paralelo com o estágio de saída referido para o primário.



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 81 - Sinais de comando do conversor LLC série-paralelo com modulação por frequência fixa com deslocamento de fase.



Fonte: Dados do próprio autor.

- 1ª Etapa, intervalo (t_o, t_1) :

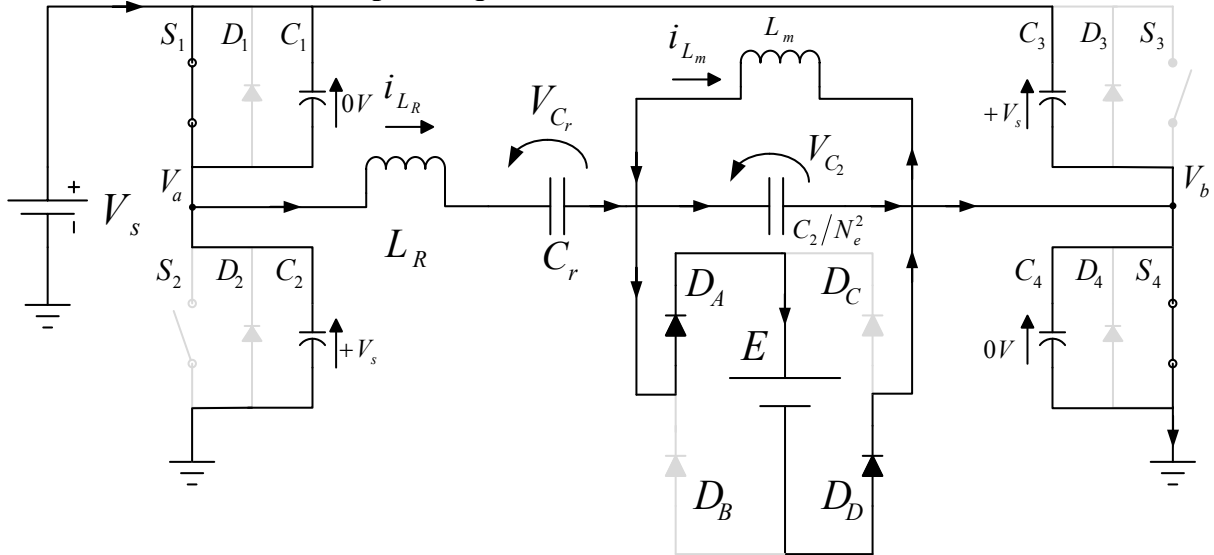
O circuito apresenta as seguintes condições iniciais para o tempo $t = t_o$: $V_{C_r}(t_o) = -V_{CO}$; $i_{L_R}(t_o) = 0$, os transistores S_1 e S_4 são comandados para entrar em condução sob tensão nula e corrente nula, ou seja, ZVS e ZCS.

Na Figura 82, é demonstrado o fluxo da energia durante essa primeira etapa de operação. Durante essa etapa, a corrente no indutor L_R e a tensão sobre o capacitor C_r evoluem de forma ressonante; a corrente i_{L_R} permanece crescendo enquanto a tensão V_{C_r} também cresce, até inverter sua magnitude. A tensão $V_{ab}(t)$, fruto da diferença entre as tensões de V_a e V_b , permanece igual a $+V_s$.

Em $t = t_1$, tem-se que a tensão sobre o capacitor C_r atinge o valor V_1 , e a corrente no indutor L_R atinge o valor I_1 , de acordo com o gráfico da Figura 88. Por fim, o transistor S_4 é bloqueado com tensão nula, ou seja, ZVS.

Assim, no instante ($t = t_1$), o diodo D_3 assume a corrente i_{L_R} , conjuntamente com a chave S_1 .

Figura 82 - Primeira etapa de funcionamento do conversor LLC série-paralelo com modulação por frequência fixa com deslocamento de fase.



Fonte: Dados do próprio autor.

- 2ª Etapa, intervalo (t_1, t_2):

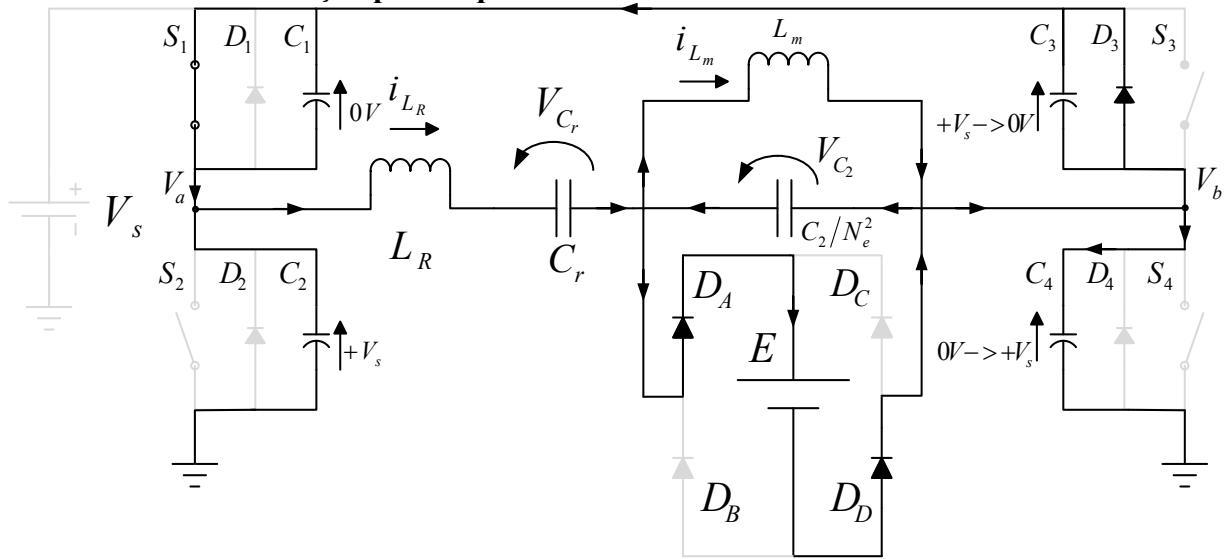
O circuito apresenta as seguintes condições iniciais para o tempo $t = t_1$: $V_{C_r}(t_1) = V_1$; $i_{L_R}(t_1) = I_1$, o transistor S_4 é bloqueado com comutação suave, e o transistor S_1 e o diodo D_3 conduzem a corrente $i_{L_R}(t)$.

Na Figura 83, é apresentado o fluxo da energia durante essa segunda etapa de operação. Durante esse intervalo, a tensão $V_{ab}(t)$ permanece nula. A corrente no indutor L_R diminui e continua oscilando de forma ressonante com $V_{C_r}(t)$, que continua elevando sua magnitude.

Em $t = t_2$, tem-se que a tensão sobre o capacitor C_R atinge o valor V_2 , e corrente no indutor L_R atinge o valor I_2 , de acordo com o gráfico da Figura 88. Por fim, o transistor S_1 é bloqueado com tensão nula, ou seja, ZVS.

Assim, no instante ($t = t_2$), o diodo D_2 assume a corrente $i_{L_R}(t)$ conjuntamente com o diodo D_3 .

Figura 83 - Segunda etapa de funcionamento do conversor LLC série-paralelo com modulação por frequência fixa com deslocamento de fase.



Fonte: Dados do próprio autor.

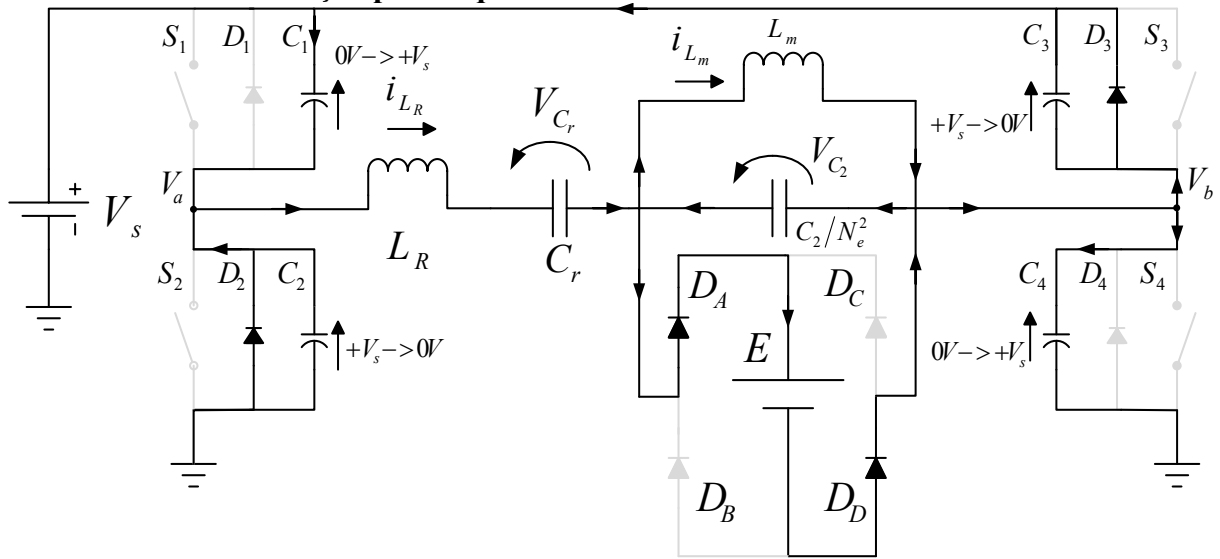
- 3ª Etapa, intervalo (t_2, t_3) :

O circuito apresenta as seguintes condições iniciais para o tempo $t = t_2$: $V_{Cr}(t_2) = V_2$; $i_{L_R}(t_2) = I_2$, o transistor S_1 é bloqueado e os diodos D_2 e D_3 assumem a corrente $i_{L_R}(t)$.

Na Figura 84, é apresentado o fluxo da energia durante essa terceira etapa de operação. Durante esse intervalo, $V_{ab}(t)$ inverte e permanece igual a $-V_s$. A corrente no indutor L_R continua a oscilar de forma ressonante com a tensão no capacitor C_r , sendo que, $V_{Cr}(t)$ irá aumentar e $i_{L_R}(t)$ decrescerá até zero.

Em $t = t_3$, tem-se que a tensão sobre o capacitor C_r atinge o valor V_{CO} e a corrente no indutor L_R atinge o valor zero, de acordo com o gráfico da Figura 88. Por fim, os transistores S_2 e S_3 são comandados para entrarem em condução com tensão nula e corrente nula (ZVS e ZCS) e, conseqüentemente, os diodos D_2 e D_3 entram em bloqueio sob corrente nula.

Figura 84 - Terceira etapa de funcionamento do conversor LLC série-paralelo com modulação por frequência fixa com deslocamento de fase.



Fonte: Dados do próprio autor.

- 4ª Etapa, intervalo (t_3, t_4) :

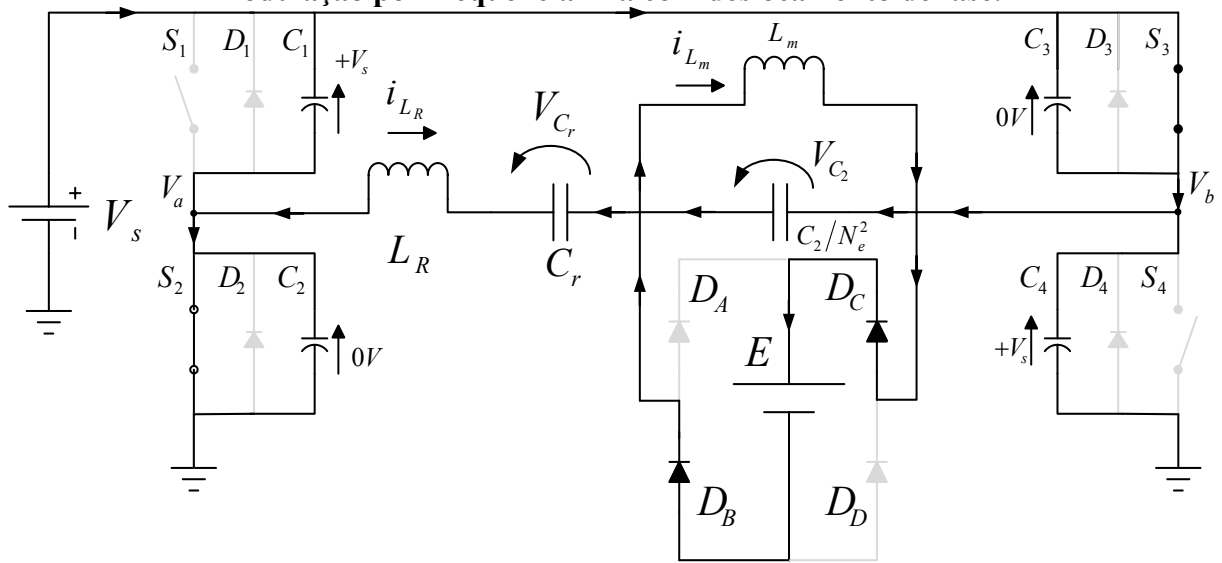
O circuito apresenta as seguintes condições iniciais para o tempo $t = t_3$: $V_{C_r}(t_3) = V_{CO}$; $i_{L_R}(t_3) = 0$, os diodos D_2 e D_3 entram em bloqueio em ZCS e os transistores S_2 e S_3 são comandados para entrar em condução sob tensão nula e corrente nula, ou seja, ZVS e ZCS.

Na Figura 85, é apresentado o fluxo da energia durante essa quarta etapa de operação. Durante essa etapa, a corrente no indutor L_R inverte-se e a tensão sobre o capacitor C_r decresce, oscilando de forma ressonante. A tensão $V_{ab}(t)$ permanece igual a $-V_s$.

Em $t = t_4$, tem-se que a tensão sobre o capacitor C_r atinge o valor $-V_1$ e a corrente no indutor L_R atinge o valor $-I_1$, de acordo com o gráfico da Figura 88. Por fim, o transistor S_3 é bloqueado com tensão nula (ZVS).

Assim, no instante $(t = t_4)$, o diodo D_4 assume a corrente i_{L_R} , conjuntamente com a chave S_2 .

Figura 85 - Quarta etapa de funcionamento do conversor LLC série-paralelo com modulação por frequência fixa com deslocamento de fase.



Fonte: Dados do próprio autor.

- 5ª Etapa, intervalo (t_4, t_5) :

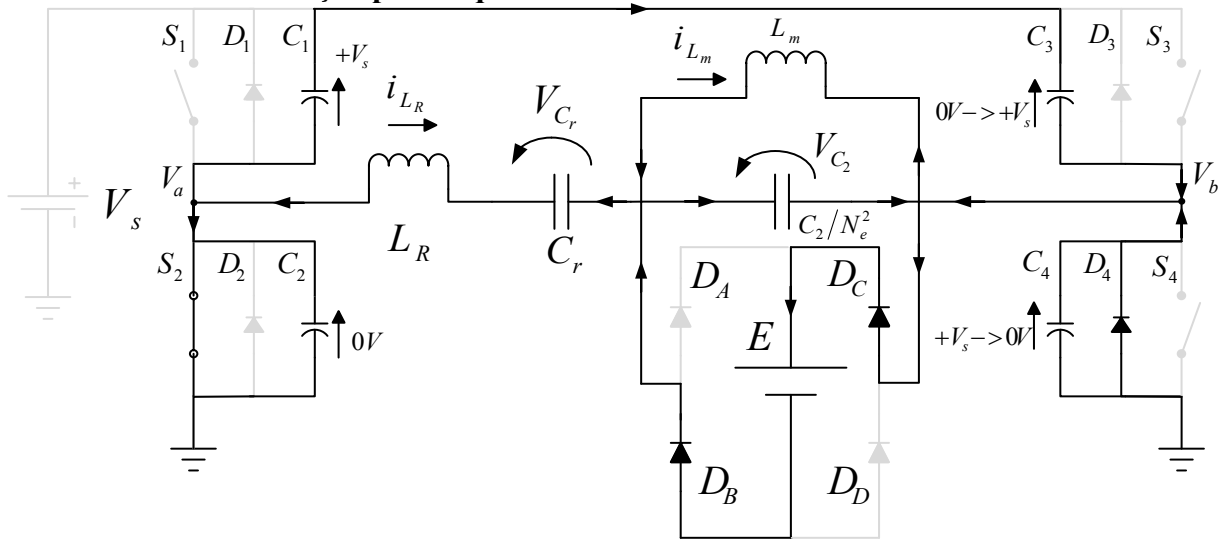
O circuito apresenta as seguintes condições iniciais para o tempo $t = t_4$: $V_{C_r}(t_4) = -V_1$; $i_{L_R}(t_4) = -I_1$, o transistor S_3 é bloqueado com comutação suave e o transistor S_2 e o diodo D_4 conduzem a corrente $i_{L_R}(t)$.

Na Figura 86, é apresentado o fluxo da energia durante essa quinta etapa de operação. Durante esse intervalo, a tensão $V_{ab}(t)$ permanece nula. A corrente no indutor L_R e a tensão no capacitor C_r continuam a evoluir de forma ressonante; a corrente $i_{L_R}(t)$ tem sua amplitude atenuada e a tensão $V_{C_r}(t)$ eleva-se com magnitude negativa.

Em $t = t_5$, tem-se que a tensão sobre o capacitor C_r atinge o valor $-V_2$ e a corrente no indutor L_R atinge o valor $-I_2$, de acordo com o gráfico da Figura 88. Por fim, o transistor S_2 é bloqueado com tensão nula, ou seja, ZVS.

Assim, no instante $(t = t_5)$, o diodo D_1 assume a corrente $i_{L_R}(t)$ conjuntamente com o diodo D_4 .

Figura 86 - Quinta etapa de funcionamento do conversor LLC série-paralelo com modulação por frequência fixa com deslocamento de fase.



Fonte: Dados do próprio autor.

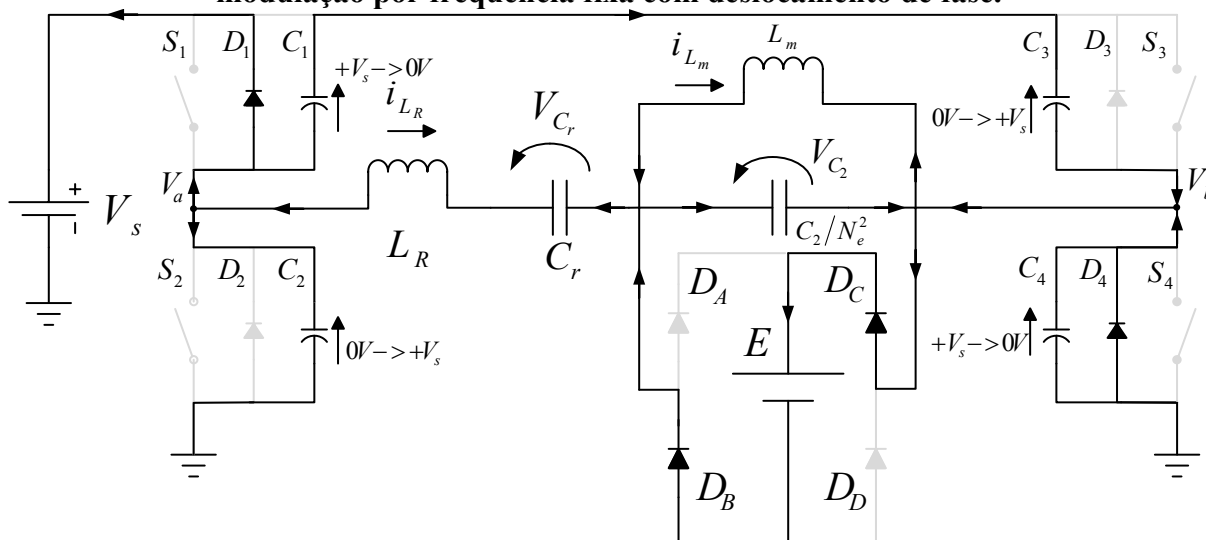
- 6ª Etapa, intervalo (t_5, t_6) :

O circuito apresenta as seguintes condições iniciais para o tempo $t = t_5$: $V_{C_r}(t_5) = -V_2$; $i_{L_R}(t_5) = -I_2$, o transistor S_2 é bloqueado e os diodos D_1 e D_4 assumem a corrente $i_{L_R}(t)$.

Na Figura 87, é demonstrado o fluxo da energia durante essa sexta etapa de operação. Durante esse intervalo, $V_{ab}(t)$ retorna a possuir o valor igual a V_s . A corrente no indutor L_R continua a oscilar de forma ressonante com a tensão no capacitor C_r , sendo que $V_{C_r}(t)$ irá aumentar, mas com a magnitude negativa, e $i_{L_R}(t)$ crescerá até zero.

Em $t = t_6$, tem-se que a tensão sobre o capacitor C_r atinge o valor $-V_{CO}$, e a corrente no indutor L_R atinge o valor zero, de acordo com o gráfico da Figura 88. Por fim, os transistores S_1 e S_4 são comandados para entrarem em condução com tensão nula e corrente nula (ZVS e ZCS), e consequentemente, os diodos D_1 e D_4 entram em bloqueio sob corrente nula.

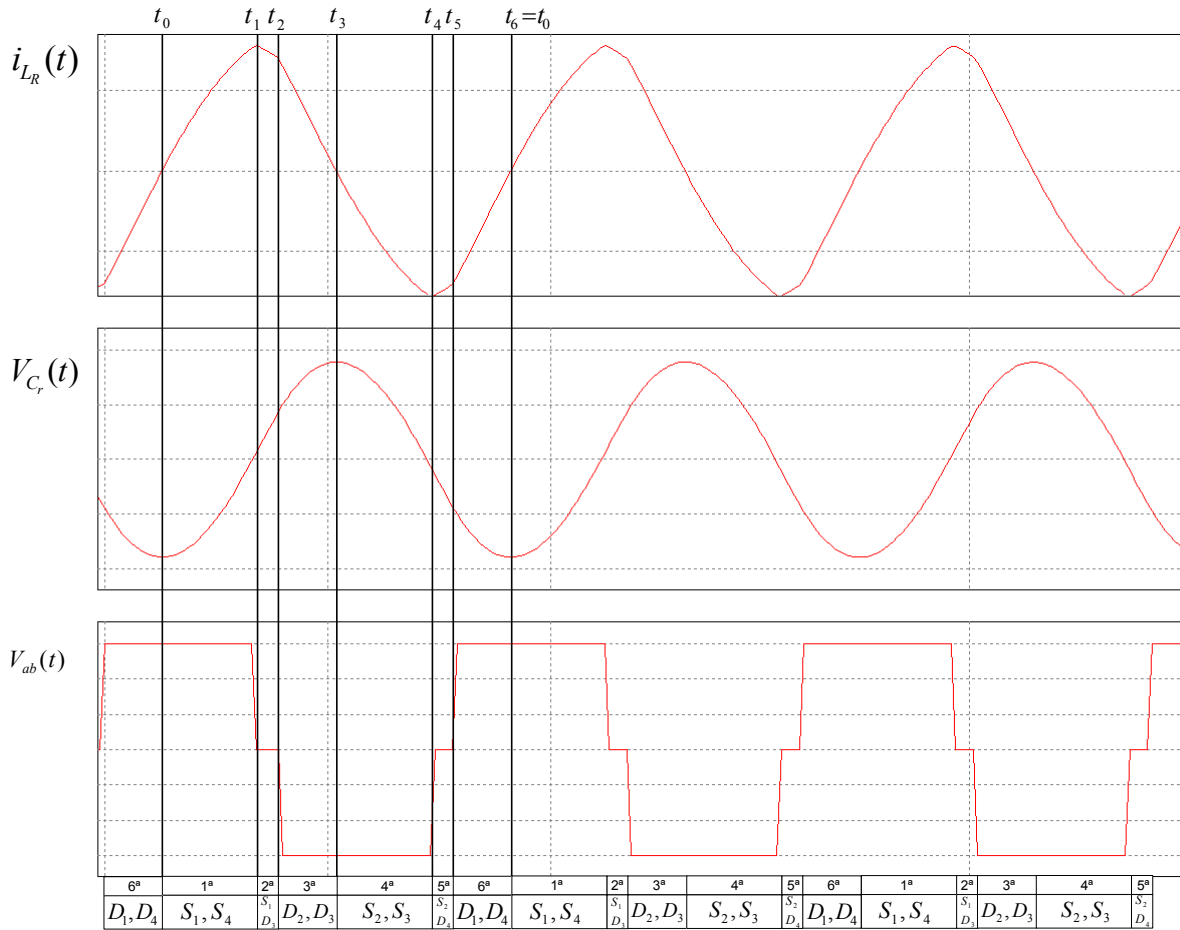
Figura 87 - Sexta etapa de funcionamento do conversor LLCC série-paralelo com modulação por frequência fixa com deslocamento de fase.



Fonte: Dados do próprio autor.

A partir desta etapa e, em regime permanente, todas as etapas aqui descritas sucedem-se ciclicamente, iniciando pela primeira etapa anteriormente descrita. A seguir, na Figura 88, são apresentadas as principais formas de onda desse conversor, com esse tipo de modulação. Destacam-se, nesta figura, todas as etapas de operação descritas anteriormente. Não foi apresentado o comportamento do indutor L_m e do capacitor C_2 , pois sua energia circula de forma esférica e sua dinâmica não afeta o restante do conversor.

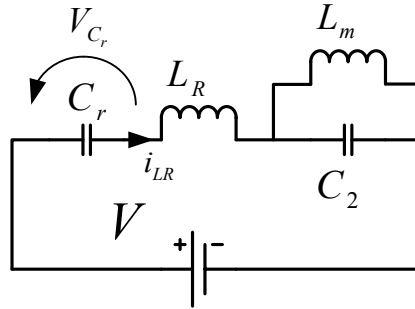
Figura 88 - Principais formas de ondas do conversor LLC série-paralelo com modulação por frequência fixa e defasamento de fase.



Fonte: Dados do próprio autor.

4.2.2.2.3 PLANO DE FASE DO CONVERSOR LLC SÉRIE-PARALELO

Neste subcapítulo, é obtido o plano de fase do conversor LLC série-paralelo. Exclusivamente, é apresentado o plano de fase deste conversor, pois foi a estrutura implementada. Considerando que o conversor da Figura 89 esteja sendo alimentado por uma fonte de tensão contínua, pode-se obter o comportamento transitório do circuito aplicando a somatória das tensões na malha, que será igual a zero. Como descrito em (123), a tensão sobre o capacitor C_2 e a corrente do indutor L_m são omitidas, pois, idealmente, realizam a troca de energia entre si e não interagem com o restante do circuito, podendo ser removidos sem afetar sua operação ressonante. Sabe-se que a tensão sobre o indutor é dada pelo produto de sua indutância pela derivada temporal da corrente, como em (124). Substituindo (123) e (124), obtém-se, em (125), o comportamento transitório do ressonante.

Figura 89 – Tanque ressonante LLCC série-paralelo.

Fonte: Dados do próprio autor.

$$V - V_{C_r}(t) - V_{L_R}(t) = 0 \quad (123)$$

$$V_{L_R}(t) = L_R \frac{di_{LR}(t)}{dt} \quad (124)$$

$$V = V_{C_r}(t) + L_R \frac{di_{LR}(t)}{dt} \quad (125)$$

Aplicando a Transformada Laplace em (125), gerando (126).

$$\frac{V}{s} = V_{C_r}(s) + L \left(s I_{LR}(s) - i_{LR}(0) \right) \quad (126)$$

Sendo: $i_{LR}(0)$: a corrente inicial sobre o indutor L_R .

A corrente do circuito pode ser escrita como (127) e, novamente aplicando a Transformada de Laplace, obtém-se (128).

$$i_{LR}(t) = C_r \frac{dV_{C_r}(t)}{dt} \quad (127)$$

$$I_{LR}(s) = C_r(s V_C(s) - V_{C0}) \quad (128)$$

Sendo: V_{C_r0} : a tensão sobre o capacitor C_r .

Substituindo (128) em (126) e, posteriormente, em (104), obtém-se (129). Aplicando a Transformada inversa de Laplace, obtém-se (130), que é a tensão temporal sobre o capacitor C_r .

$$V_{c_r}(s) = V \frac{\omega_{o1}^2}{s(s^2 + \omega_{o1}^2)} + V_{c_r0} \frac{s}{s^2 + \omega_{o1}^2} + i_{LR}(O) \sqrt{\frac{L_R}{C_r}} \frac{\omega_{o1}^2}{s^2 + \omega_{o1}^2} \quad (129)$$

$$V_{c_r}(t) = V(1 - \cos \omega_{o1}t) + V_{c_r0} \cos \omega_{o1}t + i_{LR}(O) \sqrt{\frac{L_R}{C_r}} \text{sen } \omega_{o1}t \quad (130)$$

Aplicando (130) na (127) e resolvendo a derivada, obtém-se (131), que é a equação da corrente no tempo.

$$i_{LR}(t) = \sqrt{\frac{C_r}{L_R}} (V - V_{c_r0}) \text{sen } \omega_{o1}t + i_{LR}(O) \cos \omega_{o1}t \quad (131)$$

Assim, (130) e (131) representam qualquer comportamento possível para um conversor LLC série-paralelo ressonante proposto neste trabalho. Agora, resta especificar as condições iniciais corretas para cada etapa.

Aplicando (130) e (131) na primeira etapa de operação do conversor descrito no circuito na Figura 82, considerando a tensão inicial no capacitor $-V_{CO}$ e a corrente inicial nula no indutor, obtém-se (132) e (133) para descrever o comportamento temporal da tensão sobre o capacitor e a corrente no indutor, respectivamente, para a primeira etapa de funcionamento.

A variável V de (131) e (132) pode ser obtida no circuito da Figura 82, e será igual a $V_s - E$.

$$V_{c_r}(t) = V_s - E + (E - V_s - V_{CO}) \cos \omega_{o1}t \quad (132)$$

$$i_{LR}(t) = \sqrt{\frac{C_r}{L_R}} (V_s + V_{CO} - E) \text{sen } \omega_{o1}t \quad (133)$$

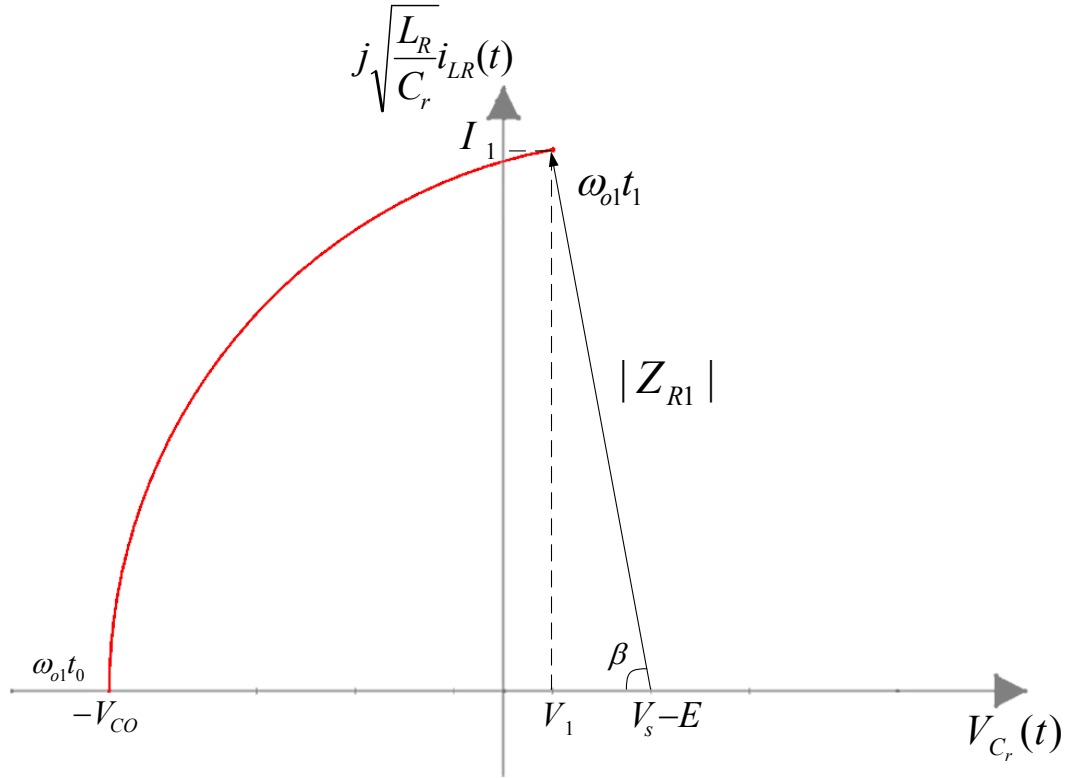
Para traçar o plano de fase da Figura 90, é utilizado (134). Decompondo (134), obtém-se o raio da trajetória do plano de fase ($Z_{R1}(t)$) e o centro da trajetória do plano de fase ($Z_{C1}(t)$), dados, respectivamente, por (135) e (136).

$$Z_1(t) = (V_s - E) + (E - V_s - V_{CO})(\cos \omega_{o1}t - j \text{sen } \omega_{o1}t) \quad (134)$$

$$|Z_{R1}(t)| = |E - V_s - V_{CO}| \quad (135)$$

$$Z_{C1}(t) = V_s - E \quad (136)$$

Figura 90 - Plano de fase da primeira etapa de funcionamento do conversor LLCC série-paralelo.



Fonte: Dados do próprio autor.

Na segunda etapa, que ocorre entre os tempos t_1 até t_2 , a chave T_4 e o diodo D_2 estão conduzindo. Portanto, para a segunda etapa, o circuito tem o comportamento semelhante ao descrito (132) e (133), com a corrente inicial igual a I_1 e tensão inicial igual a V_1 , obtidos na Figura 90. Substituindo esses valores em (132) e (133), obtém-se (137) e (138), admitindo V igual a $-E$, conforme apresentado no circuito da Figura 83.

$$V_{Cr}(t) = -E + (E + V_1) \cos \omega_{o1}t + I_1 \sqrt{\frac{L_R}{C_r}} \sen \omega_{o1}t \quad (137)$$

$$i_{LR}(t) = \sqrt{\frac{C_r}{L_R}} (-E - V_1) \sen \omega_{o1}t + I_1 \cos \omega_{o1}t \quad (138)$$

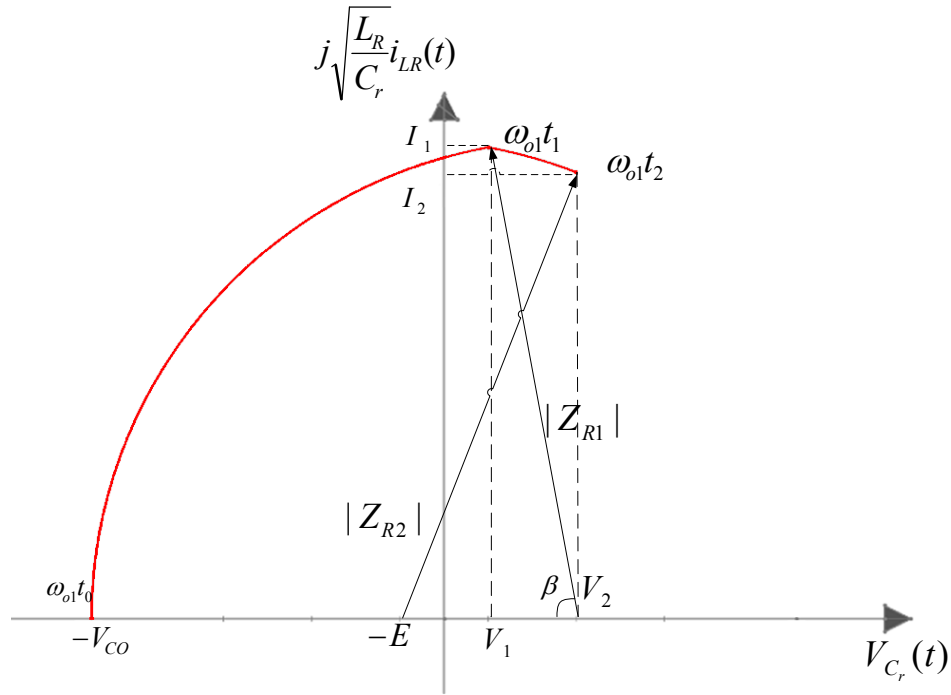
Traçando o plano de fase com auxílio de (139), obtém-se a Figura 91, o raio da trajetória do plano de fase ($Z_{R2}(t)$) em (140) e o centro da trajetória do plano de fase ($Z_{C2}(t)$) em (141).

$$Z_2(t) = (V_s - E) + (+E + V_1 + j \sqrt{\frac{L_R}{C_r}} I_1)(\cos \omega_{o1} t - j \sen \omega_{o1} t) \quad (139)$$

$$|Z_{R2}(t)| = -E \quad (140)$$

$$Z_{C2}(t) = \sqrt{(E^2 + V_1)^2 + \left(\sqrt{\frac{L_R}{C_r}} I_1 \right)^2} \quad (141)$$

Figura 91 - Plano de fase para a segunda etapa do conversor LLCC série-paralelo.



Fonte: Dados do próprio autor.

Durante a terceira etapa, o circuito mantém a roda livre, mas dessa vez, com a fonte de tensão V_s fazendo com que a fonte V seja igual a $-(V_s + E)$. O circuito da terceira etapa é representado por (132) e (133), considerando a corrente inicial igual a I_2 e tensão inicial igual a V_2 , gerando (142) e (143), respectivamente, para a tensão no capacitor C_r e a corrente no indutor L_R .

$$V_{c_r}(t) = -(V_s + E) + (V_s + E + V_2) \cos \omega_{o1}t + I_2 \sqrt{\frac{L_R}{C_r}} \operatorname{sen} \omega_{o1}t \quad (142)$$

$$i_{LR}(t) = \sqrt{\frac{C_r}{L_R}} (-V_s - E - V_2) \operatorname{sen} \omega_{o1}t + I_2 \cos \omega_{o1}t \quad (143)$$

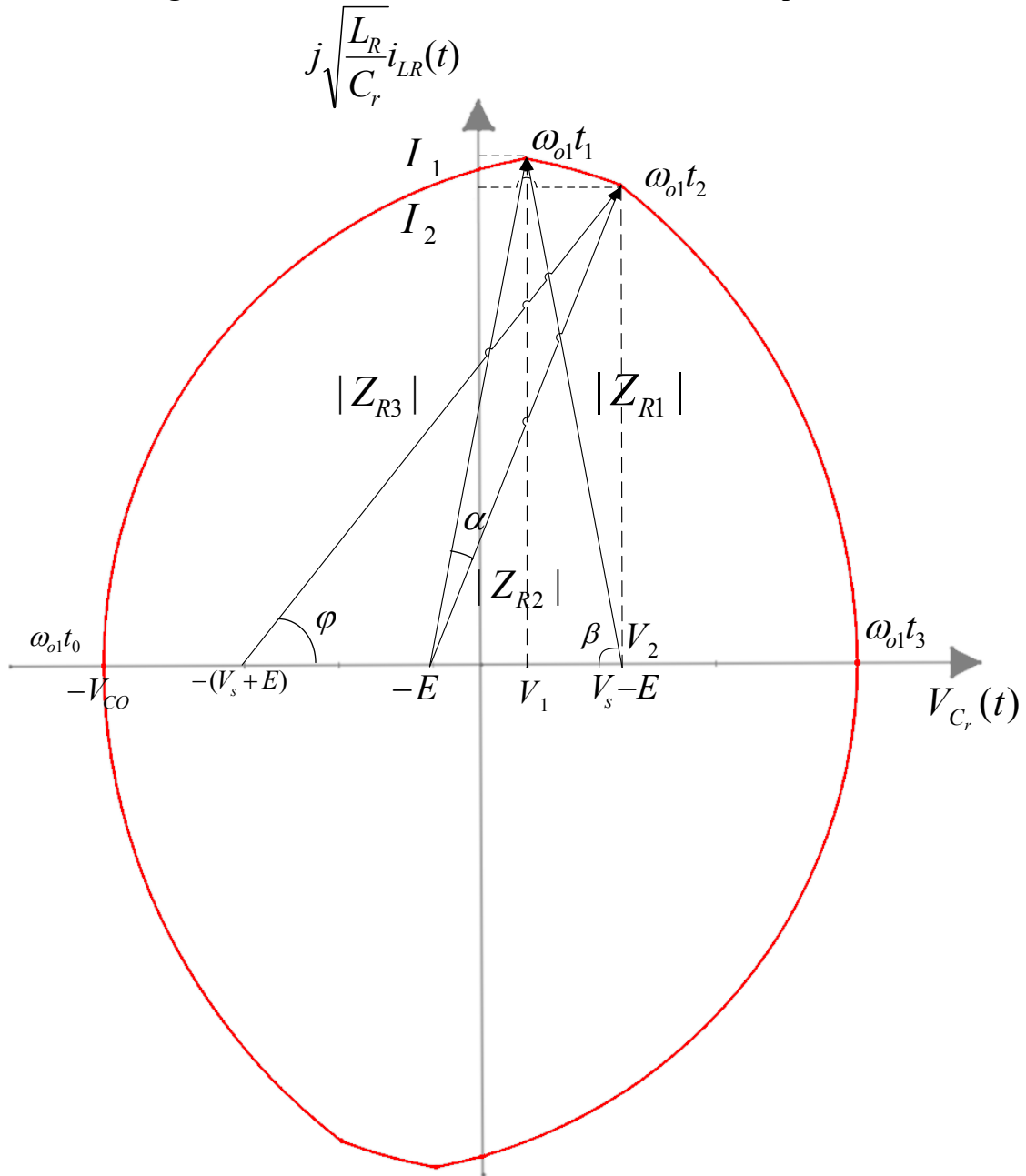
Traçando o plano de fase com auxílio de (144), obtém-se o raio da trajetória do plano de fase ($Z_{R3}(t)$) em (145) e o centro da trajetória do plano de fase ($Z_{C3}(t)$) em (146), gerando o plano de fase completo do conversor na Figura 92, já que as etapas subsequentes serão semelhantes as três primeiras porém espelhadas.

$$Z_3(t) = -(V_s + E) + (V_s + E + V_2 + j \sqrt{\frac{L_R}{C_r}} I_2)(\cos \omega_{o1}t - j \operatorname{sen} \omega_{o1}t) \quad (144)$$

$$|Z_{R3}(t)| = -(V_s + E) \quad (145)$$

$$Z_{C3}(t) = \sqrt{(V_s + E + V_2)^2 + \left(\sqrt{\frac{L_R}{C_r}} I_2 \right)^2} \quad (146)$$

Figura 92 - Plano de fase do conversor LLCC série-paralelo.



Fonte: Dados do próprio autor.

4.2.2.2.4 Projeto do conversor llcc série-paralelo para transmissão sem fio de energia em movimento

Neste capítulo, é projetado e simulado o conversor LLCC série-paralelo seguindo as etapas propostas no fluxograma da Figura 79, portanto, devem-se considerar os componentes do elemento IPT e outras informações que são descritas na Tabela 12.

Tabela 12 - Dados do projeto do conversor LLCC série-paralelo para WPT para VE em movimento.

Parâmetro	Valor
Tensão CC barramento de entrada (V_s)	300 V
Potência máxima (P_o)	1150 W
Tensão contínua de saída (V_o)	240 V
Resistência de saída (R_o)	50 Ω
Acoplamento mútuo (k)	0,1489
Elemento IPT	
Indutância própria do emissor (L_1)	103 μH
Indutância própria do receptor (L_2)	9,501 μH
Indutância mútua entre L_1 e L_2 (M)	7,059 μH
Indutância de dispersão ($L_{R_{IPT}}$)	98,432 μH
Indutância de magnetização (L_m)	4,568 μH
Relação de transformação ($N_e:1$)	0,6473 : 1
Frequência normalizada ($\bar{\omega}$)	1,3
Frequência de comutação (F_s)	32 KHz
Frequência de ressonância (F_o)	24,615 KHz

Fonte: Dados do próprio autor.

Estão apresentados de forma redundante os termos das indutâncias próprias e mútua juntamente com seus valores de dispersão, magnetização e relação de transformação obtidos no seu modelo equivalente já discutido anteriormente, pois durante o projeto são utilizados os valores do modelo equivalente e durante a simulação é utilizado o modelo de indutores fracamente acoplados. De modo que reforce a qualidade do modelo equivalente e comprove a facilidade de utiliza-lo no projeto do conversor.

É utilizada a frequência de comutação igual a 32 KHz, pois existe baixa absorção desse comprimento de onda eletromagnética pela atmosfera. Além disso, é considerada uma frequência normalizada de 1,3, um valor considerado elevado, mas que evita que qualquer alteração paramétrica ocorrida durante a operação do conversor faça o conversor operar fora da faixa de comutação suave e, conseqüentemente, leve à fadiga dos semicondutores.

Aplicando os valores da Tabela 12 em (105) para determinar o capacitor C_2 como apresentado em (147).

$$C_2 = \frac{N_e^2}{\omega_s^2 L_m} = 2,418 \mu F \quad (147)$$

Na prática, o valor obtido para o capacitor C_2 foi igual $2,425 \mu F$, e necessita a associação mista de capacitores para suportar a alta troca de energia com a indutância L_m , elevando, assim, sua temperatura a um valor aceitável. O ganho estático é obtido em (148) e, aplicando-o em (146), considerando que o ângulo de controle (α) seja igual à zero, obteve-se a corrente normalizada (149).

$$q = \frac{V_o}{V_{ab}} = \frac{240}{\frac{4}{\pi} 300} = 0,628 \quad (148)$$

$$\bar{I}_o = \frac{8}{\pi^2} \left(\frac{\bar{\omega}}{\bar{\omega}^2 - 1} \right) \sqrt{(1 - q^2)} = 1,188 \quad (149)$$

A partir da corrente normalizada, são obtidos os elementos passivos da série ressonante; aplicando o valor obtido em (149) em (144), obtém-se uma relação entre o capacitor C_r e o indutor L_R . Outra relação entre esses elementos ressonantes é obtida em (128) que, quando combinadas, obtém o valor do indutor ressonante L_R em (150) e o capacitor ressonante C_r , em (151), respectivamente.

$$L_R = \frac{1}{\omega_{o1}} \left(\frac{\bar{I}_o V_s}{I_o} \right) = 227,08 \mu H \quad (150)$$

$$C_R = \frac{1}{L_R \omega_{o1}^2} = 196,17 \eta F \quad (151)$$

Verifica-se que a indutância ressonante L_R é superior à indutância $L_{R_{IPT}}$, portanto, é necessário o desenvolvimento de indutor auxiliar ($L_{R_{aux}}$), que se situa em série com o elemento IPT, para que juntos, forneçam a indutância calculada (desejada). Em uma aplicação real, pode expandir-se à região de carregamento ou, caso seja desejado, fazer uma pista autorressonante, basta aperfeiçoar o processo de fluxograma proposto, fixando o valor do indutor L_r e transformando a frequência de comutação em uma variável. Entretanto, tal configuração deixa o circuito mais vulnerável a variações paramétricas, que podem causar mudanças no ganho e rendimento. Isso é consequência do fato de a área de carregamento ser

pequena, pois a aplicação não permite uma área maior, então, a melhor solução na prática é aumentar a área de carregamento que traz a mesma estabilidade que o indutor auxiliar ($L_{R_{aux}}$), pois não possui o fator limitante de espaço. Devido a tal fato, a adição do indutor auxiliar ($L_{R_{aux}}$) é necessária e é dada por (152).

$$L_{R_{aux}} = L_R - L_{R_{IPT}} = 128,57 \mu H \quad (152)$$

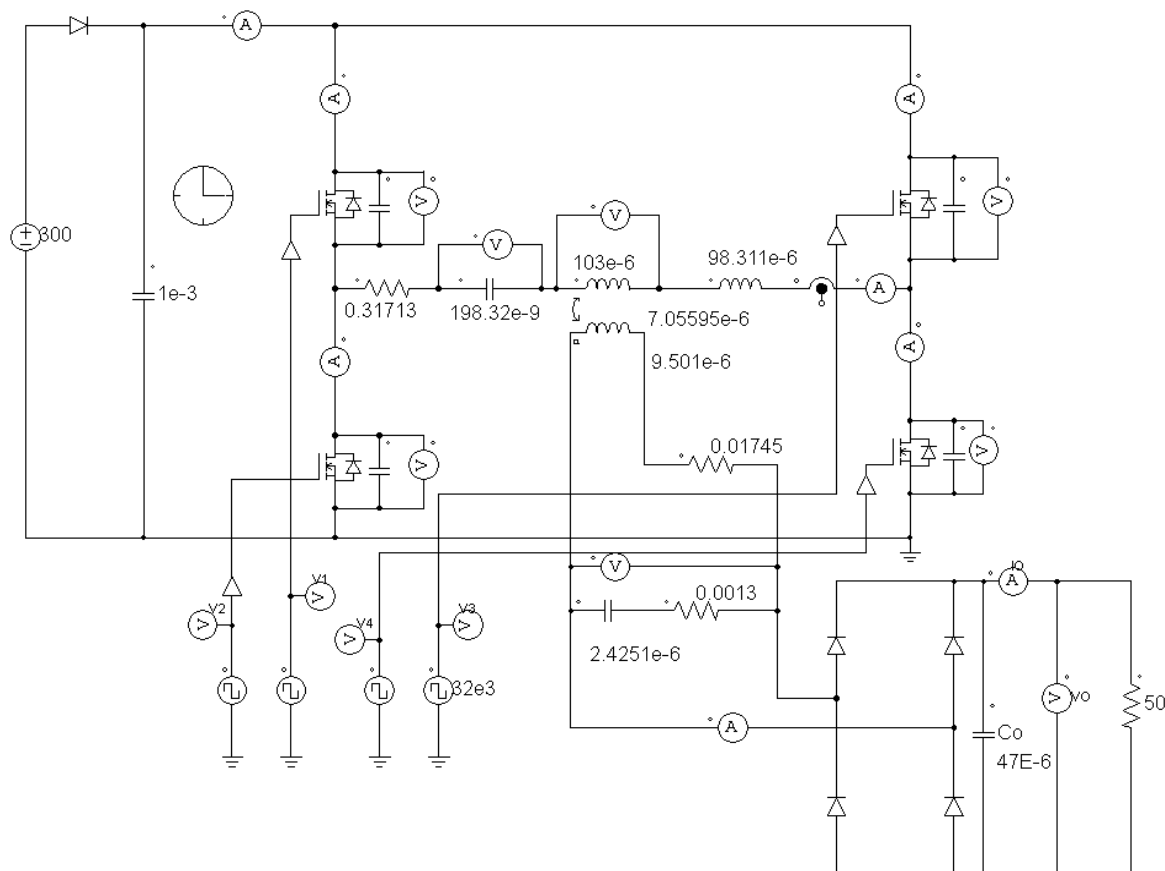
Durante a montagem prática, não é possível atingir o valor exato dos componentes. Por exemplo, o capacitor C_r teve uma pequena mudança para o valor $197,79 \eta F$ e, devido a alguns ajustes para atingir a tensão de saída desejada, o indutor $L_{R_{aux}}$ recebeu uma grande mudança, alterando seu valor para $98,432 \mu H$.

Definidos todos os elementos do conversor LLCC série-paralelo, é realizada a montagem do circuito no *software PSIM*[®], conforme Figura 93, com a finalidade de comprovar que esse conversor atinge os parâmetros desejados de resposta, provando que possui uma melhor eficiência que o conversor LLC, pois mantém uma menor circulação de potência reativa em seu circuito. Os parâmetros da simulação estão apresentados na Tabela 13.

Tabela 13 - Parâmetros da simulação do conversor LLCC série-paralelo.

Parâmetro	Valor
Tensão CC barramento de entrada (V_s)	300 V
Potência máxima (P_o)	1150 W
Tensão contínua de saída (V_o)	240 V
Resistência de saída (R_o)	50 Ω
Acoplamento mútuo (k)	0,1489
Elemento IPT	
Indutância própria do emissor (L_1)	103 μH
Indutância própria do receptor (L_2)	9,501 μH
Indutância mútua entre L_1 e L_2 (M)	7,059 μH
Relação de transformação ($N_e:1$)	0,7403 : 1
Elementos ressonantes	
Indutor ressonante - Indutância de dispersão (L_{IPT})	103 μH
Indutor ressonante auxiliar (L_{aux})	98,432 μH
Indutor ressonante paralelo - Indutância de magnetização (L_m)	4,567 μH
Indutância de saída (L_o)	9 nH
Capacitor série ressonante (C_r)	198,32 nF
Capacitor paralelo ressonante (C_2)	2,425 uF
Frequência normalizada ($\bar{\omega}$)	1,3
Frequência de comutação (F_s)	32 KHz
Frequência de ressonância (F_o)	24,615 KHz

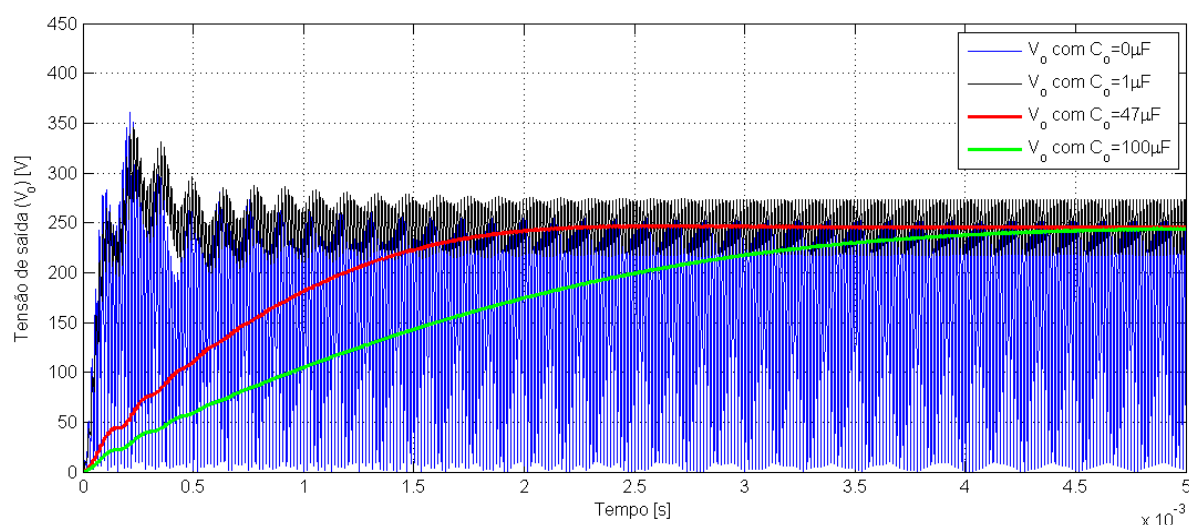
Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 93 - Simulação do conversor LLCC série-paralelo.

Fonte: Dados do próprio autor.

Antes de apresentar todos os gráficos das simulações desse conversor, é apresentada uma comparação da tensão de saída do conversor na Figura 94, considerando que, após a retificação da tensão de saída, exista um capacitor C_o e, com isso, pode-se observar que, elevando a capacitância deste, o circuito cria uma inércia cada vez maior, sendo que tal comportamento não afeta apenas a tensão de saída, mas toda a dinâmica transitória do circuito. O projeto do conversor LLCC série-paralelo analisa a resposta em regime que não sofre nenhuma alteração com a variação do valor do capacitor de saída do barramento CC, mas a técnica de controle abordada pelo trabalho não observa o capacitor de saída, portanto, a resposta obtida a seguir e do modelo em malha aberta apresentam respostas transitórias distintas, mas com valores de regimes permanentes semelhantes.

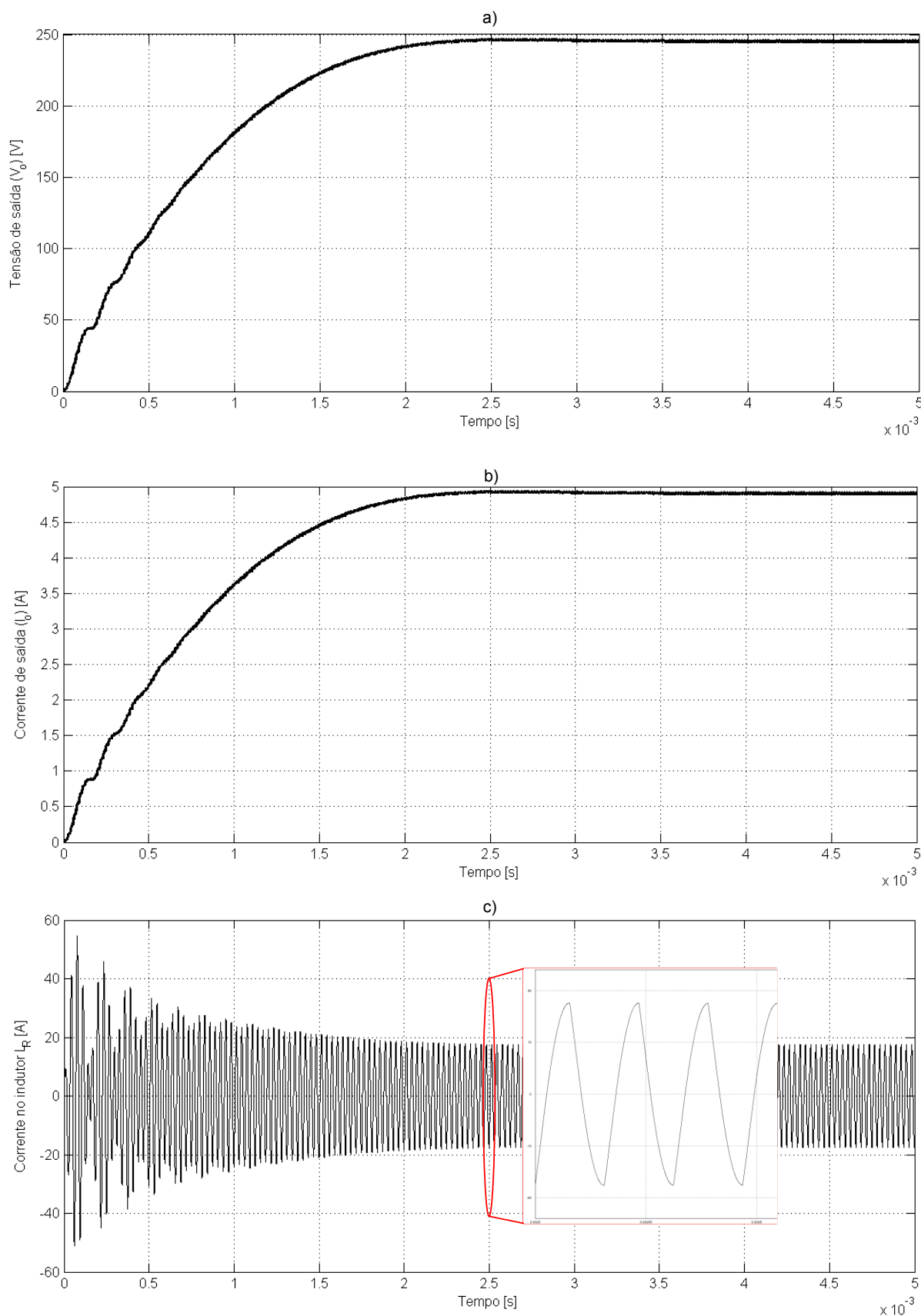
Figura 94 - Análise do comportamento da tensão de saída considerando diversos valores da capacitância de saída.

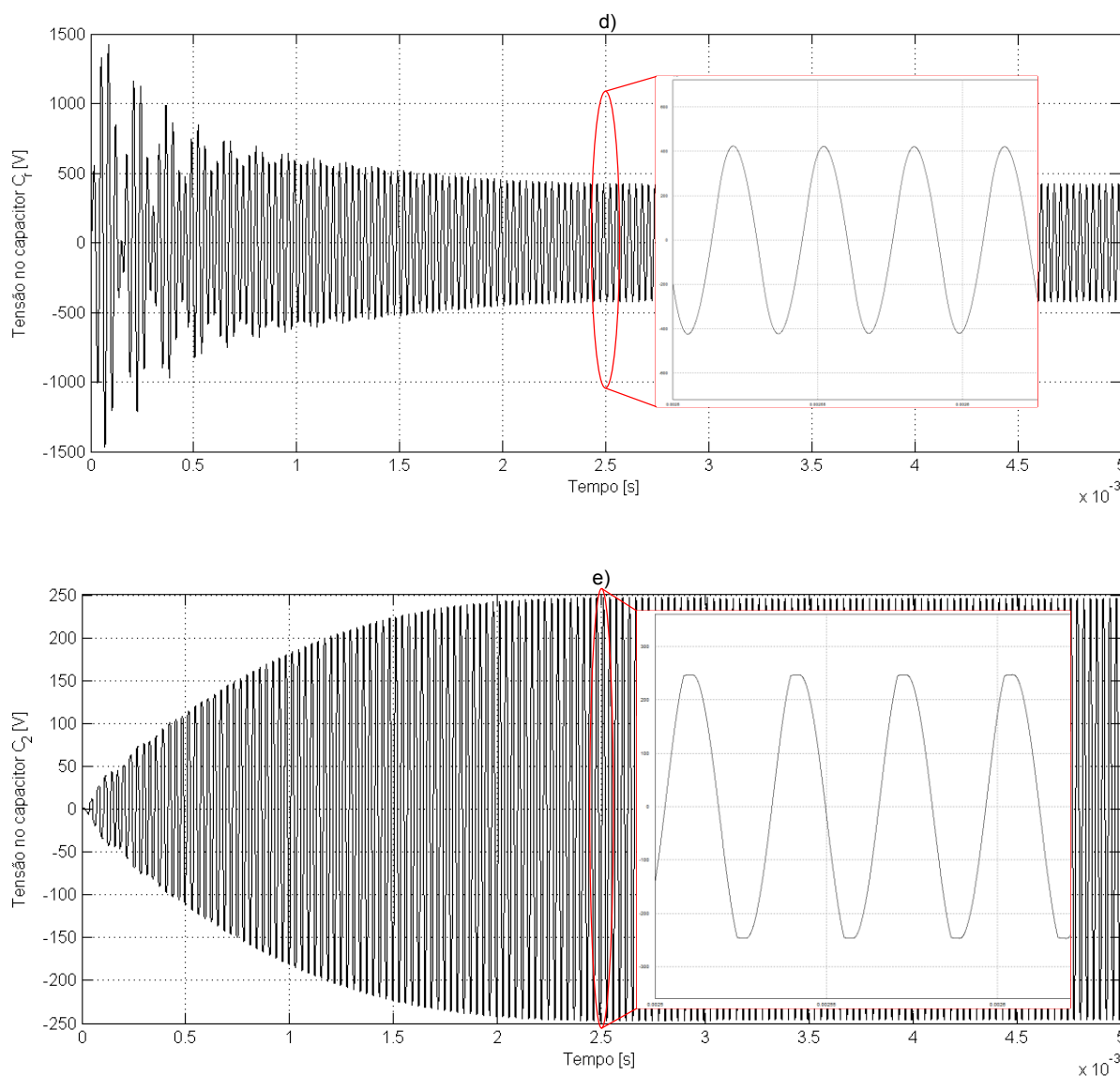


Fonte: Dados do próprio autor.

Fixando o valor do capacitor de saída C_o em $47 \mu F$, é simulado o comportamento desse conversor, considerando as condições nominais de operação com partida degrau, sendo obtidos os gráficos da Figura 95a-e, que apresentam, respectivamente, o comportamento da tensão de saída (V_o), da corrente de saída (I_o), da corrente no indutor ressonante L_R , a tensão no capacitor C_r e no capacitor C_2 .

Figura 95 - Principais formas de onda do conversor LLC série-paralelo; a) tensão de saída (V_o); b) corrente de saída (I_o); c) corrente no indutor L_R ; d) tensão no capacitor C_r ; e) tensão no capacitor C_2 .



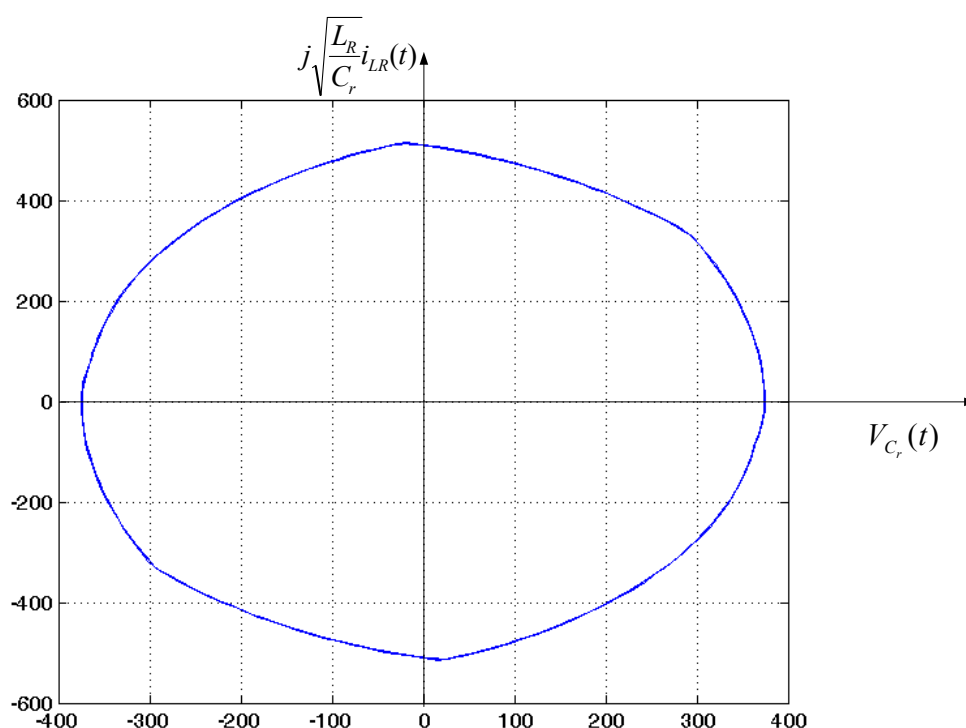


Fonte: Dados do próprio autor.

Verifica-se que a estrutura obteve o ganho desejado, a corrente no ressonante está em um nível adequado e a tensão sobre o capacitor C_r possui um transitório elevado, porém, um valor de regime baixo, o que permite o uso de capacitores de filme de poliéster, que suportam picos de tensão acima da nominal por um curto período de tempo e possuem baixa resistência interna. A corrente ressonante é dita como adequada, pois possui um acoplamento próximo a 15%, um valor muito baixo e que propicia uma grande circulação de potência reativa, que é atenuada pela escolha da frequência de comutação, igual à frequência de ressonância entre C_2 e L_m , o que resulta em um ganho elevado neste ponto. Porém, resistências parasitas dos componentes passivos relacionados a essa ressonância fornecem grande dissipação de energia que podem se tornar menos impactantes quando o conversor operar em potências mais elevadas, mantendo a tensão de saída a menor possível.

A fim de comprovar o funcionamento segundo o que foi proposto nos dois subcapítulos anteriores, é apresentado na Figura 96, o plano de fase obtido a partir da simulação do conversor LLCC série-paralelo com modulação por frequência fixa e deslocamento de fase, considerando uma corrente no primário de 15,4 A, corrente abaixo da nominal, para que se destaquem a segunda e quinta etapa de operação do conversor, uma vez que, na carga nominal, não é possível visualizar tais etapas.

Figura 96 - Plano de fase obtido da simulação do conversor LLCC série-paralelo com modulação por frequência fixa e defasamento de fase.



Fonte: Dados do próprio autor.

4.2.2.2.5 *Esforços nos semicondutores e dimensionamento dos componentes passivos*

Para o cálculo dos esforços nos semicondutores, é necessário apoio do equacionamento do Capítulo 5, o qual apresenta os valores de pico em regime permanente de todas as variáveis do conversor. Como o comportamento do circuito é prioritariamente senoidal, é o método mais simples para obter todos os valores necessários. Portanto, o conteúdo deste subcapítulo está tratado no Apêndice A.

4.3 Considerações finais

O capítulo aborda diversas estruturas ressonantes compatíveis com WPT, para facilitar o projeto, no início do capítulo, é proposto um modelo matemático para o elemento IPT que reduz o número de indutores do modelo clássico, posteriormente adicionando elementos capacitivos são obtidos os três principais ressonadores: LLC, LLCC série-série e LLCC série-paralelo.

A partir de uma análise detalhada dos três ressonantes, que abordou não só as vantagens e desvantagens de cada estrutura, mas também, uma metodologia de sintonização do projeto, apresentou o ressonante LLCC série-série, a estrutura com a melhor eficiência para WPT, entretanto somente o ressonante LLCC série-paralelo atinge todos os requisitos necessários para a transmissão WPT para VE em movimento, sem o uso de sensores no VE, e ainda é capaz de manter uma eficiência elevada.

5 MODELAGEM E TÉCNICAS DE CONTROLE DO CONVERSOR RESSONANTE COM DESLOCAMENTO DE FASE E FREQUÊNCIA FIXA

Neste capítulo, é abordada a modelagem e a técnica de controle utilizadas para o projeto dos conversores como modulação *phase-shift*. Para o completo desenvolvimento do conversor, é abordado o modelo médio por múltiplas frequências (*multiplefrequency averaged modeling*), e para isso, é feita uma abordagem no domínio fasorial, que gera um modelo confiável, tendo como resposta o envelope comportamental do circuito, ao invés do sinal alternado. Após a linearização é feito o projeto do controlador por *rootlocus*. O objetivo de interesse é a operação ótima do conversor, ou seja, realizar a transmissão de energia sem fio com elevada eficiência, qualidade, confiabilidade e segurança. Além disso, deseja-se que o controle seja feito sem a necessidade de instrumentação do secundário do elemento IPT.

5.1 Método por valores médios para circuitos ressonantes

O modelo por valores médios é o método clássico e amplamente aplicado para análise, projeto e controle de fontes chaveadas com modulação PWM (*Pulse Width Modulation*), partindo do pressuposto de que o sistema apresente pequeno *ripple*, com variações e comportamento lineares e sem variações temporais. Observa-se que sistemas ressonantes são predominantemente oscilatórios, portanto, não possuem as características necessárias para aplicação direta dos valores médios. Contudo, um sinal periódico e variante no tempo pode ser representado por uma quantidade limitada de expressões via série de Fourier exponencial complexa, assumindo a janela de tempo entre $[t, t + T_s]$ (YE; JAIN; SEN, 2007, 2008, 2009), (SANDERS et al., 1990). Em (153), é apresentada uma função $x(t)$ periódica e variante no tempo, sendo ela representada por uma série complexa de Fourier (ou série exponencial de Fourier) dada pelos termos da série X_h .

$$x(t) = \sum_n X_h e^{j\omega t} \quad (153)$$

Como sinais variantes no tempo com características periódicas, possuem coeficientes dependentes do tempo, que serão representados pela série de Fourier por valores contínuos para a janela de tempo $[t, t + T_s]$, e para qualquer deslocamento dessa janela de tempo, pode-

se transformar (153) em (154), considerando que T_s seja o período da componente fundamental.

$$X_h(t) = \frac{1}{T} \int_t^{t+T_s} x(\tau) e^{-jhw\tau} d\tau \quad (154)$$

Os coeficientes complexos (154) são classificados como *Dynamic Phasor* (fasor dinâmico), sendo h o índice do fasor. Para componentes CC, h será igual a zero, e para componentes puramente senoidais, bem como os conversores ressonantes tratados neste texto, h será igual a 1. A componente w refere-se à frequência do sinal, portanto, essa frequência será igual à frequência de comutação (ω_s). Aplicando a derivada temporal em (154), obtém-se (155), sendo que a componente entre parênteses triangulares representa o símbolo para variáveis temporais. Então $\langle dx/dt \rangle$ é uma variável temporal e seu valor pode ser obtido pelas equações dinâmicas que formam um conjunto de equações que descrevem univocamente as relações entre as variáveis de entrada e estado, ou seja, em (158), apresenta-se a equação de estado, sendo que $u(t)$ representa qualquer ponto com período igual T_s (YE; JAIN; SEN, 2007, 2008, 2009), (SANDERS et al., 1990).

$$\frac{d(X(t))}{dt} = \left\langle \frac{dx}{dt} \right\rangle - jwX(t) \quad (155)$$

$$\left\langle \frac{dx}{dt} \right\rangle = \langle f\{x(t), u(t)\} \rangle \quad (156)$$

Qualquer componente pode ser decomposta conforme (157), e verificando que a derivada da componente $X(t)$ em (155) gera uma componente complexa, então pode-se decompor o sinal em real e imaginário como em (158), sendo que o componente real está com um sobrescrito R e a componente imaginária está com um sobrescrito I.

$$X(t) = Real(X) + j Imaginário(X) = X^R + jX^I \quad (157)$$

$$\begin{cases} \frac{d(X^R)}{dt} = \langle f\{x(t), u(t)\} \rangle - wX^I \\ \frac{d(X^I)}{dt} = \langle f\{x(t), u(t)\} \rangle + wX^R \end{cases} \quad (158)$$

Organizando os elementos de (158), pode-se obter a estrutura da matriz de espaço de estado com o *Dynamic Phasor* em (159) (YE; JAIN; SEN, 2007, 2008, 2009), (SANDERS et al., 1990).

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{X}^R \\ \dot{X}^I \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} A_{n \times n}^{RR} & A_{n \times n}^{RI} \\ A_{n \times n}^{IR} & A_{n \times n}^{II} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X^R \\ X^I \end{bmatrix} + B \begin{bmatrix} u^R \\ u^I \end{bmatrix} \\ Y &= C \begin{bmatrix} X^R \\ X^I \end{bmatrix} + D \begin{bmatrix} u^R \\ u^I \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (159)$$

Sendo $A_{n \times n}^{RR} = A_{n \times n}^{II}$, obtidos da aplicação direta do modelo por corrente contínua, $A_{n \times n}^{RI} = -A_{n \times n}^{IR} = \omega_s I_{n \times n}$. A saída de interesse é obtida a partir da combinação linear entre a componente real e a componente imaginária. Para tal combinação, são necessários os valores de regime permanente e seu módulo, como em (160).

$$\tilde{X}(s) = \frac{X_r}{\sqrt{X_r^2 + X_i^2}} x_r(s) + \frac{X_i}{\sqrt{X_r^2 + X_i^2}} x_i(s) \quad (160)$$

Determinada a matriz de espaço de estado com o *Dynamic Phasor*, pode-se linearizar seu comportamento com aplicação direta do modelo por valores médios, já que o sistema atual apresenta todas as características necessárias para tal aplicação. Para a obtenção desse modelo, todas as oscilações durante o período de comutação, como já dito anteriormente, são desprezadas, logo, são consideradas pequenas perturbações nos valores médios das variáveis. O valor médio é dado pelo valor em regime permanente e representado pela letra maiúscula em (160); as pequenas perturbações ocorrem próximas ao ponto de operação e são expressas por letras minúsculas com acento circunflexo, como em (161). Como a variável de entrada na modulação *phase-shift* é o ângulo de controle (α), é inserida uma pequena perturbação sobre ela, para diferenciar no tempo o valor em (162) (VORPÉRIAN, 1990).

$$\begin{aligned} \langle x(t) \rangle_{Ts} &= X + \hat{x}(t) \\ \langle u(t) \rangle_{Ts} &= U + \hat{u}(t) \\ \langle y(t) \rangle_{Ts} &= Y + \hat{y}(t) \\ \alpha(t) &= \alpha + \hat{\alpha}(t) \end{aligned} \quad (161)$$

Após a substituição de (161) na representação de espaço de estados, dado por (162), obtém-se (163).

$$\begin{aligned}\frac{dx(t)}{dt} &= Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) &= Cx(t) + Du(t)\end{aligned}\tag{162}$$

$$\begin{aligned}\frac{d(X + \hat{x}(t))}{dt} &= A(X + \hat{x}(t)) + B(U + \hat{u}(t)) \\ (Y + \hat{y}(t)) &= C(X + \hat{x}(t)) + D(U + \hat{u}(t))\end{aligned}\tag{163}$$

A derivada de uma constante é nula, e como os valores médios são constantes, então sua derivada é nula, ou seja, $dX/dt = 0$. Pode-se, então, simplificar (163) e reorganizá-la em (164).

$$\begin{aligned}\frac{d\hat{x}(t)}{dt} &= \underbrace{AX + BU}_{\text{Termos Contínuos}} + \underbrace{A\hat{x}(t) + B\hat{u}(t)}_{\text{termos alternados de 1ª ordem}} \\ (Y + \hat{y}(t)) &= \underbrace{CX + DU}_{\text{Termos Contínuos}} + \underbrace{C\hat{x}(t) + D\hat{u}(t)}_{\text{termos alternados de 1ª ordem}}\end{aligned}\tag{164}$$

Elementos alternados de 1ª ordem são compostos por apenas uma perturbação, e elementos alternados de 2ª ordem são compostos pelo produto de dois elementos, fruto de perturbações. Como pode ser visto em (164), só existem elementos alternados de 1ª ordem. Caso existissem elementos de 2ª ordem, deveriam ser desprezados, já que o produto de dois elementos pequenos geraria um valor muito menor. Eliminando os termos contínuos, obtém-se (165).

$$\begin{aligned}\frac{d\hat{x}(t)}{dt} &= A\hat{x}(t) + B\hat{u}(t) \\ \hat{y}(t) &= C\hat{x}(t) + D\hat{u}(t)\end{aligned}\tag{165}$$

Existem perturbações de entrada que são de interesse no projeto, que deverão ser estudadas. Sendo assim é necessário alterar o vetor de entrada $\hat{u}(t)$ para que o mesmo possua as variáveis de interesse. Supondo que o vetor de entrada desejado seja dado por (166). Para realizar a linearização é necessário aplicar a série de Taylor no ponto de equilíbrio, conforme

(167), obtendo uma nova matriz linearizada $B_{\hat{u}_n(t)}$, que substitui a antiga entrada, formando (168) e (169), respectivamente (VORPÉRIAN, 1990).

$$\hat{u}(t) = [\hat{u}_1(t) \ \hat{u}_2(t) \ ... \ \hat{u}_n(t)]' \quad (166)$$

$$B_{\hat{u}_n(t)} = \left. \frac{\partial f(\hat{x}(t), \hat{u}(t))}{\partial \hat{u}_n} \right|_{\hat{u}_n=u_o} = \left. \frac{\partial A\hat{x}(t)}{\partial \hat{u}_n} \right|_{\hat{u}_n=u_o} + \left. \frac{\partial B}{\partial \hat{u}_n} \right|_{\hat{u}_n=u_o} \quad (167)$$

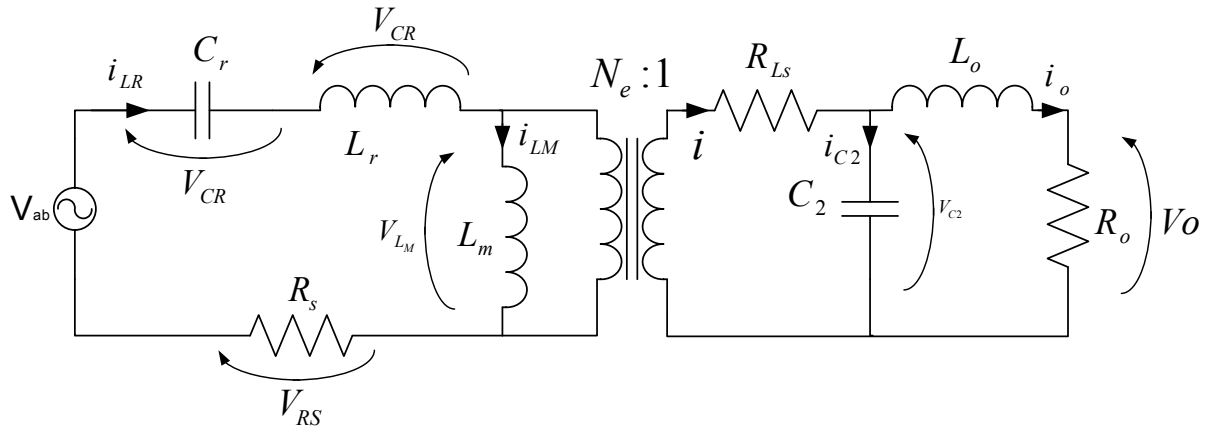
$$\frac{d\hat{x}(t)}{dt} = A\hat{x}(t) + B_{\hat{u}_n(t)}\hat{u}_n(t) \quad (168)$$

$$\hat{y}(t) = C\hat{x}(t) + D\hat{u}_n(t) \quad (169)$$

5.2 Modelo por valores médios em espaço de estados para o conversor LLCC série-paralelo ressonante

Neste subcapítulo, são aplicadas as técnicas de controle descritas nos capítulos anteriores para o conversor LLCC série-paralelo ressonante com modulação *phase-shift* com frequência fixa. O objetivo deste subcapítulo é obter o modelo por valores médios desse conversor, compará-lo com um sistema simulado, linearizá-lo e obter o controlador ideal que atenda as necessidades do projeto. Inicialmente, é necessário fazer o modelo de análise em regime de corrente contínua; a partir do modelo da Figura 97, é possível determinar o vetor dos estados (x) do conversor LLCC série-paralelo em (170), sabendo que para cada elemento passivo acumulador de campo magnético ou elétrico, necessita de um estado. No caso dos acumuladores de campo elétrico (os capacitores), deve ser gerado um estado para a tensão sobre eles. Para os acumuladores de campo magnético (os indutores), é criado um estado para corrente.

Figura 97 - Estrutura ressonante do conversor LLCC série-paralelo.



Fonte: Dados do próprio autor.

$$x = [V_{cr} \ V_{C2} \ i_{LR} \ i_{LM} \ i_o]'$$
 (170)

A tensão no capacitor C_r pode ser obtida relacionando diretamente a corrente i_{LR} , conforme (171) e (172); a tensão no capacitor C_2 é obtida em (173) - (175), aplicando o 1º Lei de *Kirchhoff* entre as correntes de entrada, a corrente de saída i_o , a corrente do indutor L_m e a corrente no indutor L_r ambas refletidas para o secundário e dadas por (176) - (178) respectivamente, aplicando o 2º Lei de *Kirchhoff* entre a tensão de entrada V_{ab} , a tensão sobre o resistor R_s , a tensão sobre o capacitor C_r e a tensão no secundário do elemento IPT refletida para o primário. A corrente do indutor L_m é obtida diretamente da tensão do secundário do elemento IPT, refletida para o primário em (179) e (180). A corrente no indutor L_o é obtida em (181) - (183), aplicando o 2º Lei de *Kirchhoff* entre a tensão de saída V_o e a tensão do capacitor C_2 .

$$i_{LR} = C_r \frac{dV_{CR}}{dt}$$
 (171)

$$\dot{V}_{CR} = \frac{1}{C_r} i_{LR}$$
 (172)

$$i'_{LR} = i'_{LM} + i_{C2} + i_o$$
 (173)

$$C_2 \frac{dV_{C2}}{dt} = N_e i_{LR} - N_e i_{LM} - i_o$$
 (174)

$$\dot{V}_{C2} = \frac{N_e}{C_2} i_{LR} - \frac{N_e}{C_2} i_{LM} - \frac{1}{C_2} i_o$$
 (175)

$$V_{ab} = V_{Rs} + V_{CR} + V_{LR} + V_{LM} \quad (176)$$

$$L_R \frac{di_{LR}}{dt} = -V_{CR} - V_{C2}' - R_{LS}i - R_s i_{LR} + V_{ab} \quad (177)$$

$$i_{LR} = -\frac{1}{L_R} V_{CR} - \frac{N_e}{L_R} V_{C2} - \frac{R_s + N_e R_{LS}}{L_R} i_{LR} + \frac{N_e R_{LS}}{L_R} i_{LM} + \frac{1}{L_R} V_{ab} \quad (178)$$

$$L_M \frac{di_{LM}}{dt} = V_{LM} = (R_{LS}i + V_{C2})N_e \quad (179)$$

$$i_{LM} = \frac{N_e}{L_M} V_{C2} + \frac{N_e R_{LS}}{L_M} i_{LR} - \frac{N_e R_{LS}}{L_M} i_{LM} \quad (180)$$

$$V_{C2} = V_o + V_{LO} \quad (181)$$

$$L_o \frac{di_{LO}}{dt} = V_{C2} - r_o i_o \quad (182)$$

$$i_{LO} = \frac{1}{L_o} V_{C2} - \frac{R_o}{L_o} i_o \quad (183)$$

Sendo: i'_{LR} : corrente no indutor série ressonante (indutância de dispersão) orientada para o secundário [A];

i'_{LM} : corrente no indutor paralelo ressonante (indutância de magnetização) orientada para o secundário [A];

Organizando as equações (171) - (183) com (170), obtêm-se as matrizes A, B, C de (184) - (189), formando o sistema dinâmico em espaço de estados. Neste trabalho, a saída de interesse a ser controlada é a corrente no indutor primário. Como já dito anteriormente, não se deseja instrumentar o VE, portanto, os únicos parâmetros de controle são obtidos no PA.

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \quad (184)$$

$$y(t) = Cx(t) + Du(t) \quad (185)$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{C_R} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{N_e}{C_2} & -\frac{N_e}{C_2} & -\frac{1}{C_2} \\ -\frac{1}{L_R} & -\frac{N_e}{L_R} & -\frac{R_s + N_e R_{LS}}{L_R} & \frac{N_e R_{LS}}{L_R} & 0 \\ 0 & \frac{N_e}{L_M} & \frac{N_e R_{LS}}{L_M} & -\frac{N_e R_{LS}}{L_M} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_o} & 0 & 0 & -\frac{R_o}{L_o} \end{bmatrix} \quad (186)$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{V_{ab}}{L_R} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (187)$$

$$C = [0 \quad 0 \quad 1 \quad 0 \quad 0] \quad (188)$$

$$D = [0] \quad (189)$$

Em (186) - (189), é obtido o modelo de análise transitória de corrente contínua, sendo possível determinar a matriz de espaço de estado com o *Dynamic Phasor* aplicando (186) - (189) em (159), tal como em (190) - (193), em (194). Sendo assim, apresentado o novo vetor de estados com as componentes reais das complexas divididas.

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1/C_R & 0 & 0 & -w & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & N_e/C_2 & -N_e/C_2 & -1/C_2 & 0 & -w & 0 & 0 & 0 \\ -1/L_R & -N_e/L_R & -(R_s + N_e R_{L_s})/L_R & N_e R_{L_s}/L_R & 0 & 0 & 0 & -w & 0 & 0 \\ 0 & N_e/L_M & N_e R_{L_s}/L_M & -N_e R_{L_s}/L_M & 0 & 0 & 0 & 0 & -w & 0 \\ 0 & 1/L_o & 0 & 0 & -R_0/L_0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -w \\ w & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1/C_R & 0 & 0 \\ 0 & w & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & N_e/C_2 & -N_e/C_2 & -1/C_2 \\ 0 & 0 & w & 0 & 0 & -1/L_R & -N_e/L_R & -(R_s + N_e R_{L_s})/L_R & N_e R_{L_s}/L_R & 0 \\ 0 & 0 & 0 & w & 0 & 0 & N_e/L_M & N_e R_{L_s}/L_M & -N_e R_{L_s}/L_M & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & w & 0 & 1/L_o & 0 & 0 & -R_0/L_0 \end{bmatrix} \quad (190)$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{V_{ab}^R}{L_R} & 0 & 0 & 0 & \frac{V_{ab}^I}{L_R} & 0 & 0 \end{bmatrix}' \quad (191)$$

$$C = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (192)$$

$$D = [0] \quad (193)$$

$$x = [V_{CR}^R \ V_{C2}^R \ i_{LR}^R \ i_{LM}^R \ i_o^R \ V_{CR}^I \ V_{C2}^I \ i_{LR}^I \ i_{LM}^I \ i_o^I]' \quad (194)$$

Dado (190) - (194) e utilizando o Simulink[®] do Matlab[®], é possível simular o modelo de espaço de estados, conforme Figura 98. Com ele, é possível confrontar o modelo matemático com a simulação do conversor, sendo que ambos, nesse ensaio, estão operando em malha aberta e sem o capacitor de saída.

Da comparação entre os circuitos, são obtidos os gráficos da Figura 99, que apresentam, respectivamente, a tensão de saída, a corrente no indutor série ressonante L_R e as tensões sobre os capacitores ressonante C_R e C_2 . Os parâmetros de projeto do conversor são dados na Tabela 14, e a partir deles, é feito a simulação do circuito da Figura 93 e construída a matriz de espaço de estado com o *Dynamic Phasor*, conforme Figura 98.

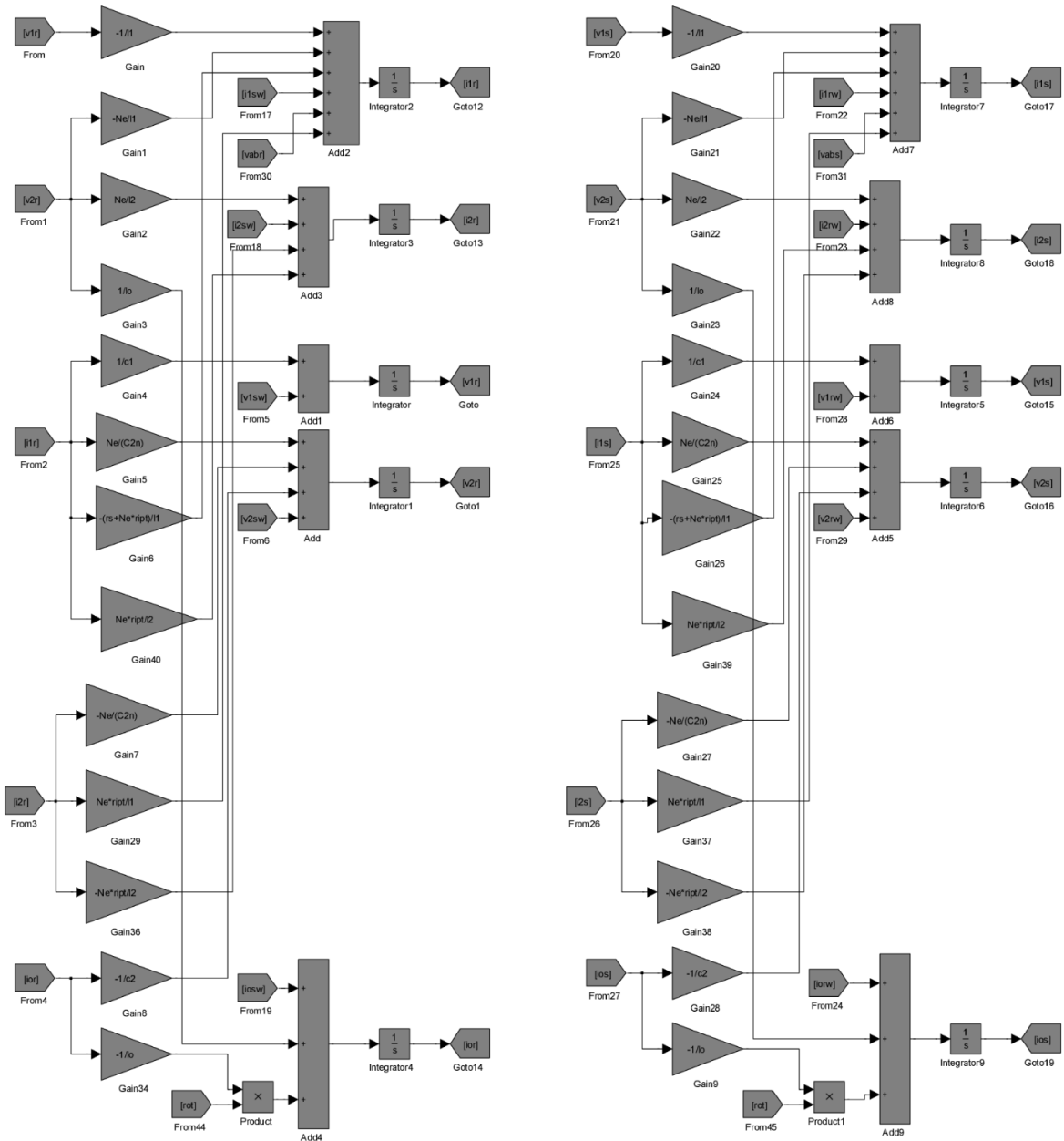
A simulação é dividida em três partes todas em malha aberta: a primeira ocorre durante os primeiros 4 ms, quando o circuito estava inicialmente em condições nula e passa a operar em carga plena (com ângulo α igual zero); a segunda etapa ocorre de 4 ms a 8 ms. Neste momento, o circuito está funcionando com 50% da razão cíclica nominal; na última etapa, que compreende o intervalo de 8 ms a 12 ms, o circuito retorna a operar em plena carga.

Tabela 14 - Parâmetros do conversor ressonante.

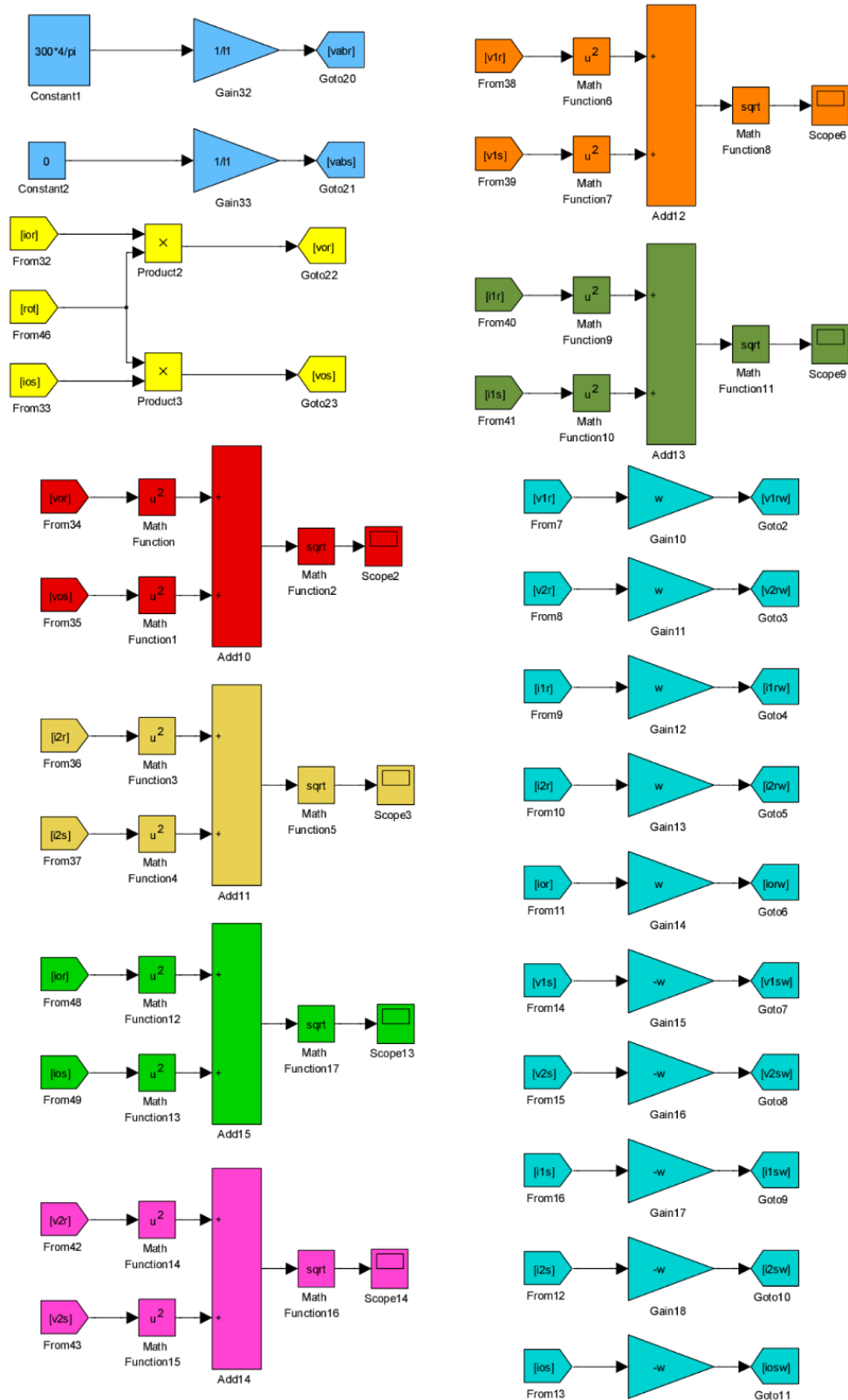
Parâmetro	Valor
Tensão CC barramento de entrada (V_s)	300 V
Potência máxima (P_o)	1150 W
Tensão contínua de saída (V_o)	240 V
Frequência de comutação (F_s)	32 KHz
Frequência de ressonância (F_o)	24,615 KHz
Acoplamento mútuo (k)	0,1489
Elementos ressonantes:	
Indutor ressonante (L_{IPT})	104 μH
Indutor ressonante auxiliar (L_{Raux})	98.311 μH
Indutância de magnetização (L_M)	4,567 μH
Indutância de saída (L_o)	9 nH
Capacitor ressonante (C_r)	198.32 nH
Capacitor ressonante de saída (C_2)	2,4251 uH

Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 98 - Modelo espaço de estados do conversor LLCC.

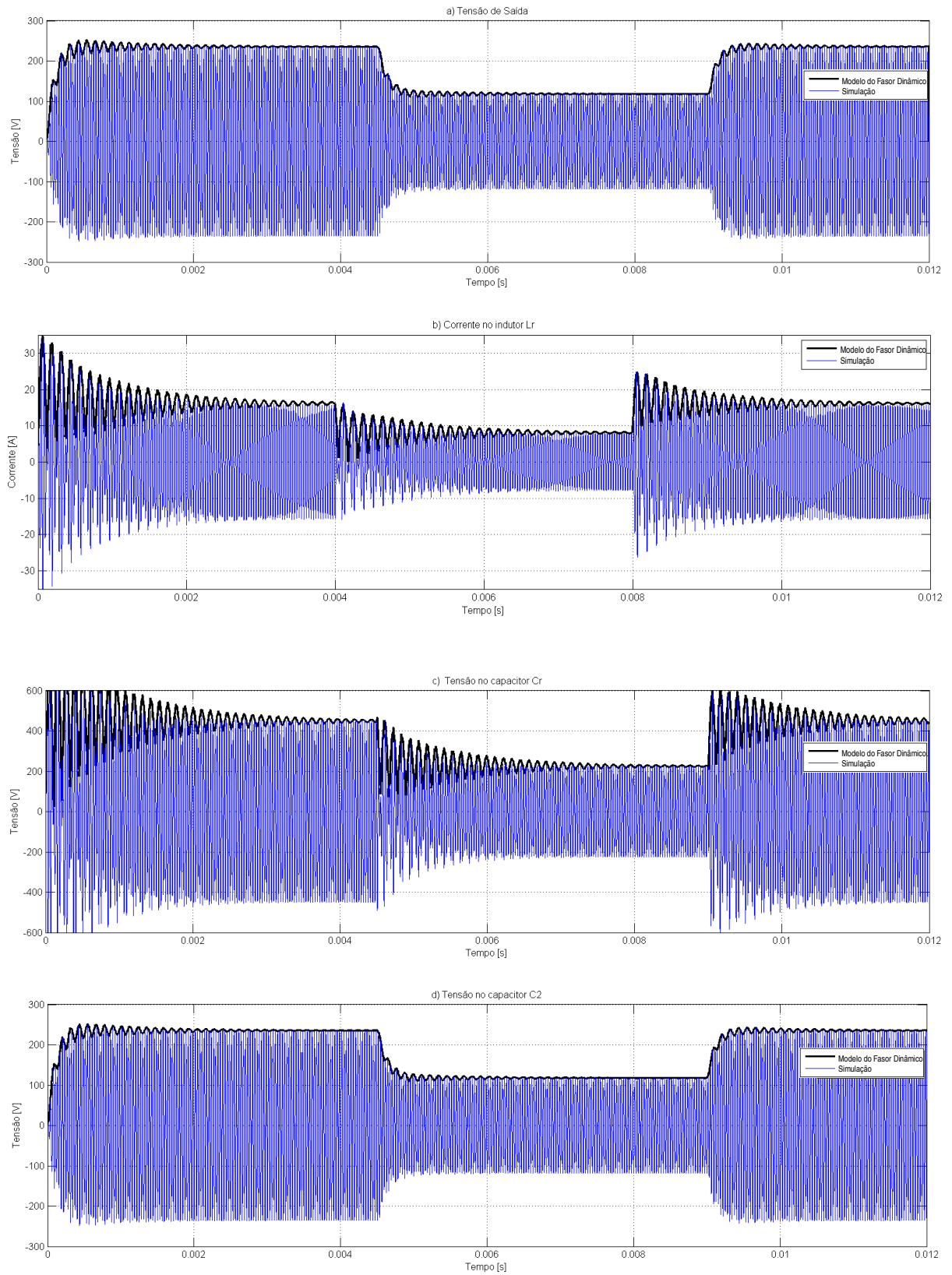


continuação



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 99 - Simulações do conversor LLC ressonante em malha aberta.



Fonte: Dados do próprio autor.

O modelo de controle apresenta apenas o envelope do comportamento do conversor, já que durante seu desenvolvimento, é necessário transformar o sistema oscilatório em um sistema com pequenas variações, quando se aplicou a teoria de *Dynamic Phasor*. Comparando as formas de onda obtidas, verifica-se grande proximidade entre o modelo e a simulação, sendo que as pequenas discrepâncias são causadas por pequenas diferenças entre modelo real do IPT e o modelo aproximado apresentados nos capítulos anteriores.

Em continuidade do desenvolvimento, são determinados os valores de regime permanente, que são obtidos quando a derivada dos estados é nula, já que a derivada de uma constante sempre será nula, como em (195). Então isolando a variável X e multiplicando ambos os lados pela inversa de A pela esquerda, obtém-se (196), onde é possível determinar os valores de regime dos estados.

$$\begin{aligned} 0 &= AX + Bu \\ Y &= CX + Du \end{aligned} \tag{195}$$

$$\begin{aligned} X &= -A^{-1}Bu \\ Y &= (-CA^{-1}B + D)u \end{aligned} \tag{196}$$

Os valores de regime das variáveis de estado são obtidos a partir da aplicação dos valores da Tabela 14, em (190) - (194) e (196), apresentados na Tabela 15.

Tabela 15 - Valores de regime permanente.

Estado	Valor
V_{CR0}^R	423,4482 V
V_{C20}^R	-109,3884 V
i_{LR0}^R	-8,0882 A
i_{LM0}^R	158,0092 A
i_{o0}^R	-2,1875 A
V_{CR0}^I	-209,7213 V
V_{C20}^I	-222,9942 V
i_{LR0}^I	-16,3308 A
i_{LM0}^I	-89,2613 A
i_{o0}^I	-4,4600 A
V_{CR0}	472,5372 V
V_{C20}	248,3793 V
i_{LR0}	18,2240 A
i_{LM0}	181,4786 A
i_{o0}	4,9676 A

Fonte: Dados do próprio autor.

Sendo: V_{CR0}^R : parte real da tensão, em regime permanente, sobre o capacitor série ressonante C_R ;

V_{C20}^R : parte real da tensão, em regime permanente, sobre o capacitor paralelo ressonante C_2 ;

i_{LR0}^R : parte real da corrente, em regime permanente, através do indutor série ressonante (indutância de dispersão) L_R ;

i_{LM0}^R : parte real da corrente, em regime permanente, através do indutor paralelo ressonante (indutância de magnetização) L_M ;

i_{o0}^R : parte real da corrente de saída em regime permanente;

V_{CR0}^I : parte imaginária da tensão, em regime permanente, sobre o capacitor série ressonante C_R ;

V_{C20}^I : parte imaginária da tensão, em regime permanente, sobre o capacitor paralelo ressonante C_2 ;

i_{LR0}^l : parte imaginária da corrente, em regime permanente, através do indutor série ressonante L_R ;

i_{LM0}^l : parte imaginária da corrente, em regime permanente, através do indutor paralelo ressonante L_M ;

i_{o0}^l : parte imaginária da corrente de saída em regime permanente;

V_{CR0} : módulo da tensão, em regime permanente, sobre o capacitor série ressonante C_R ;

V_{C20} : módulo da tensão, em regime permanente, sobre o capacitor paralelo ressonante C_2 ;

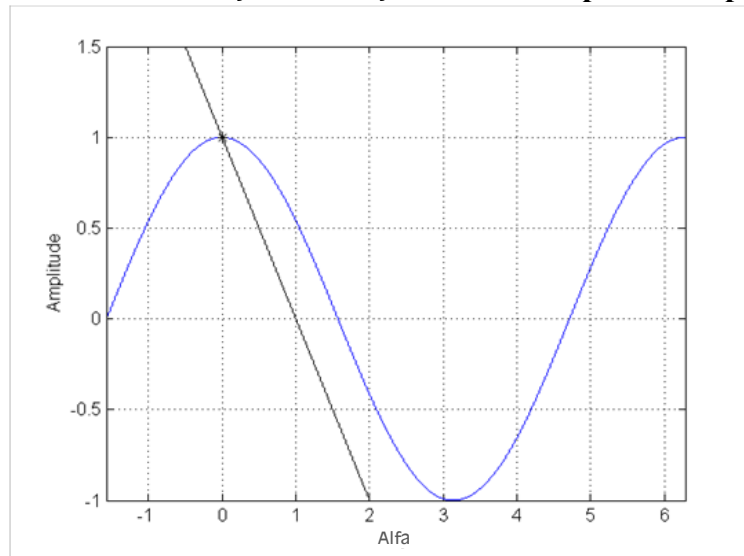
i_{LR0} : módulo da corrente, em regime permanente, através do indutor série ressonante L_R ;

i_{LM0} : módulo da corrente, em regime permanente, através do indutor paralelo ressonante L_M ;

i_{o0} : módulo da corrente de saída em regime permanente;

Para manter a comutação suave, o conversor funciona apenas em condução contínua, portanto, para que ele possua a maior variação de carga possível, o valor de regime do ângulo de controle (α) deve ser igual a zero. Para linearizar seu comportamento, é inserida uma perturbação em α . Como essa perturbação é pequena, pode-se aproximar o cosseno de α para apenas $1 - \alpha$, como apresentado na Figura 100 e em (197). Então, substituindo (197) em (112), obtém-se (198).

Figura 100 - Linearização da função cosseno no ponto de operação.



Fonte: Dados do próprio autor.

$$\cos\left(\frac{\hat{\alpha}}{2}\right) \approx 1 - \hat{\alpha} \quad (197)$$

$$\hat{V}_{ab}(t) = \frac{4}{\pi} V_s (1 - \hat{\alpha}) \quad (198)$$

Aplicando a linearização pela serie de Taylor de (167), mantendo o ponto de equilíbrio com α igual a zero, V_s igual a 300V e w igual a $201,0619 \cdot 10^3$ rad/s, é linearizado em α , V_s e w , gerando o vetor $B_{\hat{\alpha}}$, $B_{\hat{V}_s}$ e $B_{\hat{w}}$, respectivamente apresentados em (199) - (201).

$$B_{\hat{\alpha}} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{4}{\pi} \frac{V_s}{L_R} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}' \quad (199)$$

$$B_{\hat{V}_s} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{4}{\pi} \frac{1}{L_R} (1 - \alpha) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}'$$

ou

$$(200)$$

$$B_{\hat{V}_s} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{4}{\pi} \frac{1}{L_R} \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}'$$

$$B_{\hat{w}} = [-V_{CR0}^I \quad -V_{C20}^I \quad -i_{LR0}^I \quad -i_{LM0}^I \quad -i_{o0}^I \quad V_{CR0}^R \quad V_{C20}^R \quad i_{LR0}^R \quad i_{LM0}^R \quad i_{o0}^R] \quad (201)$$

A corrente de entrada do conversor (corrente através do indutor série ressonante) é a saída de interesse, a qual é realizado o controle, pois o projeto considera um acoplamento mútuo constante, assim sendo, haverá um controle de forma indireta da corrente no VE, portanto, combinando (202) e (203), que, respectivamente, definem as funções de transferência para a componente real e imaginário da corrente de entrada. Juntamente com os valores de regime dessa corrente é determinada a função de transferência desejada para o controle em (204).

$$G^R(s) = \frac{i_{LR}^R(s)}{\alpha(s)} = C(sI - A)^{-1}B + D \quad (202)$$

$$\text{para } C = [0 \quad 0 \quad 1 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0]$$

$$G^I(s) = \frac{i_{LR}^I(s)}{\alpha(s)} = C(sI - A)^{-1}B + D \quad (203)$$

$$\text{para } C = [0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 1 \quad 0 \quad 0 \quad 0]$$

$$G(s) = \frac{i_{LR}(s)}{\alpha(s)} = \frac{i_{LR0}^R}{\sqrt{i_{LR0}^R + i_{LR0}^I}} G^R(s) + \frac{i_{LR0}^I}{\sqrt{i_{LR0}^R + i_{LR0}^I}} G^I(s) = \quad (204)$$

$$G(s) = \frac{i_{LR}(s)}{\alpha(s)} = \frac{Num}{Den}$$

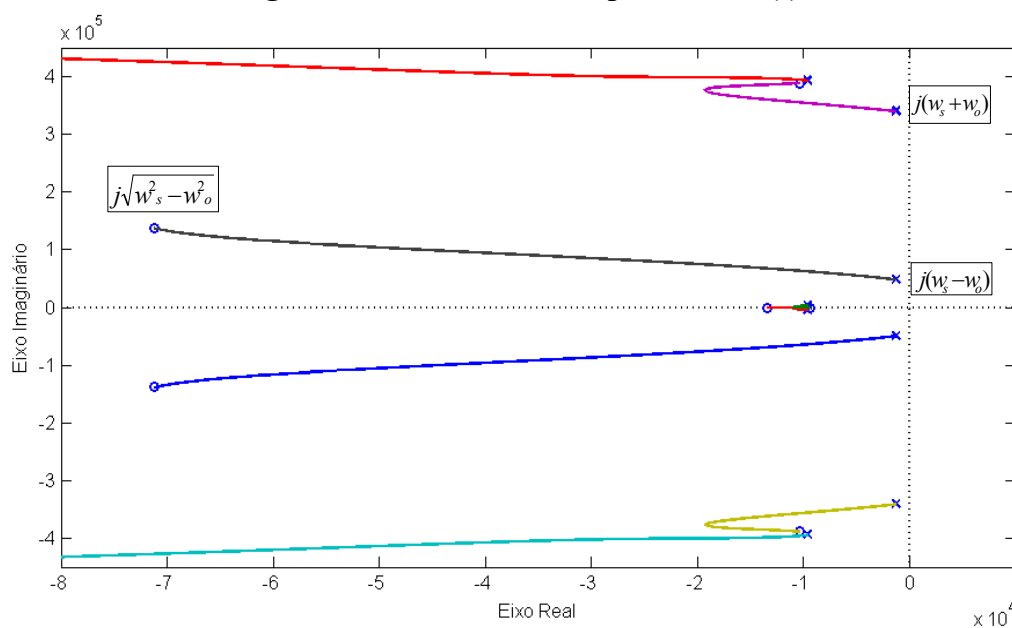
$$\begin{aligned} Num &= 7,465 \cdot 10^5 s^9 + 4,977 \cdot 10^{15} s^8 + 8,297 \cdot 10^{24} s^7 + 3,607 \cdot 10^{30} s^6 \\ &\quad + 1,896 \cdot 10^{36} s^5 + 5,928 \cdot 10^{41} s^4 + 8,861 \cdot 10^{46} s^3 + 9,341 \cdot 10^{51} s^2 \\ &\quad + 1,817 \cdot 10^{56} s + 9,524 \cdot 10^{59} \\ Den &= s^{10} + 6,667 \cdot 10^9 s^9 + 1,111 \cdot 10^{19} s^8 + 4,867 \cdot 10^{23} s^7 + 3,046 \cdot 10^{30} s^6 + 9,625 \cdot 10^{34} s^5 \\ &\quad + 2,083 \cdot 10^{41} s^4 + 4,577 \cdot 10^{45} s^3 + 5,125 \cdot 10^{50} s^2 + 9,271 \cdot 10^{54} s + 5,226 \cdot 10^{58} \end{aligned}$$

Aplicando o *root-locus* na planta $G(s)$, obtém-se a Figura 101. Foram destacados alguns pares de polos criados pela interação entre as frequências de ressonância e comutação. Primeiramente, um par de polos complexos conjugados, fruto da soma das duas frequências, outro par gerado pelo módulo da subtração das frequências e, por último, um par gerado pela subtração das frequências; dentre estes, o mais interessante é o par criado pela subtração das frequências, o qual altera de forma oscilatória o comportamento do circuito. Nota-se que na Figura 99, o envelope apresenta um sinal modulado de baixa frequência, com período semelhante ao valor da diferença entre a frequência de comutação e a frequência de ressonância. Observa-se, também, que o sistema tende à estabilidade, e para controlá-lo, é suficiente uma realimentação com ganho K . Entretanto, deseja-se remover o erro de regime permanente e ajustar a frequência de cruzamento do sistema, portanto, um PI lag, que será tratado a seguir, apresenta-se como melhor solução para controle.

Para o controle, deseja-se estabilidade, erro de regime nulo, frequência de cruzamento no máximo 1/4 da frequência de comutação e margem de fase superior a 30°. Projetando o controlador via diagrama de Bode, obtém-se a Figura 102, na qual se apresenta a planta do sistema ($G(s)$) em azul e o controlador em preto, que é composto por um integrador para remover o erro de regime e um zero para estabilizar, e um ganho proporcional para que a frequência de cruzamento fique com um valor próximo ao desejado. Já a margem de fase ficou um pouco aquém, mas é necessário, pois caso contrário, a frequência de cruzamento ficaria próxima à frequência de comutação, o que prejudicaria o controlador; por fim, o controlador projetado é dado por (205).

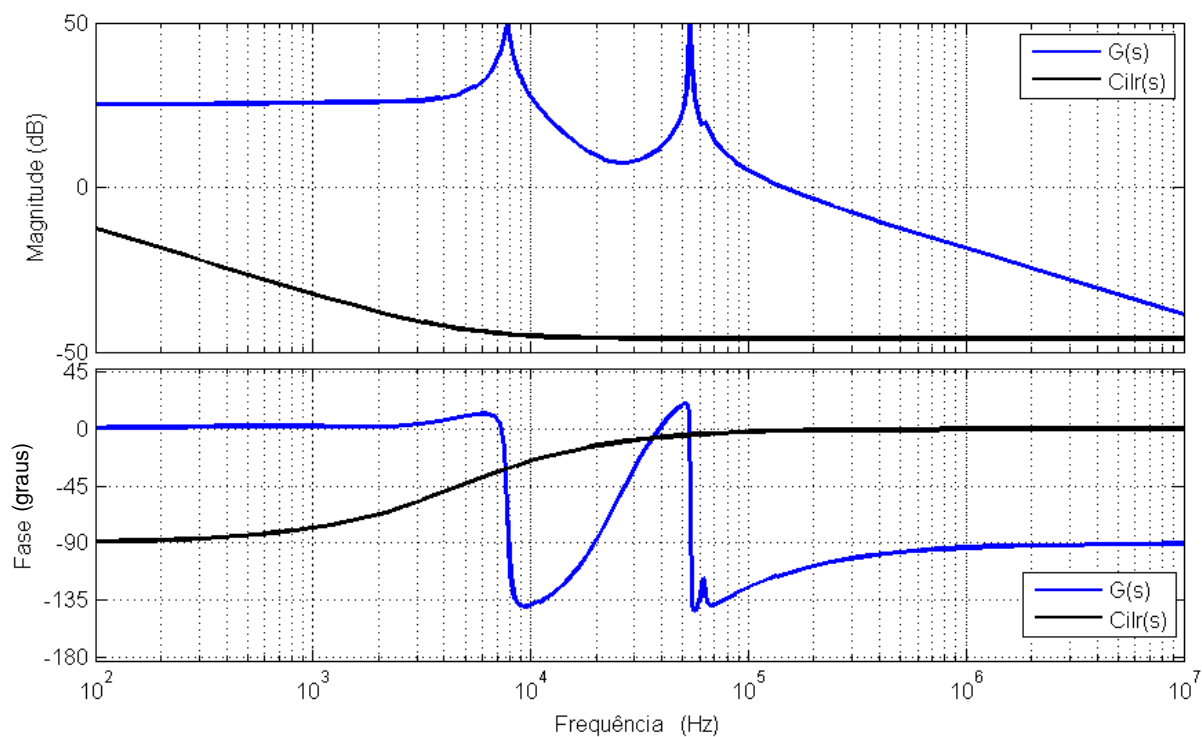
$$C_{ILR}(s) = 0,005 \frac{s+30000}{s} \quad (205)$$

Figura 101 - Root-locus da planta de $G(s)$.



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 102 - Diagrama de Bode $G(s)$ e $C_{ILR}(s)$.

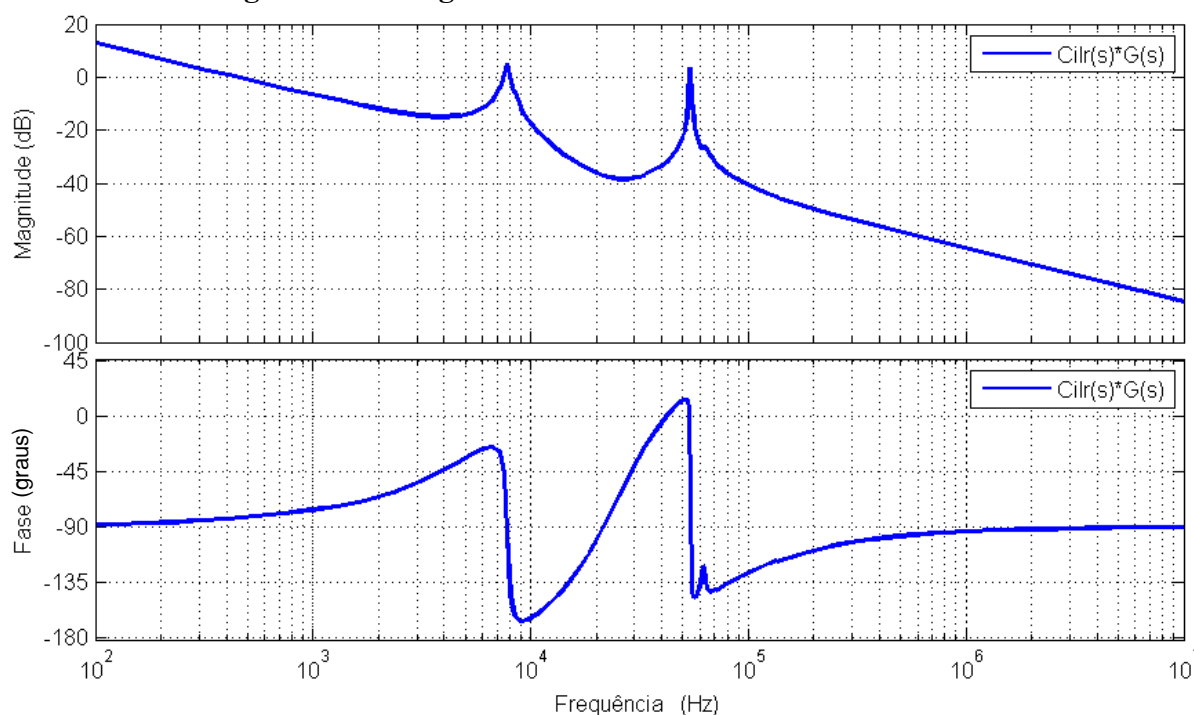


Fonte: Dados do próprio autor.

A combinação do controlador PI lag (C_{ILR}) e da planta $G(s)$ resulta na curva da Figura 103. Com uma frequência de cruzamento de 8 kHz e uma margem de fase igual a 32,2°, estes valores são para garantir uma resposta rápida e, também, para manter a estabilidade do sistema, dentro de parâmetros dinâmicos aceitáveis para a proposta. Para avaliar o comportamento do sistema controlado, é aplicada uma entrada degrau, conforme Figura 104, e analisando sua resposta, obteve-se uma resposta amortecida, com 3 ms de tempo de estabilização, o que, para o sistema proposto, é muito rápido, já que a dinâmica de carregamento é superior a 1 s.

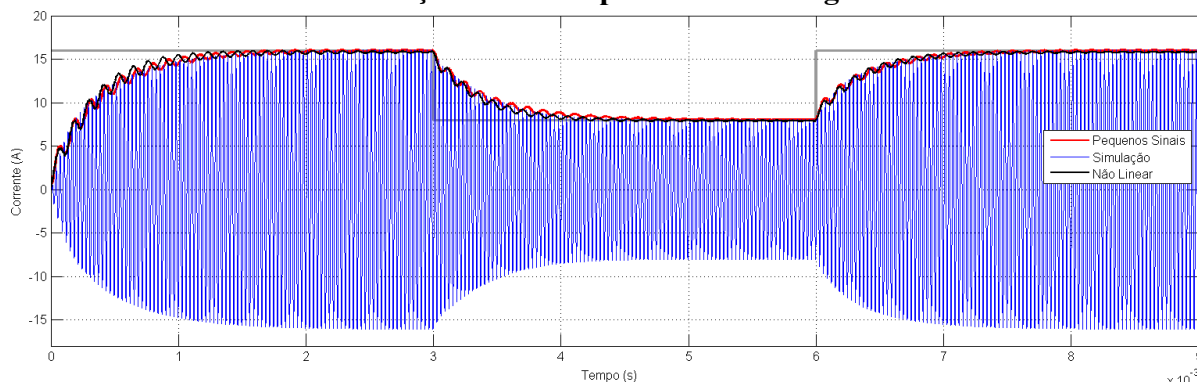
O sistema linearizado e o simulado apresentaram um comportamento semelhante para o tempo de estabilização, entretanto, para o transitório, houve um comportamento distinto causado pelo capacitor colocado na saída do estágio de retificação, o que altera a dinâmica transitória do circuito, fornecendo, assim, um comportamento subamortecido. Além disso, pelo fato do sistema estar linearizado, é admitido que existissem pequenas divergências.

Figura 103 - Diagrama de Bode do conversor controlado.



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 104 - Resposta temporal da Função de Transferência linearizada ($C_{ILR}(s)G(s)$) e Simulação no PSIM para entrada Degrau.



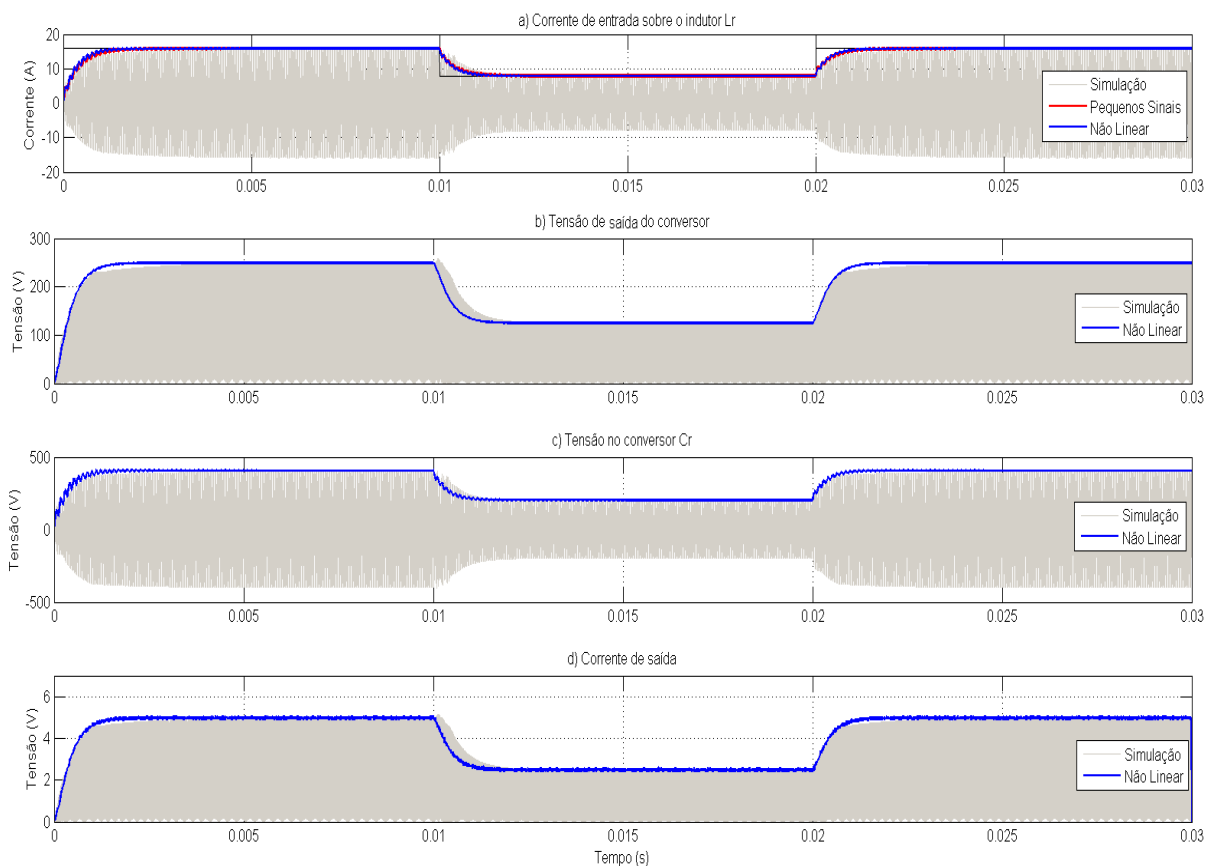
Fonte: Dados do próprio autor.

Retornando ao diagrama montado na Figura 98, combinando-o com o controlador $C_{ILR}(s)$ de (205), obtém-se o modelo não linear realimentado. O gráfico da Figura 105a estuda a corrente sobre o indutor série ressonante L_R , apresentando a resposta temporal do modelo realimentado: a pequenos sinais linearizados ($C_{ILR}(s)G(s)$), a Simulação no PSIM® e o modelo não linear realimentado. Para manter as mesmas condições nos três modelos, é removido o capacitor de saída (filtro DC) localizado após a ponte retificadora, pois assim remove-se a inércia causada por ele ao sistema simulado.

Já com relação aos gráficos restantes da Figura 105, foram apresentados apenas o modelo não linear e o modelo simulado, ambos realimentados com o controlador projeto, obtendo, respectivamente, a tensão de saída (V_O), a tensão sobre o capacitor (C_r) e a corrente de saída (I_O).

Para todos os ensaios propostos a seguir, é mantida uma carga resistiva, o controle regulado com uma referência inicial de 15,8 A para os primeiros 10 ms e, durante os próximos 10 ms decorrentes, a corrente foi reduzida para 7,9 A e, por fim, retorna para 15,8 A para os últimos 10 ms de operação.

Figura 105 - Simulação malha fechada do conversor LLCC considerando uma entrada degrau na corrente I_{LR} .



Fonte: Dados do próprio autor.

5.3 Considerações finais

A proposta inicial previa que o controle da corrente no primário, sabendo que pelas características formadas pelo projeto, há o controle indireto da corrente de saída, sem a necessidade da instrumentação do VE. Portanto, observa-se na Figura 105 que entre a corrente de saída e a corrente de entrada, existe uma relação de transformação 3 : 1. Nota-se que os transitórios possuem discrepâncias entre eles, e isso ocorre em consequência da técnica de leitura do sistema simulado, que utiliza um modelo não linear composto por um diodo que está em série com uma impedância, formado por um capacitor e um resistor em paralelo. Esse circuito afeta apenas mudanças de atenuação de sinal, pois o capacitor demora para dissipar sua energia acumulada, tornando o comportamento degrau negativo em um comportamento exponencial negativo de RC.

Como pode ser visto e salientado diversas vezes no texto, há elevado interesse em manter o acoplamento mútuo constante por toda a extensão do PA, para que não ocorram

variações na resposta em regime, o que inviabilizaria a factibilidade do projeto sem instrumentação do veículo elétrico.

Por fim, a modelagem por valores médios em espaço de estados com *Dynamic Phasor* permite a obtenção de um modelo de circuito equivalente válido para pequenos sinais para o conversor LLCC ressonante e, com base nesse circuito, é possível deduzir as funções de transferência que expressam a dinâmica do conversor ressonante. A partir de tais funções, é realizado o projeto dos controladores de acordo com a estratégia de controle em modo de corrente por valores médios instantâneos.

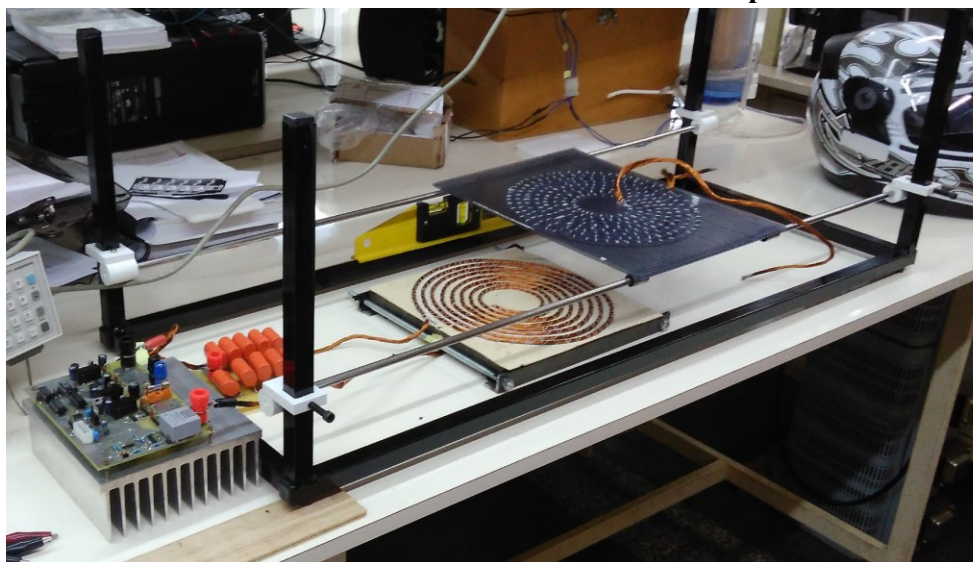
6 RESULTADOS OBTIDOS E DISCUSSÕES

Este capítulo aborda somente os resultados práticos, já que durante o desenvolvimento teórico já fora abordado alguns resultados de forma escalonada nos respectivos capítulos que abordaram o projeto do conversor. Mas, usualmente, são confrontados os resultados práticos com os teóricos.

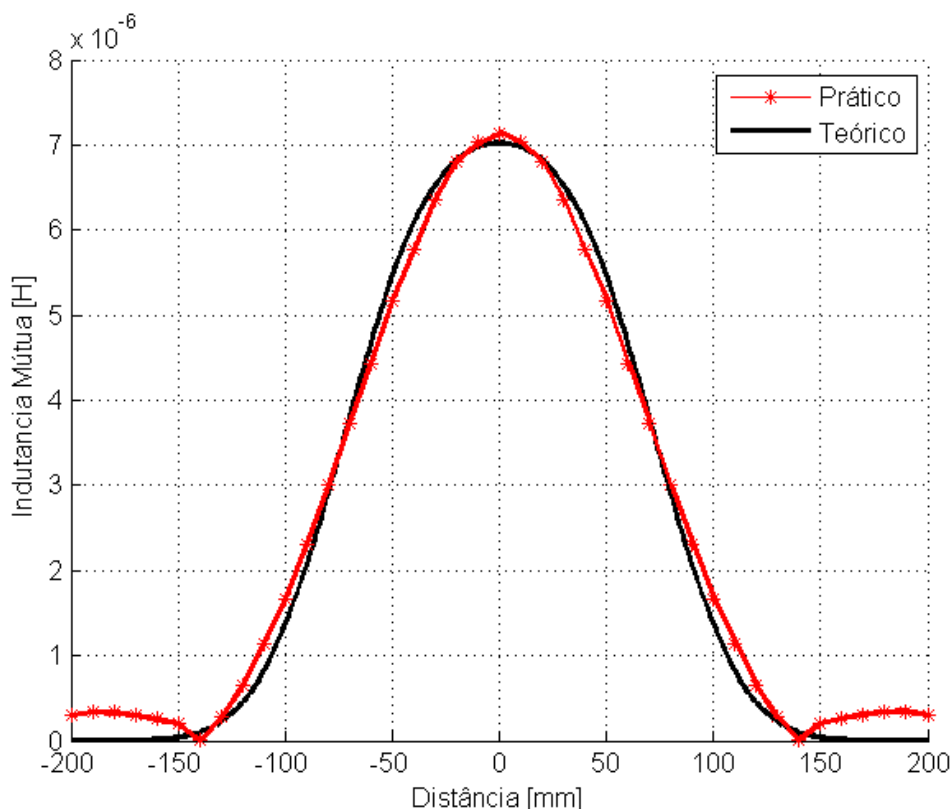
O trabalho objetiva a transmissão dinâmica de energia, portanto, para início dos trabalhos, é desenvolvido um sistema que permite o movimento longitudinal do receptor de energia por meio de um sistema de trilhos. Implementado conforme a Figura 106, juntamente com o primeiro sistema de transmissão, composto, basicamente, por um elemento emissor e um receptor, com a finalidade confrontar os valores práticos com os teóricos obtidos em Jorgetto (2015).

Com resultados muito satisfatórios e erros inferiores a 3%, é obtida a curva de acoplamento mútuo de acordo com a posição espacial do receptor, com auxílio do sistema de suspensão sobre trilhos que, confrontado com a curva obtida em (31), com os dados da Tabela 8, obteve-se a Figura 107, que apresenta duas curvas quase que sobrepostas, uma à outra.

Figura 106 - Conversor ressonante com sistema de trilhos para WPT *in-motion*.



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 107 - Indutância mútua prática e teórica.

Fonte: Dados do próprio autor.

Como já dito, existem algumas condições necessárias para que todo o conjunto de transmissão sem fio opere de forma desejada, sendo elas:

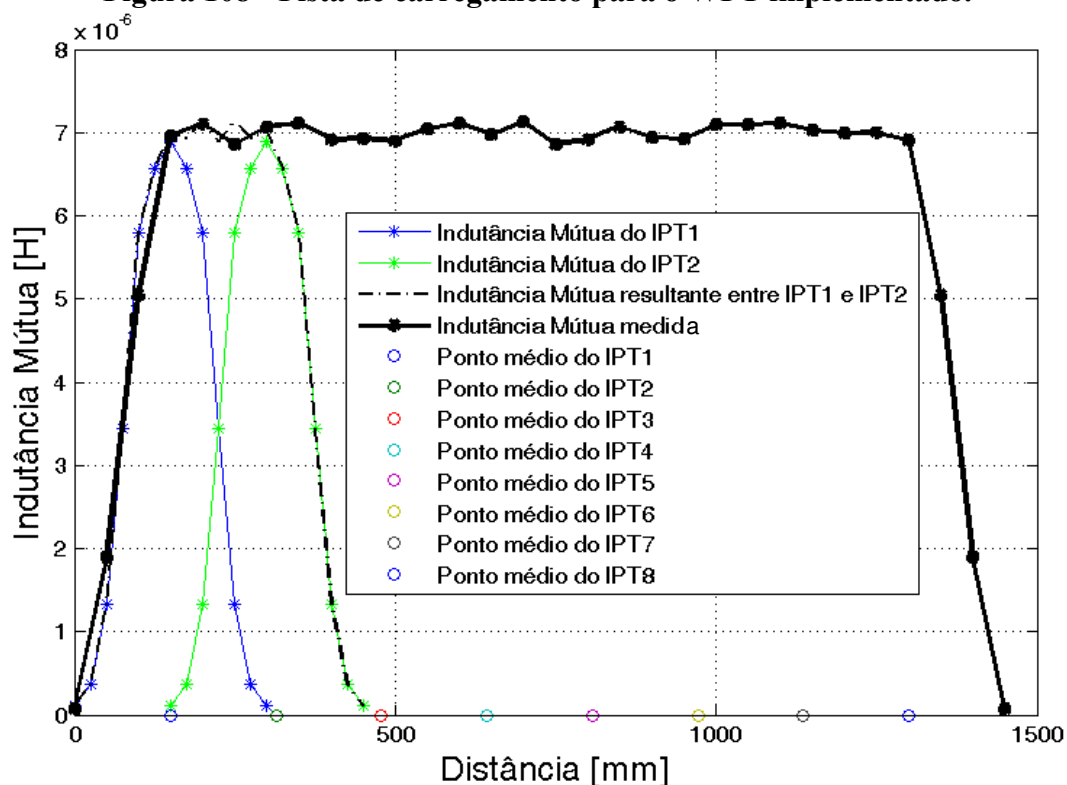
- O conversor ressonante deve possuir uma estrutura ressonante LLCC série-paralelo;
- A frequência de comutação deve ser igual à frequência de ressonância entre o capacitor paralelo C_2 e a indutância de magnetização L_m ;
- A indutância de magnetização L_m e a indutância de dispersão L_R não devem possuir grandes variações paramétricas;
- O controle realimentado do conversor deve ser feito pela corrente do primário;

Usualmente, os campos magnéticos formados por indutores em formato espiral possuem apenas um ponto máximo de acoplamento magnético, como visto na Figura 107, restando então uma pequena região capaz de manter a ressonância. Aplicando a sobreposição de campos magnéticos, é dimensionado um arranjo que fornece um acoplamento magnético constante, permitindo assim, que não existam grandes variações paramétricas nesse sistema,

fixando o valor da frequência de ressonância do capacitor C_2 e a indutância de magnetização L_m , uma das condições para tornar esse projeto factível.

A organização dos elementos de transmissão sem fio resulta em uma associação série de oito indutores simétricos, fazendo uso da superposição de efeito de campos magnéticos. Juntos, os indutores formam uma pista do posto de abastecimento com 1,2 m de comprimento, capaz de operar com uma potência máxima de 2kW e um acoplamento mútuo de $7,05 \mu H$, como pode ser visto na Figura 108. Nota-se que existem pequenas variações do acoplamento mútuo causados por pequenos desalinhamentos na montagem da pista.

Figura 108 - Pista de carregamento para o WPT implementado.



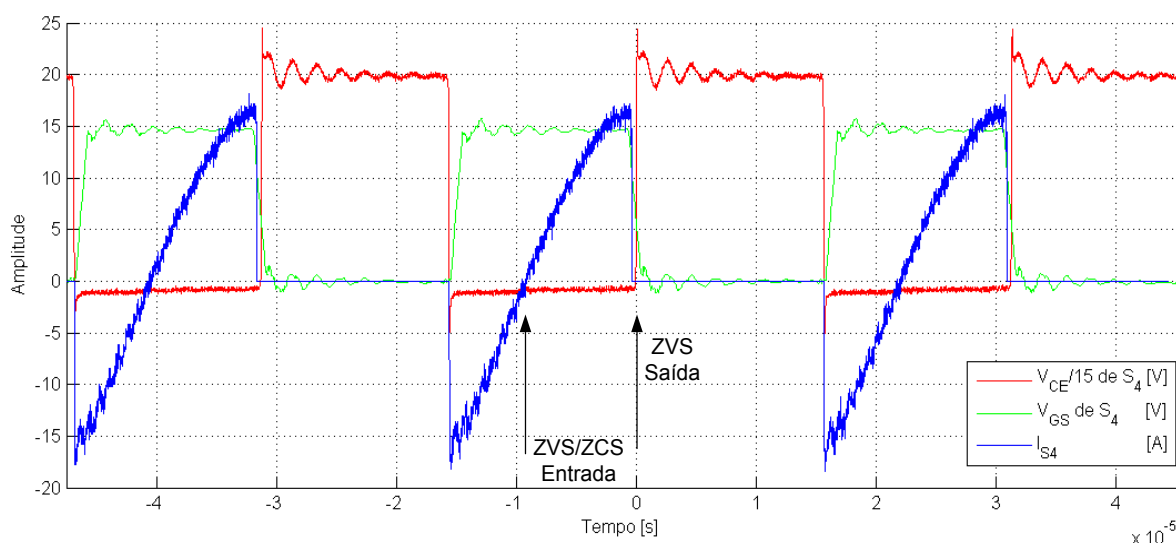
Fonte: Dados do próprio autor.

O conversor possui comutação ZVS e, dentre as possíveis tecnologias de semicondutores (Mosfet e IGBT), o IGBT apresenta maiores vantagens para esse tipo de comutação, já que as principais perdas de energia nos IGBT provêm da entrada e saída de condução, e as perdas durante a condução usualmente são baixas quando comparadas ao Mosfet. A partir de tal afirmação, é montado um conversor na estrutura *Full-Bridge* utilizando IGBT. Apesar da baixa complexidade do circuito, observou-se que, quanto mais próximo o capacitor do barramento CC de entrada encontra-se dos comutadores, menor será o pico de tensão sobre a chave. Idealmente, o conversor apresenta pico de tensão nulo, mas na prática ele apresenta um valor constante de 70 V somado à tensão de entrada, considerando que esteja em seu ponto de operação mais crítico, ponto em que o conversor possui uma largura de pulso igual a meio e, conseqüentemente, o conversor possui a segunda e a quinta etapas de operações reduzidas até um ponto em que pode forçar uma comutação dissipativa.

6.1 Resultados em malha aberta

Realizando um ensaio em que o conversor opere no ponto crítico, em malha aberta, obteve-se a Figura 109, na qual é apresentado o pico da chave e a comutação ZVS. Nota-se que o comando de comutação ocorre enquanto a corrente é negativa, portanto, o IGBT não entra em condução, e quem está conduzindo nesse momento é o diodo associado à sua chave. Quando a corrente tornar-se positiva, a chave começa a conduzir, assim, observa-se a comutação ZVS e ZCS na entrada em condução. A saída de condução é observada quando o diodo associado à outra chave desse braço assume a corrente. Nesse caso, o *overshoot* da chave pode ocorrer por dois motivos: o primeiro é consequência da largura de pulso que é igual a 47,3%; o segundo, pela velocidade reduzida do diodo associado à chave que encontra-se no substrato que o IGBT. Mesmo assim, as perdas nos semicondutores são extremamente reduzidas, porque ele executou a comutação ZVS na entrada e na saída; o esperado seria uma dissipação de 16 W no total (na temperatura ambiente), e na realidade, foram aproximadamente 21 W.

Figura 109 - Comutação ZVS da chave S_4 do conversor *Full-Bridge*.

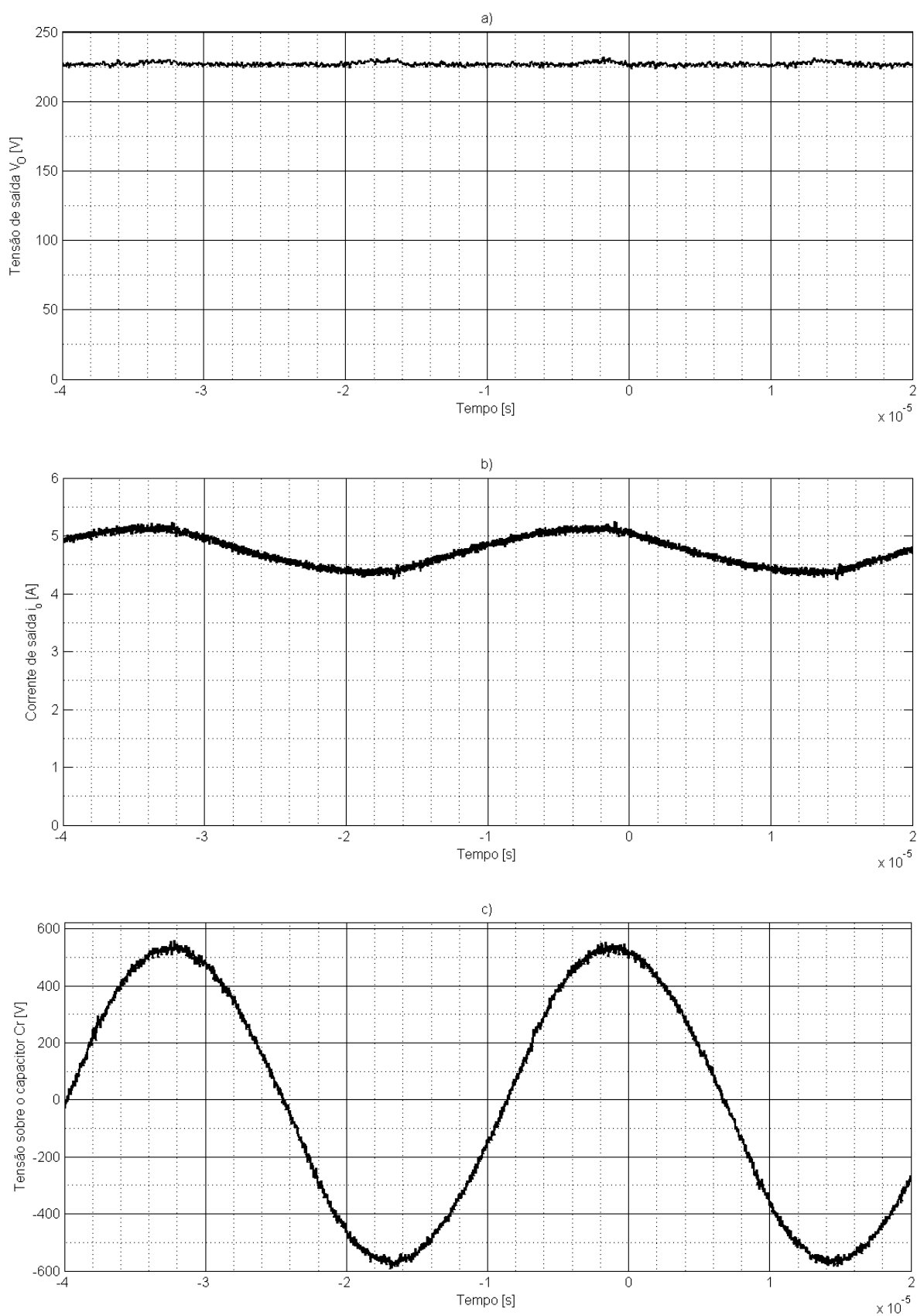


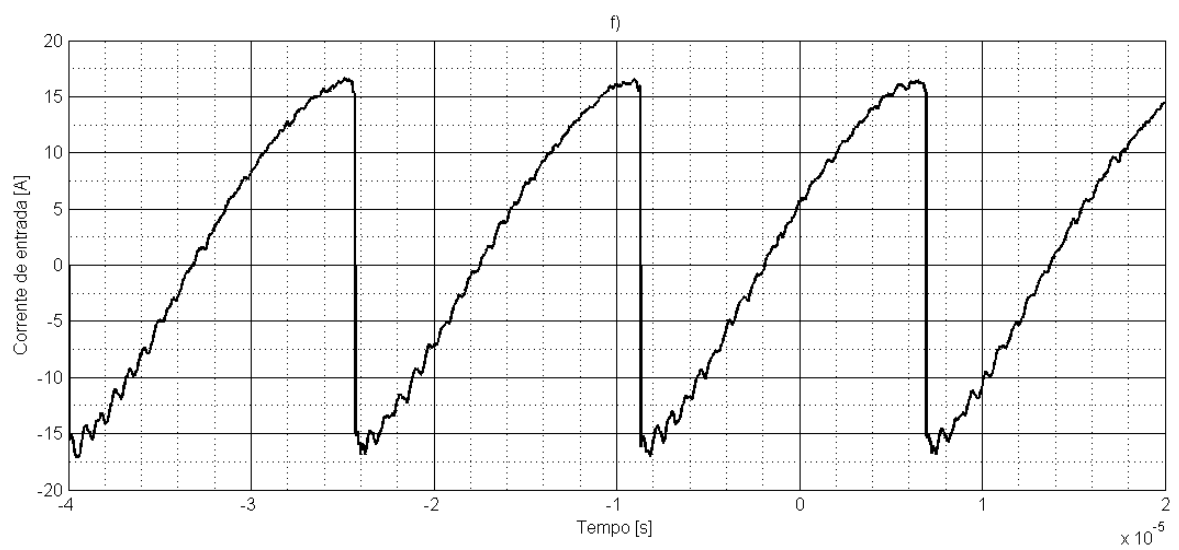
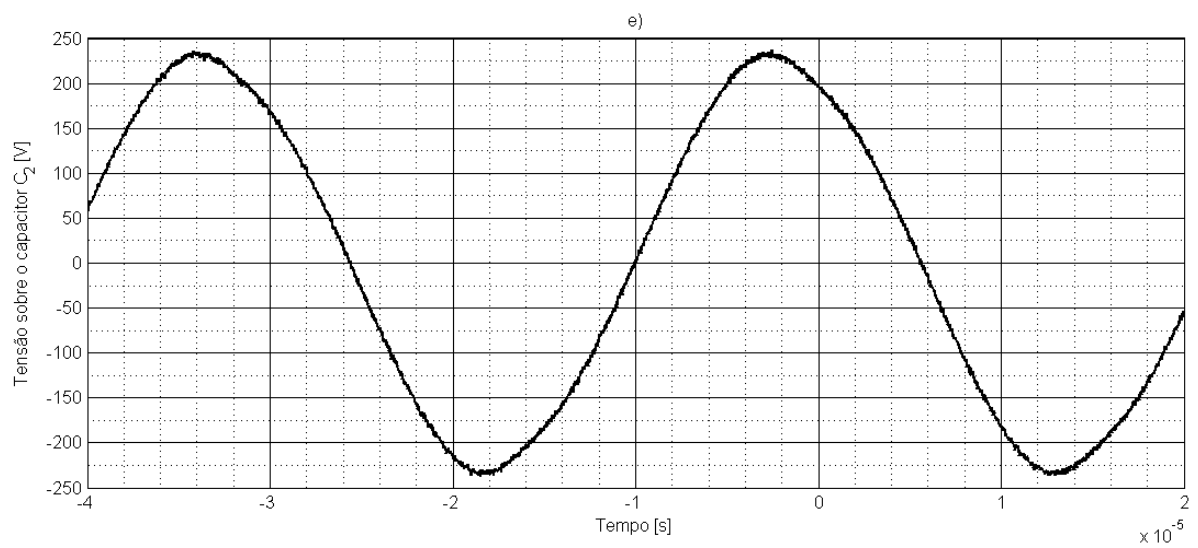
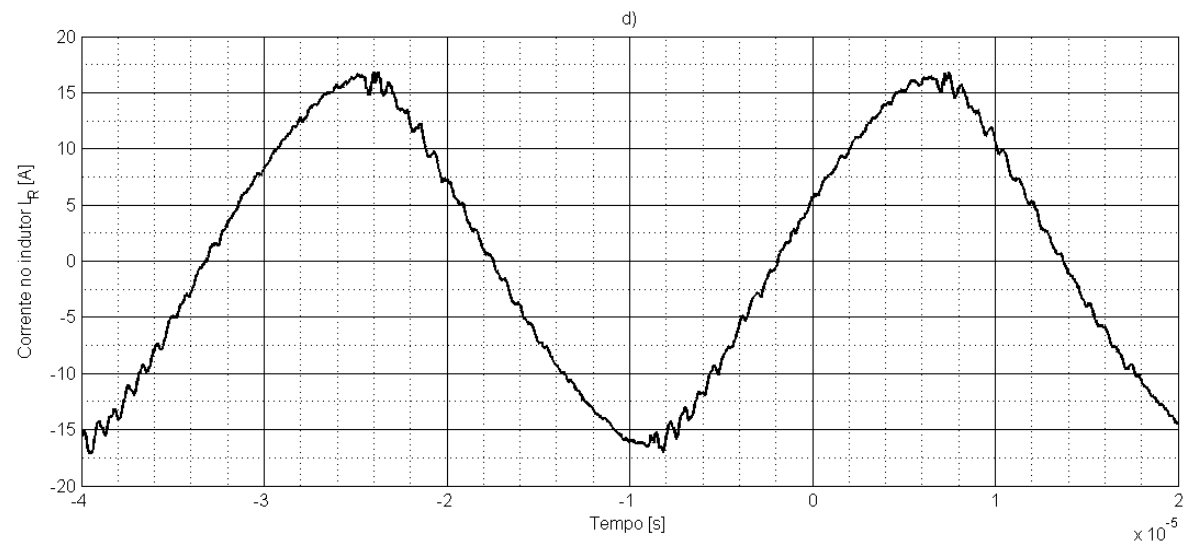
Fonte: Dados do próprio autor.

Para instrumentação adequada do conversor, é utilizada uma ponteira de tensão isolada modelo P5205 para medição da tensão sobre o capacitor C_2 para evitar qualquer tipo de acoplamento que influencie ou altere o resultado; é utilizada uma ponteira de alta tensão modelo P6015A para mensurar a tensão sobre capacitor C_r , pois a diferença de potencial nesse ponto pode superar os quilovolts de pico; e para mensurar a corrente sobre o emissor e receptor, é utilizada ponteira de corrente do modelo TCP404XL para medição da corrente sobre o indutor L_r e corrente sobre a chave.

Operando o conversor em tensão e carga nominais, obtêm-se os gráficos da Figura 110, em que são apresentados, respectivamente, os valores da tensão e corrente de saída, tensão sobre o capacitor C_r , a corrente sobre o indutor L_R , a tensão sobre o capacitor C_2 e a corrente de entrada. Como a quantidade de sinais a serem capturadas superam o número de canais do osciloscópio, as medições foram sincronizadas com os sinais PWM do primeiro transistor, cujas frequência e largura de pulso são fixas, de forma que as medidas puderam ser realizadas em duas etapas.

Figura 110 - Principais formas de onda do conversor implementado. a) tensão de saída; b) corrente de saída; c) tensão sobre o capacitor C_r ; d) corrente no indutor L_R ; e) tensão sobre o capacitor C_2 ; f) corrente de entrada.





Fonte: Dados do próprio autor.

Confrontando a Figura 95 com a Figura 110, nota-se que o comportamento do valor em regime está semelhante, com exceção da tensão sobre o capacitor C_r , que apresenta um erro de 10%. Mesmo assim, o comportamento está dentro do esperado; sabe-se que pequenas alterações nos componentes passivos causam grandes alterações no funcionamento desse conversor, e por esse motivo que o conversor deve operar em um múltiplo da frequência normalizada superior um, pois pequenas variações podem levar a elevadas oscilações de ganho, esforços excessivo sobre os elementos passivos e, também, a possível queima dos semicondutores.

Para determinar o rendimento da estrutura, é relacionado à potência média de saída pela potência média de entrada. Ambas as potência são facilmente calculadas pelo valor médio obtido a partir do produto entre sua tensão e sua corrente. Realizando uma integral computacional, obteve-se um rendimento de 86,4% para plena carga em um ponto aleatório da pista; em outros pontos, a eficiência oscilou entre $\pm 2\%$, portanto, pode-se afirmar que o rendimento obtido também é o rendimento médio.

Analisando a dissipação de energia, verifica-se que 94,53 W são perdidos na ressonância paralela entre L_m e C_2 . As perdas nas resistências parasitas dos elementos passivos são 28,3 W, e os últimos 32 W de perdas são dissipadas pelos comutadores. Verifica-se que as perdas concentram-se na ressonância paralela e, como já discutida, essa energia dissipada é proporcional à tensão de saída, portanto, em um projeto real, podem-se obter rendimentos ainda mais elevadas, já que a tensão de saída pode ser mantida igual ao projeto em escala, tornando assim a perda na ressonância paralela um valor constante.

6.2 Resultados em malha fechada

Os resultados em malha fechada são divididos em duas partes: um projeto em alta potência, com uma estrutura própria para carregamento direto de banco de supercapacitores, seguindo a metodologia proposta nos aspectos gerais do projeto completo para PA de VE puros; e os resultados obtidos da implementação em escala com potência reduzida seguindo a metodologia abordada nas adaptações para aplicação do projeto em escala, ambas já detalhadas no subcapítulo dos aspectos gerais do projeto.

6.2.1 Proposta de carregamento direto de banco de supercapacitores

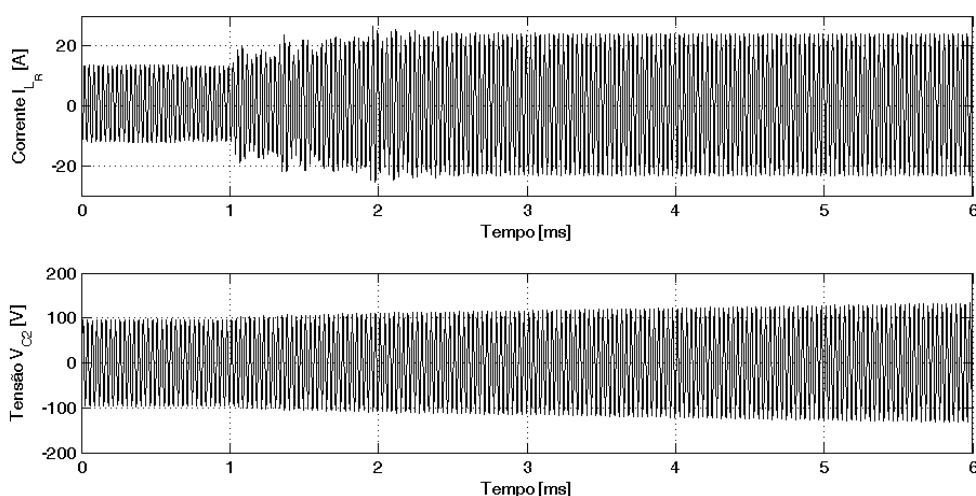
Observando todas as premissas do projeto, o controle em malha fechada deve observar a corrente do primário que, mantendo-a com amplitude constante, possibilita que a corrente refletida para o VE possua o mesmo comportamento, mas com magnitudes diferentes, devido à relação de transformação do sistema.

A carga, nesse momento, é um banco de supercapacitores que são carregados apenas por injeção de corrente constante até o limiar da tensão de saturação do sistema, aplicando uma das técnicas mais usuais e simples para o carregamento de bancos de supercapacitores. Assim, o carregamento do VE é feito em um espaço de tempo menor, diminuindo a necessidade de pistas de carregamento muito extensas.

Desse modo, o carregamento sem fio alimenta um banco de supercapacitores e sua energia acumulada faz o processo de carregamento lento das baterias do VE, utilizando um conversor do tipo *Buck* ou qualquer outro conversor oriundo de suas derivações.

Para os ensaios apresentados nas Figuras 111-113, o conversor opera com um capacitor de saída no valor de 10 mF , valor insignificante quando comparado ao valor de um banco de supercapacitores. Mas mesmo assim, é possível observar o comportamento do circuito com a estratégia de controle desenvolvida neste trabalho. Caso confrontado o sistema ensaiado com o desejado, vão surgir poucas diferenças que seriam observadas nos tempos que seriam mais lentos para atingir os valores de regime no banco de supercapacitores, para os mesmos valores de tensão e magnitude de corrente a ser injetada, que nos supercapacitores.

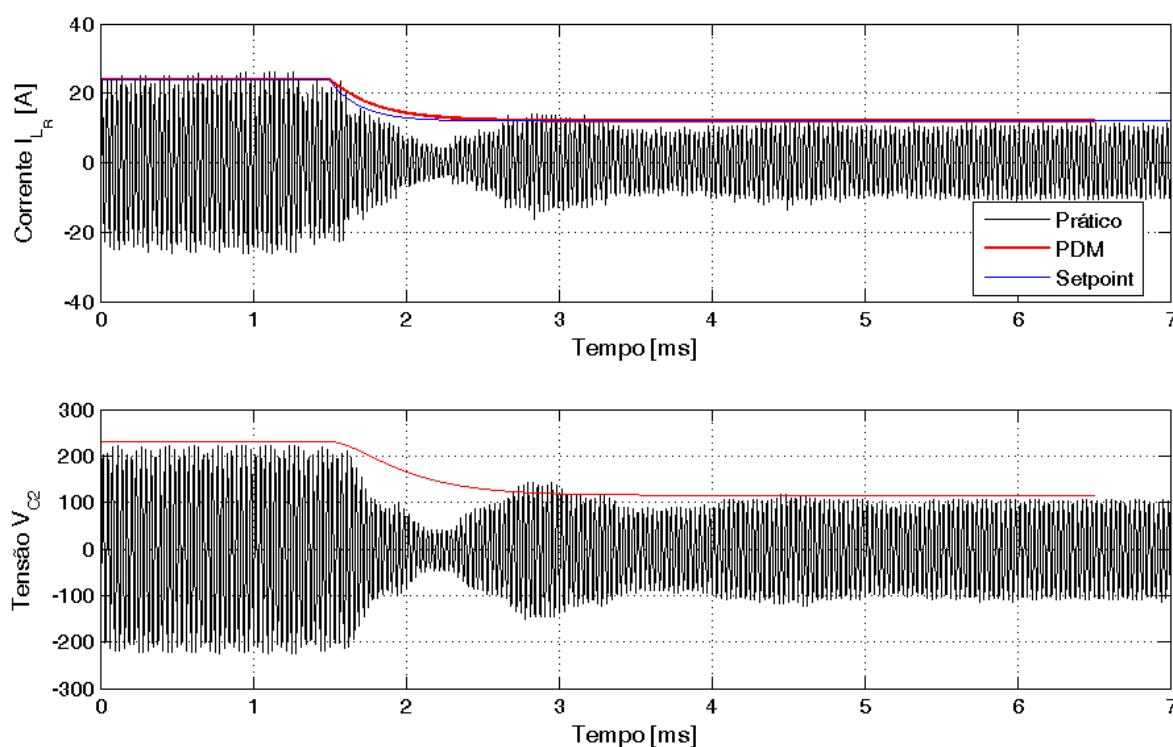
Figura 111 - Degrau de corrente no indutor série ressonante (L_r) de 12 A para 24 A em $t=1\text{ms}$.



Fonte: Dados do próprio autor.

Na Figura 111, é fornecido um degrau na referência de corrente do primário (I_{LR}) de 12 A para 24 A, no sistema com carga nominal (50Ω). O período transitório da corrente tem uma duração de 1,35 ms. Como o comportamento da corrente no primário é refletido para o secundário (EV), ocorre então a injeção de corrente constante sobre o capacitor de saída (C_o) que, por consequência, reflete-se em um aumento linear da tensão de saída (V_{Co}) e, do mesmo modo, eleva-se a tensão sobre o capacitor C_2 , até o limiar de saturação do conversor ressonante que ocorre em 215 V, como pode ser visto no tempo zero da Figura 112.

Figura 112 - Degrau de corrente no indutor série ressonante (L_r) de 24 A para 12 A em $t=0$.



Fonte: Dados do próprio autor.

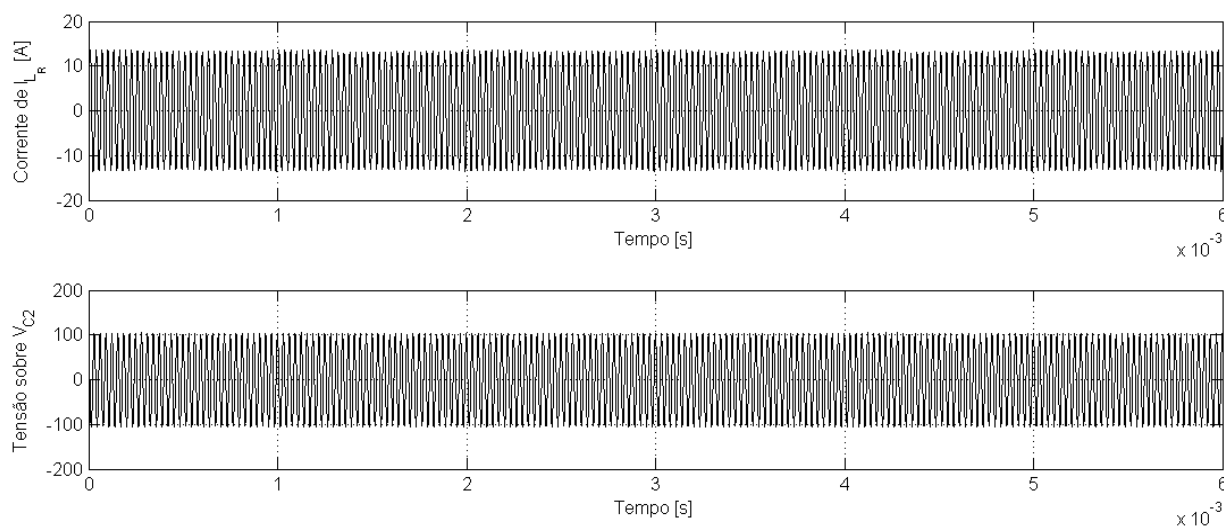
A Figura 112 apresenta a resposta para um degrau na referência de corrente do primário (I_{LR}) de 24 A para 12 A no sistema com carga nominal (50Ω). Esse teste serviu de base para comparar o funcionamento do sistema real com o sistema simulado pelo modelo do fasor dinâmico. Tal comparação é necessária para comprovar a eficiência do modelo. Observa-se, nessa simulação, que a referência tem o comportamento de uma curva exponencial amortecida; esse referência reflete a dinâmica do circuito de aquisição da corrente de realimentação a qual é realizada pela detecção de pico, por meio de um circuito de

superdiodo (ou retificador de precisão). Como o sinal da corrente é lido por meio da tensão sobre um capacitor, ocorre a inserção de uma inércia na resposta em *stepdown*.

Apesar da dinâmica mais acentuada na resposta do ensaio prático, obteve-se uma satisfatória correspondência do modelo do fasor dinâmico com o sistema real, principalmente quando se compara o tempo de estabelecimento que culmina no mesmo ponto.

Ambos os ensaios utilizam carga nominal, entretanto, essa carga, em uma aplicação real, é composta por um conversor (*front-end*), responsável por carregar as baterias do VE de forma correta. Portanto, a potência de entrada desse conversor apresenta um comportamento que varia de acordo com a energia acumulada na bateria. Representar a carga com um valor único não reflete o comportamento real da carga, por esse motivo, é proposto um ensaio, no qual é fornecido um degrau na resistência de saída, indo de carga nominal para meia carga, como apresentado na Figura 113; já no ensaio de meia carga para nominal não foi possível realizá-lo, pois não havia modos de fornecer o sinal de *trigger* para o osciloscópio. Mesmo assim, o comportamento manteve-se.

Figura 113 – Degrau de carga nominal (50 Ω) para meia carga (100 Ω) com a corrente no indutor série ressonante fixada em 13 A.



Fonte: Dados do próprio autor.

Durante o ensaio referente à variação de carga, a corrente do primário está fixada em 13 A e as tensões sobre o banco de supercapacitores encontram-se em regime permanente, apresentando uma tensão fixa saturada pelo conversor ressonante. Observa-se que, alterando a carga, não há praticamente nenhuma alteração na tensão, apenas o acréscimo de alguns volts, ou seja, o circuito apresenta uma imunidade à variação de carga. Entretanto, operar nesse

ponto decresce o rendimento do conversor, que passa a circular valores mais elevados de reativos, pois a corrente injetada está sendo subutilizada e retorna para a fonte do emissor, elevando suas perdas por causa das resistências parasitas contidas nos elementos ressonantes.

O objetivo principal é o carregamento do banco de supercapacitores, assim sendo, no momento em que a tensão do conversor saturar, o PA cessa envio de energia para o VE. Portanto, o ensaio apresenta uma etapa que não faz, formalmente, parte da operação usual do conversor. Mas a operação do conversor com variação de carga influencia apenas no tempo de carregamento, já que a corrente irá dividir-se entre o banco de supercapacitores e a carga.

6.2.2 Carregamento sem fio para VE em escala

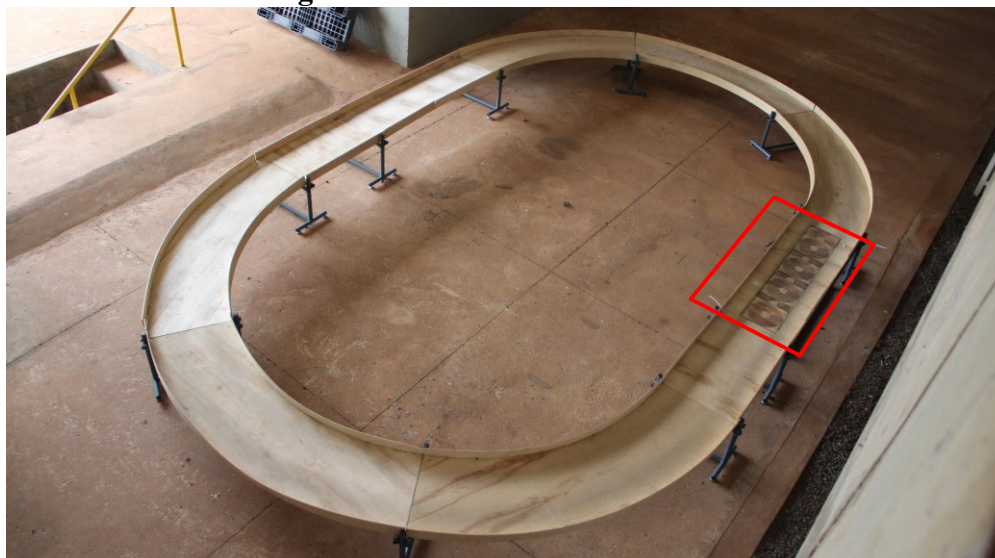
O projeto em escala é necessário para limitar os custos dessa pesquisa, entretanto, o projeto em escala reduzida apresenta fatores limitantes como: pequeno espaço físico e operação com baixas tensões. Mesmo assim, é o melhor meio para testar todas as teorias de transferência indutiva em para veículos em movimento.

Para comprová-las, é construída uma pista de 15 m de comprimento total, composta por dois trechos retilíneos e duas curvas em um circuito oval, conforme Figura 114. A pista de carregamento é alocada no trecho de reta, conforme destacada na Figura 114. Apesar dos resultados apresentados, usando a metodologia combinada de supercapacitores e bateria de lítio, a aplicação em pequena escala necessita substituir o supercapacitor por capacitores, e a bateria, por supercapacitores. A primeira troca é necessária para compatibilizar o espaço físico do VE em escala, pois, naturalmente, supercapacitores operam em baixa tensão (2,7V-3,3V). Para que o VE suporte alta tensão, deve-se associá-los em série até atingir a tensão desejada, o que exige um grande espaço físico. A segunda troca é realizada para acentuar a dinâmica de carregamento, assim, o VE trabalha sempre com a energia crítica, fazendo com que existam grandes variações de tensão e, assim, auxilia a visualização do carregamento.

O principal componente do PA encontra-se destacado na Figura 114, e os restantes estão montados sobre uma bancada móvel, como apresentado na Figura 115. O microcontrolador (μC) responsável pela comunicação, aquisição de dados, controle do conversor e outras tomadas de decisões, é o TM4C1294-XL, da *Texas Instruments*[®], da família ARM Cortex-M4F. Na Figura 115, ele encontra-se armazenado dentro de uma caixa metálica para não sofrer interferência eletromagnética, já que ele está muito próximo do transmissor de energia. Associado a ele, estão dois sensores de cruzamento para detecção da entrada e saída do VE no PA. Utiliza-se, também, um módulo XBEE para identificação do

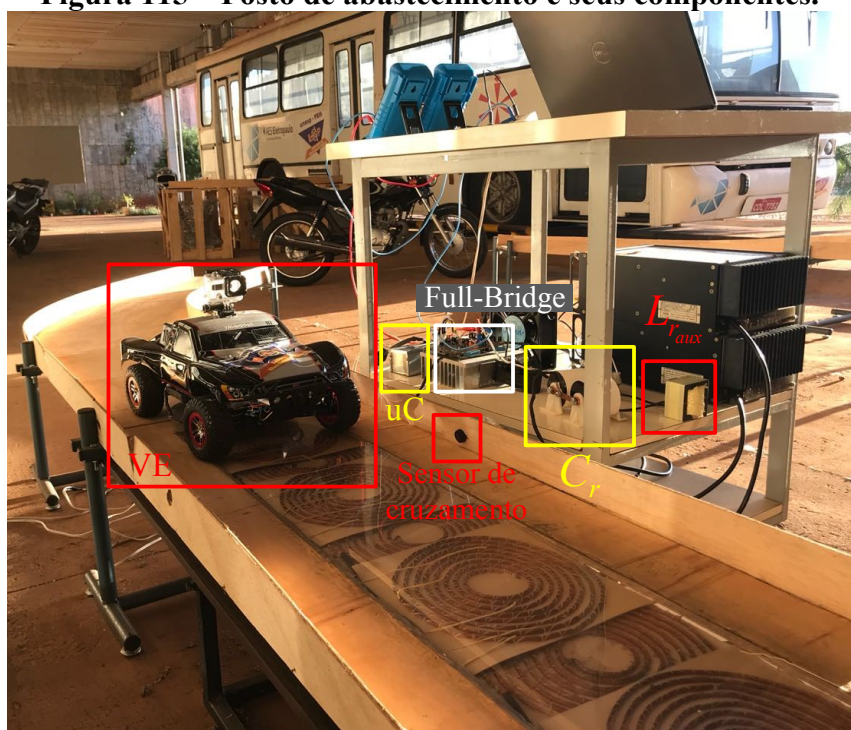
VE. Por fim, restam o conversor ressonante e seus elementos ressonantes: o capacitor série ressonante (C_R) e o indutor de ressonante auxiliar ($L_{R_{AUX}}$), destacados na Figura 115.

Figura 114 – Pista de testes do VE.



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 115 – Posto de abastecimento e seus componentes.



Fonte: Dados do próprio autor.

O VE utilizado está adaptado para operar com transmissão sem fio, sendo adicionado um banco de capacitores que está associado em paralelo com o IPT receptor, localizado

abaixo do VE. A energia recebida via WPT está em corrente alternada, portanto, ele passa por um estágio de retificação, gerando um barramento CC no VE, que varia de 0 a 240 V. Entretanto, a tensão nominal do VE é 11,5 V, necessitando, então, rebaixar a tensão. Para isso, utilizou-se um conversor *Half-Bridge* que fez o carregamento de forma adequada do banco de supercapacitores, os quais estão substituindo a bateria para elevar a dinâmica de carregamento. Agora, o banco de supercapacitores operará em uma faixa de 0 a 12V, entretanto, o VE possui proteções contra subtensão e sobretensão que protegem seu sistema de rádio controle e o *driver* do motor. Os respectivos valores e dados do VE encontram-se na Tabela 16.

Tabela 16 – Dados e especificações elétricas e mecânicas do VE.

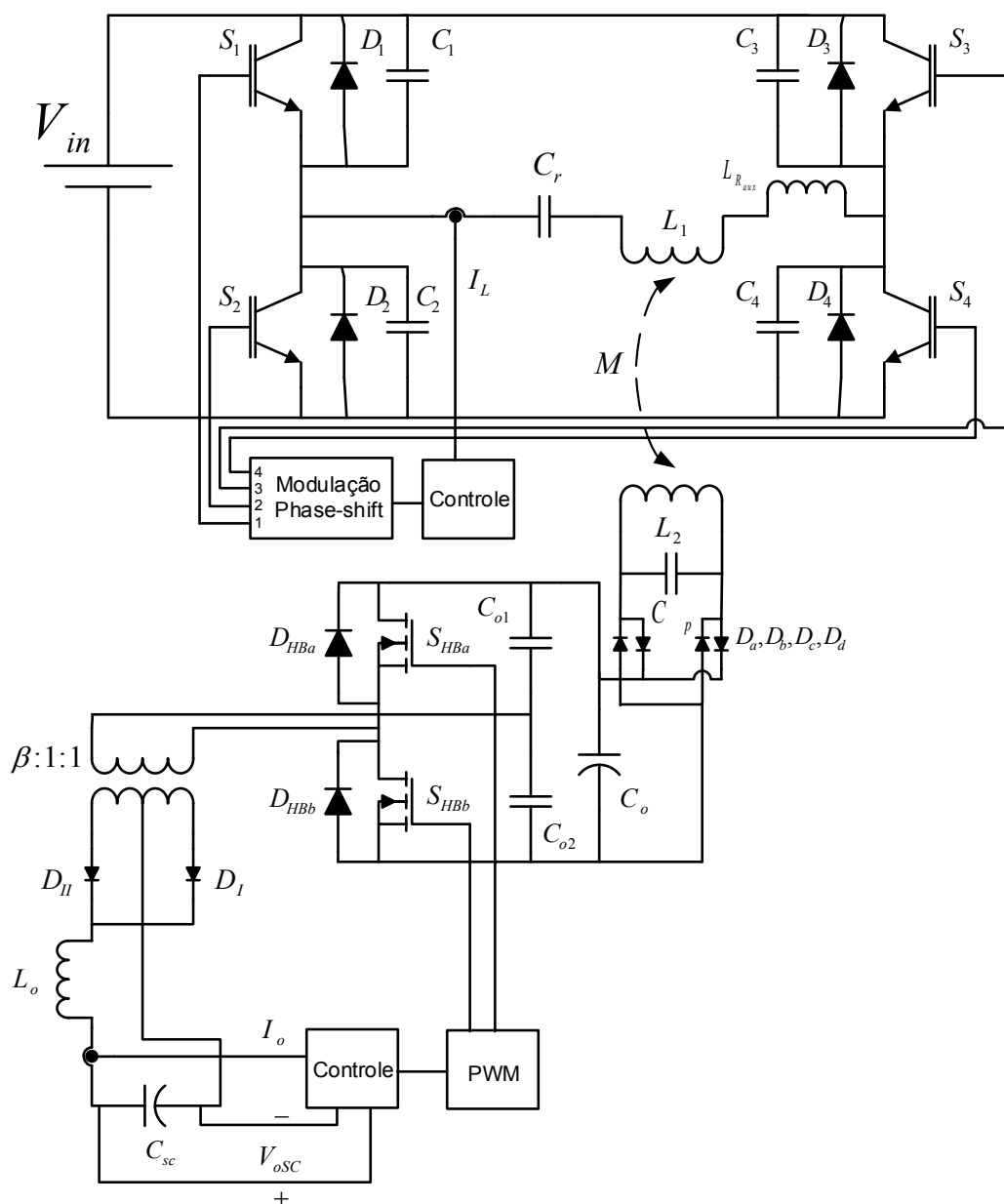
Variável	Dado de Referência
Peso do VE	3,1 kg
Potência máxima do VE	700 W
Velocidade máxima	60 Km/h
Volume do VE (frontal x largura x altura)	296x568x193 mm
Altura em relação ao emissor	35 mm
Barramento CC	0 – 240 V
Energia média estimada a ser acumulada no VE para garantir 1 volta na pista de testes	400 J
Banco de supercapacitores	20 F
Tensão máxima dos supercapacitores	13,5 V
Tensão máxima do VE (proteção de sobretensão)	12,5 V
Tensão mínima do VE (proteção de subtensão)	5 V

Fonte: Dados do próprio autor.

O projeto detalhado do conversor *Half-Bridge*, juntamente com seus resultados, estão tratados no capítulo 2 desta tese. Mas, naquele capítulo em questão, está apresentada apenas a operação isolada do conversor. Já a Figura 116, contempla a operação em cascata entre o conversor ressonante e o *Half-Bridge*. Esse experimento manteve o VE em repouso sobre o PA, para que fosse totalmente carregado; a referência de corrente do conversor *Half-Bridge* é elevada para 15A para diminuir o tempo de carregamento e, assim, obteve-se o gráfico da Figura 117 para o carregamento do supercapacitor.

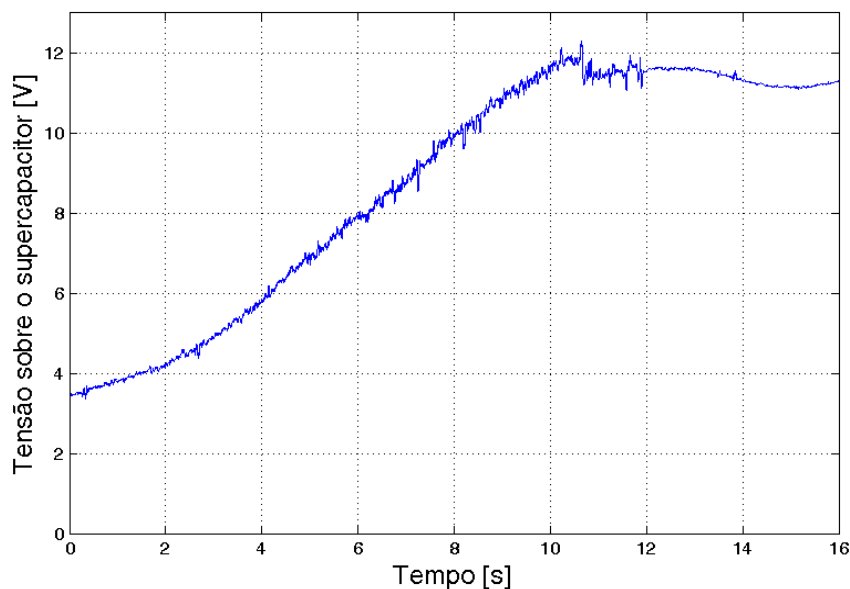
Nota-se que o circuito iniciou com uma determinada tensão remanescente nos supercapacitores, então, o conversor ressonante entra em operação com uma entrada rampa de 2 segundos (tempo que foi reduzido, atualmente, a 150ms). Verifica-se que o comportamento da tensão iniciou-se e manteve-se linear, até que a etapa de carregamento por corrente constante cessasse e, assim, iniciasse a etapa de tensão constante. Aumentando a corrente do conversor *Half-Bridge*, diminuiu o tempo de carregamento para 11s, uma redução de 40,5 % de tempo, em referência ao carregamento com uma referência de 12 A.

Figura 116 - Circuito completo para WPT e condicionamento da energia transferida para o carregamento do banco de supercapacitores do VE.



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 117 - Tensão sobre o banco de supercapacitor do VE, considerando a ligação em cascata dos conversores, com partida tipo rampa do conversor ressonante em 2s e no controlador uma referência para a corrente I_L de 12,5 A e 12 A no controle do *Half-Bridge*.



Fonte: Dados do próprio autor.

Para melhor apresentação dos resultados práticos, é realizada a filmagem do evento, e combinados a um sistema semelhante a um *datalogger*, é realizada a aquisição da tensão dos supercapacitores e da velocidade em tempo real, sendo, posteriormente, apresentados de forma interativa na extremidade superior, junto ao vídeo do carro em movimento.

Os vídeos estão hospedados no YouTube® e seus respectivos links estão dispostos abaixo:

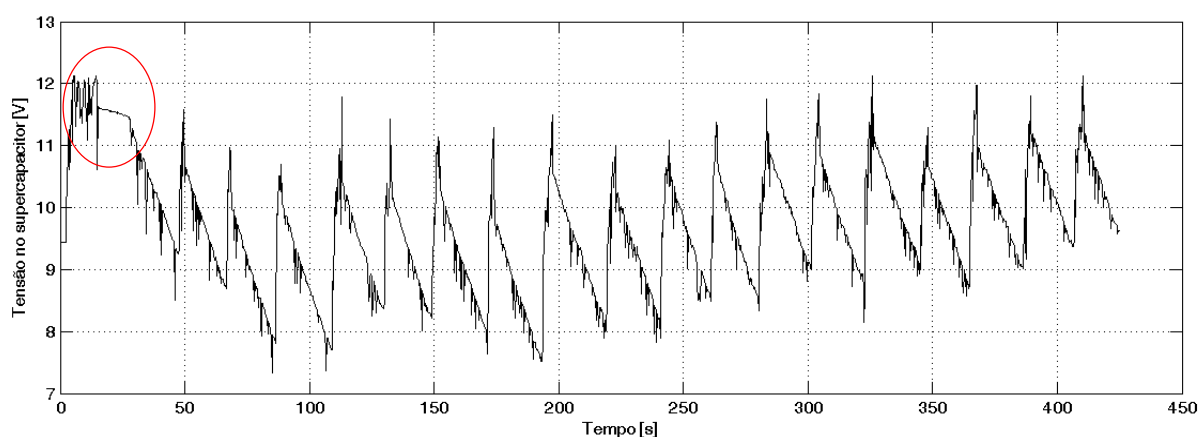
- Link 1: <https://youtu.be/Lm8BXSBNbAs>
- Link 2: <https://youtu.be/A6NfC8gso8E>
- Link 3: https://youtu.be/buT_mWU_x0k

Alguns dos gráficos utilizados nos vídeos estão representados pelas Figuras 118 - 121, com o objetivo de facilitar a discussão sobre os resultados. Inicialmente, são apresentados os gráficos referentes ao vídeo do primeiro *link* nas Figura 118 e Figura 119, nos quais esboçam os valores de tensão sobre os supercapacitores e a velocidade instantânea do VE, respectivamente. No gráfico da tensão sobre os supercapacitores, a tensão oscila de forma estável entre uma faixa de 7,5 a 12 V. Nota-se que o comportamento desse gráfico assemelha-se a uma onda dente de serra, isso porque o carregamento é feito de forma muito rápida, e o consumo é mais lento, fenômeno desejado para esse tipo de aplicação.

Facilmente, podem-se determinar quantas voltas o VE está realizando na pista, dado que a cada rampa de subida da tensão, ocorre o carregamento de energia e, portanto, conclui-se que o VE terminou uma volta.

Observa-se que, em alguns trechos, a energia acumulada no VE, como um todo, está decrescendo de forma amortecida e, se continuasse dessa forma, mesmo com o carregamento, o sistema pararia por subtensão. Com a mesma observação do sistema, em alguns trechos, é possível observar o processo inverso, em que a cada carregamento a energia acumulada está aumentando. Isso porque não existe controle da direção, nem da velocidade, portanto, o circuito está vulnerável a um processo de aleatoriedade causado pela operação do controlador do rádio controle (motorista); e, também, pelo projeto que optou em trabalhar, em uma região crítica de armazenamento de energia, com energia suficiente apenas para o VE concluir, pelo menos, uma volta.

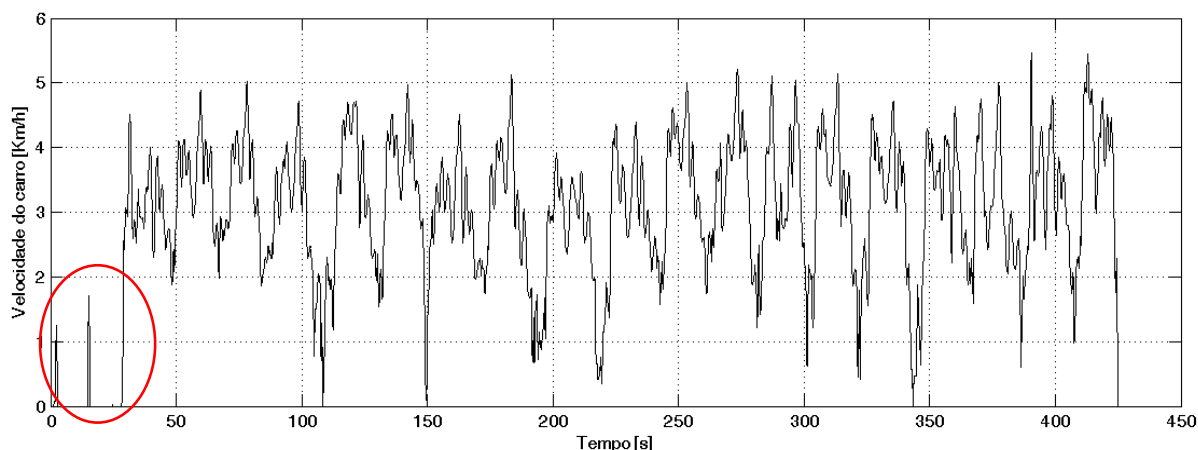
Figura 118 – Tensão sobre o banco de supercapacitores



Fonte: Dados do próprio autor.

A região destacada no gráfico da Figura 118 ressalta uma região em que ocorre a permanência estática do VE sobre a área de carregamento e, posteriormente, o VE ainda em repouso, com o PA desligado. Nota-se que, no primeiro momento, o controle mantém a tensão nos supercapacitores, enquanto o PA está ligado. Posteriormente, com o seu desligamento, a energia do VE é consumida lentamente, sendo utilizado para manter o servo-motor da direção rígido, o que exige uma notável quantidade de energia.

Figura 119 – Velocidade instantânea do VE referente ao vídeo do *link* 1.



Fonte: Dados do próprio autor.

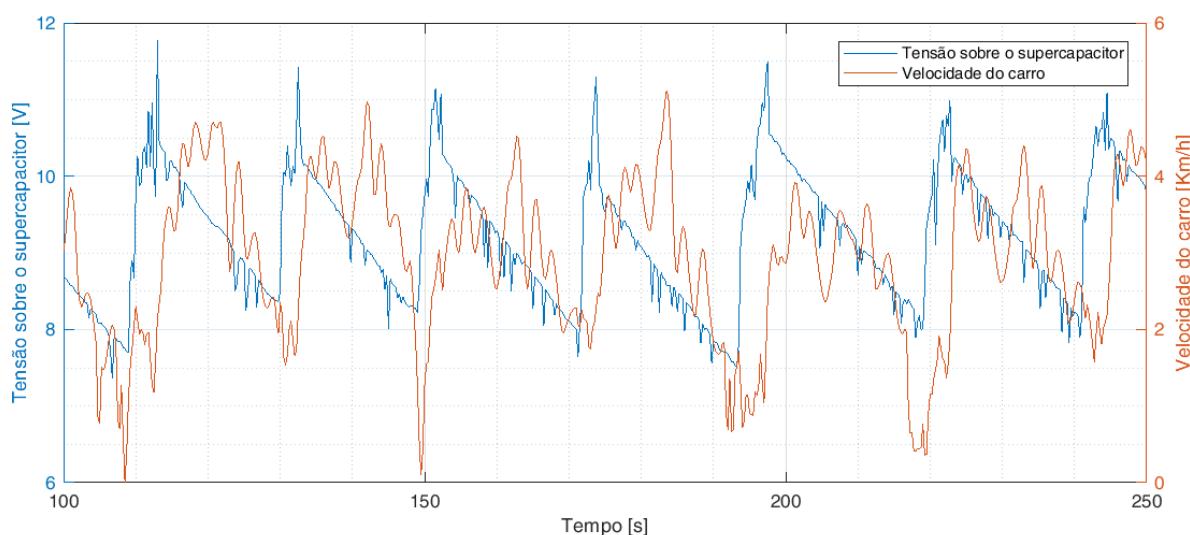
A velocidade do VE dada pela Figura 119 confirma a aleatoriedade do evento, mesmo assim, as oscilações possuem magnitudes parecidas, possuindo, em quase sua plenitude, uma velocidade média por volta, muito semelhante à velocidade média total, que é igual a 2,92 km/h.

A região destacada em vermelho, no gráfico da Figura 119, demonstra que o VE encontra-se com velocidade nula, isso porque o VE, anteriormente, não possui nenhuma energia, devendo ser carregado de forma estática. Posteriormente, ocorre uma leve movimentação, a qual foi forçada por uma força mecânica externa, para que o PA seja desligado, e agora, com os supercapacitores energizados, é possível acionar o rádio controle, que demora alguns poucos segundos para parear o emissor com o receptor do rádio controle.

Fixando um novo eixo vertical para a velocidade, assim desenha-se a curva junto com o gráfico da tensão sobre o supercapacitores, formou-se o gráfico da Figura 120, no qual é possível comparar o comportamento da velocidade do VE ao passar pelos estágios de recarga. Como a potência do conversor é fixa e limitada pela corrente do ressonante, o melhor meio para amplificar a quantidade de energia transferida é aumentar a permanência do VE no PA. Por esse motivo, é possível observar que o pico mínimo de velocidade ocorre na entrada do PA, ou seja, antes do carregamento. Durante o carregamento, existe uma grande variação de energia no carro, e a sensibilidade do acelerador dele é afetada, fazendo-o acelerar. Em razão disso, observa-se que a velocidade rapidamente aumenta durante o carregamento e, após esse momento, a velocidade estabiliza-se com poucas oscilações.

Outro fenômeno a ser observado na Figura 120, são os pontos onde ocorrem acelerações rápidas do VE; a tensão sobre o supercapacitor responde com breves afundamentos de tensão; os outros afundamentos ocorrem pelo servomotor da direção do VE.

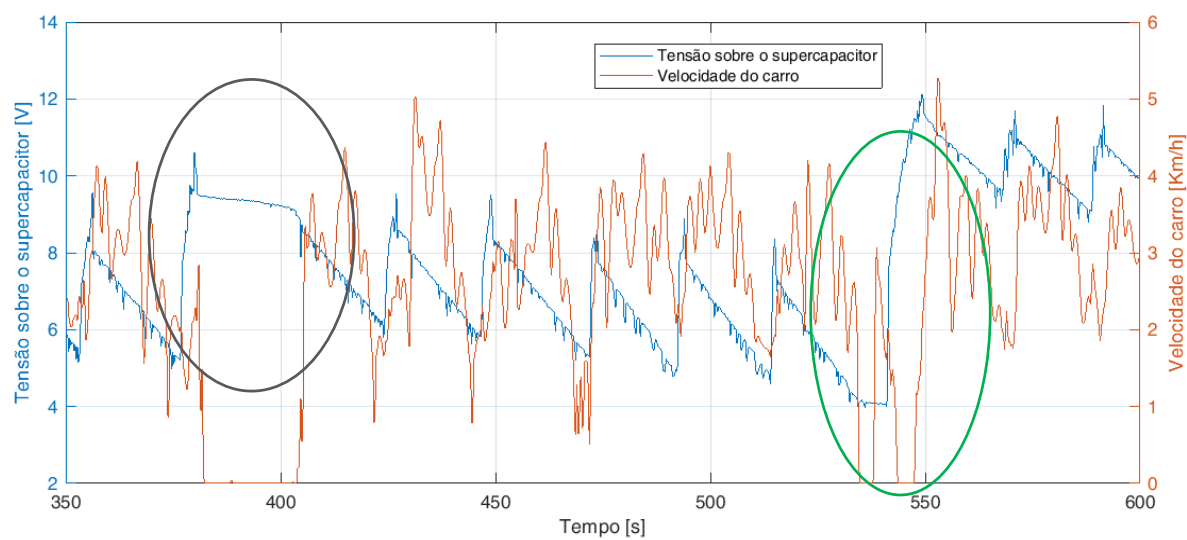
Figura 120 – Gráfico da tensão no supercapacitor e velocidade do VE referentes ao vídeo do *link 1*.



Fonte: Dados do próprio autor.

O gráfico da Figura 121 apresenta um trecho referente ao vídeo do link 2. São destacadas duas regiões, uma em preto e outra em verde. A região em preto procede após o momento do carregamento, em que o campo magnético emitido pelo PA interfere na comunicação entre o rádio controle e o VE, fazendo-o de tal forma que é necessário parear o rádio controle novamente. Por esse motivo que a velocidade vai para zero. A outra região, em verde, refere-se a uma parada por subtensão; a região de subtensão do VE é abaixo de 5 V, nesse caso, ocorre em 4 V, impedindo a movimentação VE, sendo, então, necessário aplicar uma força externa mecânica para empurrá-lo até o PA, onde ele é carregado novamente e retorna à sua operação normal.

Figura 121 – Gráfico da tensão no supercapacitor e velocidade do VE referentes ao vídeo do *link 2*.



Fonte: Dados do próprio autor.

7 CONCLUSÃO

A técnica inédita de transferência dinâmica de energia sem fio desenvolvida neste trabalho destina-se ao carregamento rápido de veículos elétricos puros, aplicando uma técnica *sensorless*, sem a instrumentação do VE, alcançando uma forma eficiente, simples e aplicável para WPT.

Visando o carregamento rápido da bateria, abordado pela primeira etapa de carregamento, na qual é mantida a injeção de corrente constante, combinada à técnica *sensorless*, que só permite a observação das variáveis do PA, é obtido um sistema que mantém a corrente do primário (PA) com amplitude constante e, conseqüentemente, de forma indireta, obtém-se uma injeção constante de corrente no secundário. Tal proposta exige uma topologia específica dos elementos ressonantes e, principalmente, do elemento IPT, que não pode possuir variações paramétricas abusivas.

Portanto, é concebido um projeto específico dos elementos IPT, que utiliza um sistema inédito de metodologia para projeto do emissor e do receptor de energia, proporcionando o dimensionamento ótimo dos elementos IPT com geometria de espiral cilíndrica. Mas, observando a curva do acoplamento mútuo de um único elemento transmissor, verifica-se que a transferência de energia seria ineficiente, pois a operação ótima de transferência de energia ocorre em um breve pico, e o restante sofre uma atenuação exponencial, não permitindo uma transferência de potência constante. Além do que, a eficiência do sistema é reduzida e não permite a técnica *sensorless*. Para solução, observou-se o fenômeno de superposição de campos magnéticos, que gera a proposta inovadora de arranjo de associação de elementos transmissores, criando um campo magnético variável, porém, com uma amplitude constante, obtendo, assim, um trajeto no qual todos os parâmetros indutivos do conversor foram mantidos, praticamente, constantes, independentemente da posição do VE no trajeto e de sua velocidade.

A partir do modelo do IPT, foram apresentadas três principais estruturas ressonantes, (LLC, LLCC série-série e LLCC série-paralelo), que poderiam operar em WPT dinâmico, entretanto, a única estrutura que combina todos os anseios desejados para o projeto, principalmente o *sensorless*, é a estrutura LLCC série-paralelo, com a frequência de comutação igual à da ressonância paralela do capacitor do secundário e da indutância de magnetização, permitindo a máxima transferência de energia para carga. Além disso, a estrutura possui pontos fixos de ressonância, independentemente da carga, o que habilita o

conversor a trabalhar com modulação por frequência fixa e deslocamento de fase, com ampla variação de carga.

Em consequência da combinação do arranjo dos elementos IPT, do conversor ressonante e do modelo de controle, obtém-se a injeção de corrente constante no VE, controlando a corrente no PA. Tendo como principal vantagem a dispensabilidade de um sistema de comunicação para o controle entre o PA e o VE, o que, em aplicações reais, pode existir perdas de pacotes durante o envio, problemas com atrasos, entre outros. Por fim, a comunicação entre o PA e o VE seria muito complexa e pode tornar o projeto inaplicável. O projeto *sensorless* utiliza um sistema de comunicação somente como uma forma de proteção de sobrecarga, trabalhando apenas com um sinal lógico de estado. Assim, caso exista atraso ou perda do pacote, não haverá problema algum, pois outros sistemas no VE cessarão a recepção de energia.

O projeto em escala apresenta um rendimento de 86,4%. Apesar de ser elevado e próximo aos valores apresentados na bibliografia, tal rendimento poderia ser superior a 90% em um projeto em escala real, contanto que a tensão de saída seja mantida igual ao projeto em escala, pois as maiores perdas associadas nesse conversor estão na ressonância paralela e associadas à tensão de saída.

Considerando as políticas públicas mundiais de extinção na produção de carros movidos à combustão interna nos próximos 40 anos, existe uma grande contribuição desta pesquisa para esse objetivo, já que poderá beneficiar a autonomia dos VE, sem a necessidade de baterias superdimensionadas e longos tempos de carregamento, permitindo o carregamento do VE em movimento, de forma eficiente, simples, robusta e de alta confiabilidade.

REFERÊNCIAS

ABDEL-RAHMAN, Sam. **Resonant LLC converter: operation and design: 250W 33Vin 400vout design example**. Durham: Sam Abdel-rahman, 2012. 19 p.

BOMBARDIER. **PRIMOVE IPT**. Canadá, 2017. Disponível em: <http://primove.bombardier.com/>. Acesso em: 24 out. 2017.

CHOI, H. **Design considerations for an LLC resonant converter**. [S. l.]: Fairchild Power Seminar, 2007. 9 p.

CHOI, S. Y. et al. Advances in wireless power transfer systems for roadway-powered electric vehicles. **IEEE Journal Of Emerging And Selected Topics In Power Electronics**, Piscataway, v. 3, n. 1, p. 18-36, mar. 2015. Disponível em: <http://dx.doi.org/10.1109/jestpe.2014.2343674>. Acesso em: 24 out. 2017.

COVIC, G. A.; BOYS, J. T. Modern trends in inductive power transfer for transportation applications. **IEEE Journal of Emerging And Selected Topics In Power Electronics**, Piscataway, v. 1, n. 1, p. 28-41, mar. 2013a. Disponível em: <http://dx.doi.org/10.1109/jestpe.2013.2264473>. Acesso em: 24 out. 2017.

COVIC, G.A.; BOYS, J.T. Inductive power transfer. **Proceedings of The IEEE**, Piscataway, v. 101, n. 6, p. 1276-1289, jun. 2013b. Disponível em: <http://dx.doi.org/10.1109/jproc.2013.2244536>. Acesso em: 24 out. 2017.

DORF, R. C.; BISHOP, R. H. **Modern control systems**. 8. ed. New Jersey: Prentice Hall, 2000. 1018 p.

ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. **Fundamentals of power electronics**. 2. ed. New York: Springer, 2001. 912 p.

FERROXCUBE. **ETD 39/20/13: ETD cores and accessories**. 2. ed. [S. l.], 2008. 5 p. Disponível em: <<http://www.farnell.com/datasheets/1481602.pdf>>. Acesso em: 24 out. 2017.

FOOTE, A. et al. Sizing dynamic wireless charging for light-duty electric vehicles in roadway applications. In: IEEE PELS WORKSHOP ON EMERGING TECHNOLOGIES: WIRELESS POWER TRANSFER (WOW), 2016, Knoxville. **Proceedings [...]** Piscataway: IEEE, 2016. p. 224-230. Disponível em: <http://dx.doi.org/10.1109/wow.2016.7772096>. Acesso em: 24 out. 2017.

HASAN, N. et al. A novel position sensorless power transfer control of lumped coil-based in-motion wireless power transfer systems. In: IEEE ENERGY CONVERSION CONGRESS AND EXPOSITION (ECCE), 2015, Montreal. **Proceedings [...]** Piscataway: IEEE, 2015. p. 586-593. Disponível em: <http://dx.doi.org/10.1109/ecce.2015.7309742>. Acesso em: 24 out. 2017.

INTERNATIONAL ORGANIZATION FOR STANDARDIZATION. **ISO/PAS 19363:2017: Electrically propelled road vehicles: magnetic field wireless power transfer: safety and interoperability requirements**. Suíça, 2017. 59 p.

JORGETTO, M. F. C. **Transmissão indutiva de energia eletromagnética sem fios, para aplicações em postos de abastecimento de veículos elétricos puros**: modelação para o elemento eletromagnético. 2015. 94 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Estadual Paulista Júlio de Mesquita Filho, Faculdade de Engenharia, Ilha Solteira, 2015.

JORGETTO, M. F. C.; MELO, G. A.; CANESIN, C. A. Wireless inductive power transfer, oriented modeling and design. **IEEE BRAZILIAN POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND 1ST SOUTHERN POWER ELECTRONICS CONFERENCE (COBEP/SPEC)**, 13th, 2015, Fortaleza. **Proceedings** [...] Piscaway: IEEE, 2015. p. 1-6, Disponível em: <http://dx.doi.org/10.1109/cobep.2015.7420257>. Acesso em: 24 out. 2017.

JORGETTO, M. F. C. et al. Wireless power transmission applied to pure electric vehicle. In: **IECON 2017 - ANNUAL CONFERENCE OF THE IEEE INDUSTRIAL ELECTRONICS SOCIETY**, 43rd, 2017, Beijing, **Proceedings** [...] Piscaway: IEEE, 2017a. p. 5358-5363. Disponível em: <http://dx.doi.org/10.1109/iecon.2017.8216928>. Acesso em: 20 dez. 2017.

JORGETTO, M. F. C. et al. Wireless power transmission applied to pure electric vehicle. In: **BRAZILIAN POWER ELECTRONICS CONFERENCE (COBEP)**, 2017, Juiz de Fora. **Proceedings** [...] Piscaway: IEEE, 2017b. p. 1-6. Disponível em: <http://dx.doi.org/10.1109/cobep.2017.8257414>. Acesso em: 20 dez. 2018.

KIM, S.; COVIC, G. A.; BOYS, J. T. Comparison of tripolar and circular pads for IPT charging systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Piscaway, p. 1-1, 2017. Disponível em: <http://dx.doi.org/10.1109/tpel.2017.2740944>. Acesso em: 20 dez. 2018.

LEE, K.; PANTIC, Z.; LUKIC, S. M. Reflexive Field Containment in Dynamic Inductive Power Transfer Systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Piscaway, v. 29, n. 9, p.4592-4602, set. 2014. Disponível em: <http://dx.doi.org/10.1109/tpel.2013.2287262>. Acesso em: 24 out. 2017.

LI, S. et al. A double-sided LCC compensation network and its tuning method for wireless power transfer. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, Piscaway, v. 64, n. 6, p. 2261-2273, jun. 2015. Disponível em: <http://dx.doi.org/10.1109/tvt.2014.2347006>. Acesso em: 24 out. 2017.

MCHUGH, David. Os planos para proibir carros diesel e a gasolina na Europa são realistas? **Folha de São Paulo**, São Paulo, p. 1-4, 2017. Disponível em: <http://www1.folha.uol.com.br/mercado/2017/08/1907190-os-planos-para-proibir-carros-diesel-e-a-gasolina-na-europa-sao-realistas.shtml>. Acesso em: 10 out. 2017.

MILLER, J. M. et al. Grid side regulation of wireless power charging of plug-in electric vehicles. In: **IEEE ENERGY CONVERSION CONGRESS AND EXPOSITION (ECCE)**, 2012, Raleigh. **Proceedings** [...] Piscaway: IEEE, 2012. p.261-268. Disponível em: <http://dx.doi.org/10.1109/ecce.2012.6342814>. Acesso em: 24 out. 2017.

NAGENDRA, G. R.; COVIC, G. A.; BOYS, J. T. Sizing of Inductive Power Pads for Dynamic Charging of EVs on IPT Highways. **IEEE Transactions on Transportation Electrification**, [S. l.], v. 3, n. 2, p.405-417, jun. 2017. Disponível em: <http://dx.doi.org/10.1109/tte.2017.2666554>. Acesso em: 24 out. 2017.

NGUYEN, T.-D. et al. Feasibility study on bipolar pads for efficient wireless power chargers. In: IEEE APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION – APEC, 2014, Fort Worth. **Proceedings** [...], Piscataway: IEEE, 2014, p. 1676-1682. Disponível em: <http://dx.doi.org/10.1109/apec.2014.6803531>. Acesso em: 24 out. 2017.

ONAR, O. C. et al. A novel wireless power transfer for in-motion EV/PHEV charging. In: TWENTY-EIGHTH ANNUAL IEEE APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION (APEC), Long Beach, 2013. **Proceedings** [...], Piscataway: IEEE, 2013, p. 3073-3080. Disponível em: <http://dx.doi.org/10.1109/apec.2013.6520738>. Acesso em: 24 out. 2017.

ONAR, O. C. et al. Oak ridge national laboratory wireless power transfer development for sustainable campus initiative. In: IEEE TRANSPORTATION ELECTRIFICATION CONFERENCE AND EXPO (ITEC), 2013. IEEE. p.1-8. Disponível em: <http://dx.doi.org/10.1109/itec.2013.6574506>. Acesso em: 24 out. 2017.

ONG, A. et al. Analysis of impedance matched circuit for wireless power transfer. In: IECON 2014 - ANNUAL CONFERENCE OF THE IEEE INDUSTRIAL ELECTRONICS SOCIETY, 40th., Dallas, 2014. **Proceedings** [...], Piscataway: IEEE, 2014, p. 2965-2970. Disponível em: <http://dx.doi.org/10.1109/iecon.2014.7048931>. Acesso em: 24 out. 2017.

QUALCOMM. **Qualcomm halo wireless electric vehicle charging**. Site. [S. l.], 2014. Disponível em: <<https://www.qualcomm.com/solutions/automotive/wevc>>. Acesso em: 24 out. 2017.

SANDERS, S. R. et al. Generalized averaging method for power conversion circuits. In: ANNUAL IEEE CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS SPECIALISTS, 21st., 1990, San Antonio. **Proceedings** [...], Piscataway: IEEE, 1990, p. 333-340. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1109/pesc.1990.131207>>. Acesso em: 24 out. 2017.

SAKAI, N. et al. Single-seater vehicle prototype experiment powered by high frequency electric field on an asphalt-paved roadway. In: INTERNATIONAL ELECTRIC DRIVES PRODUCTION CONFERENCE (EDPC), 6th, 2016, Nuremberg. **Proceedings** [...], Piscataway: IEEE, 2016, p.101-104. Disponível em: <http://dx.doi.org/10.1109/edpc.2016.7851321>. Acesso em: 24 out. 2017.

SOCIETY OF AUTOMOTIVE ENGINEERS. **J17722**: SAE electric vehicle and plug in hybrid electric vehicle conductive charge coupler. [S. l.], 2010. 51 p.

SOCIETY OF AUTOMOTIVE ENGINEERS. **J2954**: wireless power transfer for light-duty plug-in/ electric vehicles and alignment methodology. [S. l.], 2016.

TAVAKOLI, R. et al. Design of a dual-loop controller for in-motion wireless charging of an electric bus. In: IEEE ENERGY CONVERSION CONGRESS AND EXPOSITION (ECCE), 2016, Milwaukee. **Proceedings** [...], Piscataway: IEEE, 2016, p. 1-8. Disponível em: <http://dx.doi.org/10.1109/ecce.2016.7855021>. Acesso em: 24 out. 2017.

THRONGNUMCHAI, K. et al. Design and evaluation of a wireless power transfer system with road embedded transmitter coils for dynamic charging of electric vehicles. In: WORLD ELECTRIC VEHICLE SYMPOSIUM AND EXHIBITION (EVS27), 2013, [S. l.].

Proceedings [...], Piscaway: IEEE, 2013. p. 1-10. Disponível em:

<http://dx.doi.org/10.1109/evs.2013.6914937>. 2013. Acesso em: 24 out. 2017.

VORPERIAN, V. Simplified analysis of PWM converters using model of PWM switch.

Continuous conduction mode. **IEEE Transactions On Aerospace And Electronic Systems**, Piscaway, v. 26, n. 3, p. 490-496, 1990. Disponível em:

<http://dx.doi.org/10.1109/7.106126>. Acesso em: 24 out. 2017.

WITRICITY. **Wireless charging for electric vehicles (EV)**. Site. [S. l.], 2009. Disponível em: <http://witricity.com/products/automotive/>. Acesso em: 24 out. 2017.

WU, H. H. et al. A High Efficiency 5 kW Inductive Charger for EVs Using Dual Side Control. **IEEE Transactions On Industrial Informatics**, Piscaway, v. 8, n. 3, p. 585-595, ago. 2012. Disponível em: <http://dx.doi.org/10.1109/tii.2012.2192283>. Acesso em: 24 out. 2017.

WU, X. et al. Analysis and Design Considerations of LLC Resonant Multioutput DC/DC LED Driver With Charge Balancing and Exchanging of Secondary Series Resonant Capacitors. **IEEE Transactions On Power Electronics**, Piscaway, v. 30, n. 2, p. 780-789, fev. 2015. Disponível em: <http://dx.doi.org/10.1109/tpel.2014.2309605>. Acesso em: 24 out. 2017.

YE, Z.; JAIN, P. K.; SEN, P. C. A full-bridge resonant inverter with modified phase-shift modulation for high-frequency ac power distribution systems. **IEEE Transactions On Industrial Electronics**, Piscaway, v. 54, n. 5, p. 2831-2845, out. 2007. Disponível em: <http://dx.doi.org/10.1109/tie.2007.896030>. Acesso em: 24 out. 2017.

YE, Z.; JAIN, P. K.; SEN, P. C. Modeling of high frequency resonant inverter system in phasor domain for fast simulation and control design. In: IEEE POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, 2008, Rhodes. **Proceedings** [...], Piscaway: IEEE, 2008. p. 2090-2096. 2008. Disponível em: <http://dx.doi.org/10.1109/pesc.2008.4592251>. Acesso em: 24 out. 2017.

YE, Z.; JAIN, P. K.; SEN, P. C. Phasor-domain modeling of resonant inverters for high-frequency ac power distribution systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Piscaway, v. 24, n. 4, p.911-923, abr. 2009. Disponível em: <http://dx.doi.org/10.1109/tpel.2008.2010770>. Acesso em: 24 out. 2017.

ZAHEER, A. et al. A dynamic ev charging system for slow moving traffic applications. **IEEE Transactions on Transportation Electrification**, Piscaway, v. 3, n. 2, p. 354-369, jun. 2017. Disponível em: <http://dx.doi.org/10.1109/tte.2016.2628796>. Acesso em: 24 out. 2017.

ZHAO, J. **A new calculation for designing multilayer planar spiral inductors**. 55. ed. [S. l.]: EDN, 2010.

APÊNDICE

Neste apêndice são apresentados os esforços de tensão e corrente nos semicondutores e componentes ressonantes. Inicialmente, são calculados os esforços nos diodos de saída, sendo a corrente média dada em (206) e a corrente eficaz em (207). Já os esforços de tensão, são dados pela tensão máxima de saída, que pode ser obtida diretamente do modelo em regime do conversor.

Os estudos dos esforços dos comutadores ativos levam em consideração que o interruptor ativo e o diodo em antiparalelo estão no mesmo semicondutor. Para determinar a corrente média na chave, é necessário obter o módulo da corrente antes de aplicar a integral do valor médio; obtendo (208), a corrente eficaz é dada em (209), já os esforços de tensão em regime, são semelhantes à tensão de entrada.

$$i_{DA_{méd}} = \frac{i_{o0}}{2} = \frac{4,9676}{2} = 2,4838 \text{ A} \quad (206)$$

$$i_{DA_{ef}} = \frac{1}{\sqrt{2}} i_{o0} = \frac{4,9676}{\sqrt{2}} = 3,5126 \text{ A} \quad (207)$$

$$i_{|S1+D1|_{méd}} = \frac{1}{\pi} i_{LR0} = \frac{18,2240}{\pi} = 5,8010 \text{ A} \quad (208)$$

$$i_{S1+D1_{ef}} = \frac{1}{2} i_{LR0} = \frac{18,2240}{2} = 9,112 \text{ A} \quad (209)$$

Sendo: $i_{DA_{méd}}$: corrente média sobre o diodo da ponte retificadora de saída [A];

i_{o0} : corrente de saída em regime permanente [A];

$i_{DA_{ef}}$: corrente eficaz sobre o diodo da ponte retificadora de saída [A];

$i_{|S1+D1|_{méd}}$: média do módulo da corrente sobre o comutador [A];

i_{LR0} : corrente de pico em regime permanente do indutor ressonante L_R [A];

$i_{S1+D1_{ef}}$: corrente eficaz sobre o comutador [A];

O projeto dos capacitores ressonantes deve atender duas necessidades: suportar a tensão de pico e a corrente que o percorre. A corrente nesse componente afeta a sua temperatura, portanto, é necessária uma análise térmica do componente. A tensão de pico é obtida diretamente pelos valores de pico em regime permanente. A potência dissipada pelos capacitores é dada em (210), e a diferença térmica entre a temperatura do componente e a temperatura ambiente pode ser obtida em (211). A temperatura do capacitor não pode superar

80°C. Caso os cálculos superem essa temperatura, é necessário realizar a associação de capacitores para dividir os esforços e atenuar sua variação térmica.

$$P_{diss} = \frac{V_{Co}}{\sqrt{2}} \omega_s C \operatorname{tg}(\delta) \quad (210)$$

$$\Delta T = \frac{P_{diss} 10^3}{A \alpha} \quad (211)$$

Sendo: P_{diss} : a potência dissipada pelo capacitor [W];

V_{Co} : tensão de pico sobre o capacitor [V];

ω_s : frequência de comutação [rad/s];

C : capacitância [F];

$\operatorname{tg}(\delta)$: fator de dissipação na frequência de comutação;

ΔT : diferença entre a temperatura do componente e a temperatura ambiente [°C];

A : área superficial do capacitor [cm²];

α : coeficiente de transferência de calor [mW/(°C cm²)] ($\alpha = 0,96$ para caixa plástica com superfície lisa);

Em alguns casos, é necessário inserir indutores auxiliares para ajustar a frequência de comutação ao valor desejado com os componentes passivos já existentes, como foi o caso do projeto do capítulo 4.2.2.2.4. Caso a pista de carregamento se estendesse para o seu comprimento máximo, não seria necessário a adição do indutor auxiliar. Para o projeto do indutor, é necessário determinar o produto da área de utilização pela área do enrolamento dado em (212). Com isso, seleciona-se o tamanho adequado de núcleo e, posteriormente, calcula-se o número de espiras em (213) e o entreferro em (214).

$$A_w A_e = \frac{L_{Raux} i_{LR0}^2}{B_{máx} J K_w} 10^4 \quad (212)$$

$$N = \frac{L_{Raux} i_{LR0}}{B_{máx} A_e} 10^4 \quad (213)$$

$$lg = \frac{N^2 \mu_o A_e 10^{-2}}{L_{Raux}} \quad (214)$$

Sendo: L_{Raux} : indutor ressonante auxiliar [H];

i_{LRO} : variação máxima de corrente admitida $[A]$;

$A_e A_w$: produto da área utilização pela área do enrolamento $[cm^4]$;

J : densidade de corrente $[A/cm^2]$;

$B_{m\acute{a}x}$: densidade máxima de fluxo magnético $[T]$;

K_w : taxa de ocupação da janela do núcleo, adotar igual a 0,2;

N : número de espiras;

A_e : área de utilização $[cm^2]$;

l_g : entreferro $[cm]$;

μ_o : permeabilidade do vácuo $[Wb/(A\ m)]$;