

ANO
2019

LEONARDO ADRIANO RAMOS | CONVERSOR CA-CC BIDIRECIONAL ISOLADO PARA
RECARREGADORES DE BATERIAS DE VEÍCULOS ELÉTRICOS

O crescimento do número de EVs, faz com que surja a necessidade de desenvolvimento de uma infraestrutura para carregamento das baterias. Nesse contexto, este trabalho propõe o estudo e desenvolvimento de um conversor CA-CC bidirecional de único estágio para aplicação em carregadores veiculares, sendo capaz de realizar o V2G (vehicle-to-grid). Adicionalmente, é proposta uma estratégia de controle visando reduzir a ondulação de baixa frequência na tensão de saída do conversor. O trabalho apresenta análise teórica do conversor e validação da topologia por meio de resultados experimentais.

Orientador: Marcello Mezaroba

Coorientador: Alessandro Luiz Batschauer

Joinville, 2019



UDESC

UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA – UDESC
CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS – CCT
PROGRAMA DE PÓS GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA - PPGEEL

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

**CONVERSOR CA-CC BIDIRECIONAL
ISOLADO PARA RECARREGADORES
DE BATERIAS DE VEÍCULOS
ELÉTRICOS**

LEONARDO ADRIANO RAMOS

JOINVILLE, 2019

LEONARDO ADRIANO RAMOS

**CONVERTOR CA-CC BIDIRECIONAL ISOLADO PARA
RECARREGADORES DE BATERIAS DE VEÍCULOS
ELÉTRICOS**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro de Ciências Tecnológicas da Universidade do Estado de Santa Catarina, como requisito parcial para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Marcello Mezaroba

Coorientador: Alessandro Luiz Batschauer

Joinville

2019

Adriano Ramos, Leonardo
CONVERSOR CA-CC BIDIRECIONAL ISOLADO PARA
RECARREGADORES DE BATERIAS DE VEÍCULOS ELÉTRICOS /
Leonardo Adriano Ramos. - Joinville, 2019.
133 p. : il. ; 30 cm.

Orientador: Marcello Mezaroba
Coorientador: Alessandro Luiz Batschauer
Dissertação (Mestrado) - Universidade do Estado
de Santa Catarina, Centro de Ciências Tecnológicas,
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica,
Joinville, 2019.

1. Carregadores Bidirecionais. 2. Conversor CA-CC.
3. Veículos Elétricos. 4. Correção do Fator de Potência.
5. Dual Active Bridge. I. Mezaroba, Marcello . II. Luiz
Batschauer, Alessandro . III. Universidade do Estado
de Santa Catarina, Centro de Ciências Tecnológicas,
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. IV.
Título

**Conversor CA-CC Bidirecional Isolado para Recarregadores de Baterias de
Veículos Elétricos**

por

Leonardo Adriano Ramos

Esta dissertação foi julgada adequada para obtenção do título de

MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Área de concentração em "Sistemas Eletroeletrônicos"
e aprovada em sua forma final pelo

**CURSO DE MESTRADO ACADÊMICO EM ENGENHARIA ELÉTRICA
DO CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS DA
UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA.**

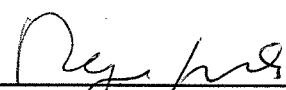
Banca Examinadora:



Prof. Dr. Marcello Mezaroba
CCT/UDESC (Orientador/Presidente)

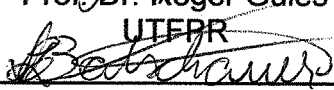


Prof. Dr. Sérgio Vidal Garcia Oliveira
CCT/UDESC



Prof. Dr. Roger Gules

UTERR



Prof. Dr. Alessandro Luiz Batschauer
CCT/UDESC (Suplente/Coorientador)

Joinville, SC, 24 de setembro de 2019.

*Dedico este trabalho aos meus pais,
pelo apoio incondicional.*

AGRADECIMENTOS

Aos meus pais, Adilson e Samuara, que com muito carinho e apoio, não mediram esforços para que eu chegasse até esta etapa da minha vida.

Ao meu irmão Eduardo, que sempre foi um grande companheiro e, além de tudo, um grande amigo.

À minha namorada Morgana, que mesmo a distância, se fez presente diariamente, me apoiando nos momentos de incerteza.

A toda minha família, que sempre esteve ao meu lado, relevando os muitos momentos de ausência.

Ao professor Marcello Mezaroba, meu orientador, pela instrução e incentivo que tornaram possível a conclusão deste trabalho.

Ao professor Alessandro Luiz Batschauer pela coorientação, principalmente no período de ausência do meu orientador.

Aos demais professores do nPEE, que contribuíram para o meu desenvolvimento durante as disciplinas ministradas. Aos colegas mestrandos e doutorandos, em especial aos colegas Felipe Joel Zimann, Gustavo Lambert e Rafael Felipe Van Kan, por estarem sempre dispostos a discutir os problemas encontrados e trocar suas experiências e conhecimentos.

À SUPPLIER Indústria e Comércio de Eletro-Eletroeletrônicos Ltda., pela oportunidade empregatícia, contribuindo para o meu desenvolvimento profissional e ajuda material para a realização deste trabalho.

Agradeço a Universidade do Estado de Santa Catarina (UDESC), a FAPESC e a FITEJ, pela contribuição financeira e na aquisição de materiais e equipamentos.

E a todos que direta ou indiretamente fizeram parte da minha formação, o meu muito obrigado.

*“Learning is the only thing the mind never exhausts,
never fears, and never regrets.”*

Leonardo da Vinci

RESUMO

Os problemas ambientais associados as preocupações de uma crise energética global, estão impulsionando novas tecnologias que possam atender as demandas por fontes de energia limpas e sustentáveis. O desenvolvimento dos veículos elétricos EVs é uma solução emergente para atender às necessidades atuais e futuras crises energéticas. O crescimento do número de EVs, faz com que surja a necessidade de desenvolvimento de uma infraestrutura para carregamento das baterias. Nesse contexto, este trabalho propõe o estudo e desenvolvimento de um conversor CA-CC bidirecional de único estágio para aplicação em carregadores veiculares. O conversor é baseado no princípio de funcionamento do conversor *dual active bridge* (DAB) em associação com a técnica de *interleaving*. É realizado o estudo do princípio de funcionamento do conversor, sendo apresentadas as principais formas de onda, bem como, analisada a transferência do fluxo de potência por meio da técnica de *phase-shift*. Adicionalmente, é proposta uma estratégia de controle visando reduzir a ondulação de baixa frequência na tensão de saída do conversor. Ao final, é realizada a construção de um protótipo de 1 kW, sendo realizados ensaios na potência de 550 W, frequência de comutação dos interruptores de 50 kHz e tensão de saída igual a 300 V, obtendo-se fator de potência na entrada de 0,995, rendimento de 90% e apresentando uma dinâmica rápida durante os ensaios de inversão do fluxo de potência e degraus de carga.

Palavras-chave: EVs. *Interleaving*. *Phase-shift*.

ABSTRACT

The impending environmental issues and growing concerns for global energy crises are driving the need for new opportunities and technologies that can meet significantly the higher demand of cleaner and sustainable energy systems. The deployment of electric vehicles is considered as an emergent solution to meet the current and future energy crises and environmental issues. Due to the growing number of EVs it is critical for both battery chargers and global power system infrastructures to be prepared for the large influx of concentrated energy demand. In this context, this dissertation proposes the study and development of a single-stage AC-DC rectifier with high-frequency isolation and bidirectional power flow capability, for on-board battery charger application. The converter is based on the dual active bridge (DAB) converter associated with the interleaving technique. A theoretical analysis of the proposed converter is performed, the key waveforms are presented, as well as the analysis of the power flow between the primary and secondary sides controlled by the phase-shift angle. Additionally, a control strategy is presented to reduce the low-frequency output voltage ripple. A 1 kW prototype was built, and tests were performed following the specifications: output power 550 W, switching frequency 50 kHz and output voltage 300 V. The topology is capable of operating with unit power factor 0,995 and low THD. In addition, the efficiency curve of the structure is shown which is capable of operating at a maximum of 90% using SiC switches.

Keywords: EVs. *Interleaving. Phase-shift.*

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Vendas anuais globais de veículos leves.	26
Figura 2 – Classificação de carregadores para EVs.	32
Figura 3 – Diagrama em blocos de um veículo elétrico e suas formas de carregamento da bateria.	34
Figura 4 – Conversor Bidirecional LC Ressonante.	35
Figura 5 – Conversor CA-CC DAB Ponte-completa.	36
Figura 6 – Conversor Bidirecional duplo indutor de entrada.	36
Figura 7 – Conversor CA-CC bidirecional <i>interleaved</i>	37
Figura 8 – Topologia 1.	37
Figura 9 – Topologia 2.	38
Figura 10 – Principais formas de onda do conversor proposto.	42
Figura 11 – Etapas de operação do conversor proposto.	43
Figura 12 – Modulação utilizada no conversor proposto.	44
Figura 13 – Circuito elétrico para análise do conversor operando como retificador PFC.	45
Figura 14 – Modelo fundamental da topologia do conversor CA-CC bidirecional.	47
Figura 15 – Tensão em V_{CD} para análise de Fourier.	48
Figura 16 – Potência ativa em p.u. versus razão cíclica d e ângulo δ	51
Figura 17 – Potência reativa em p.u. versus razão cíclica d e ângulo δ	51
Figura 18 – Potência ativa de 1 kW e ângulo δ de 13.5°	52
Figura 19 – Envoltória do ângulo δ em função da potência constante.	53
Figura 20 – Corrente nos indutores (defasadas de 180°) dentro de um período de comutação.	54
Figura 21 – Envoltória da ondulação de corrente parametrizada dos indutores de entrada.	55
Figura 22 – Configuração do filtro LC de segunda ordem.	57
Figura 23 – Diagrama de Bode para o filtro LC sem amortecimento	58
Figura 24 – Estrutura básica de controle aplicada ao retificador monofásico bidirecional.	76
Figura 25 – Circuito simplificado para obtenção do modelo da planta da tensão total.	77
Figura 26 – Circuito equivalente para a malha de desequilíbrio.	79
Figura 27 – Circuito equivalente do modelo médio da saída do conversor.	81
Figura 28 – Diagrama da malha PLL monofásico.	82
Figura 29 – Diagrama de bode das funções $FTLA_{nci}(w)$, $C_i(w)$ e $FTLA_{ci}(w)$	86
Figura 30 – Diagrama de bode das funções $FTLA_{ncvt}(w)$, $C_{vt}(w)$ e $FTLA_{cvt}(w)$	87
Figura 31 – Diagrama de bode das funções $FTLA_{ncvd}(w)$, $C_{vd}(w)$ e $FTLA_{cvd}(w)$	89
Figura 32 – Diagrama de bode das funções $FTLA_{ncvo}(w)$, $C_{vo}(w)$ e $FTLA_{cvo}(w)$	90

Figura 33 – Protótipo montado para testes.	92
Figura 34 – Placa de potência em detalhes.	92
Figura 35 – <i>False gate turn-on</i> da tensão de V_{gs} do interruptor inferior de um dos braços.	94
Figura 36 – Validação do algoritmo de sincronismo PLL.	94
Figura 37 – Resultado experimental: Formas de onda da tensão e corrente de entrada e das tensões positiva e negativa do barramento PFC, para operação em regime permanente.	95
Figura 38 – Resultado experimental: Qualidade de energia e taxa de distorção harmônica da corrente de entrada.	96
Figura 39 – Resultado experimental: Formas de onda das correntes nos indutores L_{in1} e L_{in2}	97
Figura 40 – Resultado experimental: Detalhe das correntes dos indutores <i>interleaving</i> e da corrente total.	97
Figura 41 – Resultado experimental: Tensão e corrente de entrada PFC e tensão e corrente de saída.	98
Figura 42 – Resultado experimental: Envoltória da corrente no indutor L_s	98
Figura 43 – Resultado experimental: Detalhe das tensões nas pontes dos lados primário e secundário e corrente no indutor L_s para diferentes pontos da tensão de entrada v_{rd}	99
Figura 44 – Configuração para a operação de degraus de carga no conversor.	100
Figura 45 – Resultado experimental: Degrau de carga de 100% para 50% em modo retificador.	101
Figura 46 – Resultado experimental: Degrau de carga de 50% para 100% em modo retificador.	101
Figura 47 – Configuração para a operação de inversão do fluxo de potência do conversor.	102
Figura 48 – Resultado experimental: Inversão do fluxo de potência (modo retificador para modo inversor).	102
Figura 49 – Resultado experimental: Variação do ângulo <i>phase-shift</i> durante inversão do fluxo de potência (modo retificador para modo inversor).	103
Figura 50 – Resultado experimental: Ondulação da tensão de saída para diferentes frequências de cruzamentos do controle de tensão.	104
Figura 51 – Resultados experimentais: Curva de rendimento para degraus de potência.	105
Figura 52 – Resultados experimentais: Fator de potência obtido com a variação da carga.	105
Figura 53 – Geometria do núcleo toroidal.	118
Figura 54 – Densidade de perdas no núcleo em função do fluxo magnético – Núcleo Kool M μ 60 μ	122

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
ADC	<i>Analogic Digital Converter</i> - Conversor Analógico Digital
APM	<i>Auxiliary Power Module</i> - Módulo de Potência Auxiliar
AWG	<i>American Wire Gauge</i>
BEV	<i>Battery Electric Vehicle</i> - Veículo elétrico puramente a bateria
CA	Corrente alternada
CA-CC	Corrente Alternada para Corrente Contínua
CC	Corrente contínua
CC-CA	Corrente Contínua para Corrente Alternada
CC3E	Célula de comutação de três estados
DAB	<i>Dual Active Bridge</i>
DAC	<i>Digital-to-Analog Converter</i> - Conversor digital-analógico
DAHB	<i>Dual Active Half-bridge</i>
DSC	<i>Digital Signal Controller</i> - Controlador de Sinal Digital
EV	<i>Electric Vehicle</i> - Veículo Elétrico
GEE	Gases do Efeito Estufa
HEV	<i>Hybrid Electric Vehicle</i> - Veículo Elétrico Híbrido
HV	<i>High Voltage</i> - Alta Tensão
IPI	Imposto sobre Produtos Industrializados
LV	<i>Low Voltage</i> - Baixa Tensão
OBC	<i>On-board Charger</i> - Carregador embarcado
PAC	Ponto de Acoplamento Comum
PFC	<i>Poer Factor Correction</i> - Correção do fator de potência
PI	Controlador Proporcional Integral
PHEV	<i>Plug-in Hybrid Electric Vehicle</i> - Veículo Elétrico Híbrido <i>plug-in</i>

PLL	<i>Phase-Locked Loop</i> - Malha Travada em Fase
PS	<i>Phase-shift</i> - Deslocamento de Fase
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> - Modulação por largura de pulso
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i> - Distorção Harmônica Total
V2G	<i>Vehicle-to-Grid</i> - Veículo-para-rede
ZCS	<i>Zero-Current Switching</i> - Comutação Sob Zero de Corrente
ZEV	<i>Zero Emission Vehicles</i> - Veículos de Emissão Zero
ZVS	<i>Zero-Voltage Switching</i> - Comutação Sob Zero de Tensão

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	25
1.1	OBJETIVOS DA DISSERTAÇÃO	27
1.1.1	Objetivos Específicos	27
1.2	ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO	28
2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	29
2.1	VEÍCULOS DE TRACÇÃO ELÉTRICA	29
2.1.1	Tipos de veículos elétricos	30
2.2	CARREGADORES DE BATERIA PARA VEÍCULOS ELÉTRICOS	31
2.2.1	Arquitetura do sistema elétrico de tração de um veículo elétrico	33
2.3	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA DAS TOPOLOGIAS MONOFÁSICAS DE CONVERSORES CA-CC ISOLADOS	34
2.3.1	Conversor CA-CC bidirecional ressonante	35
2.3.2	Conversor CA-CC DAB ponte-completa	35
2.3.3	Conversor CA-CC bidirecional duplo indutor de entrada	35
2.3.4	Conversor CA-CC bidirecional <i>interleaved</i>	36
2.4	TOPOLOGIAS PROPOSTAS	37
2.5	CONCLUSÃO	38
3	ANÁLISE DO CONVERSOR PROPOSTO	41
3.1	ANÁLISE QUALITATIVA	41
3.1.1	Descrição das etapas de operação	41
3.1.2	Estratégia de modulação	44
3.2	ANÁLISE QUANTITATIVA	45
3.2.1	Operação como retificador com alto fator de potência	45
3.2.2	Análise do modelo fundamental	46
3.2.2.1	<i>Tensão eficaz da componente fundamental</i>	47
3.2.2.2	<i>Fluxo de potência do modelo fundamental</i>	49
3.2.3	Ondulação de corrente nos indutores de entrada	53
3.2.4	Ondulação de tensão no barramento CC primário	55
3.2.5	Projeto do filtro LC de conexão com a rede elétrica	57
3.2.6	Projeto do capacitor de bloqueio CC	57
3.2.7	Dimensionamento dos semicondutores	59
3.2.7.1	<i>Cálculo das perdas por condução</i>	59
3.2.7.2	<i>Cálculo das perdas por comutação</i>	60
3.3	CONCLUSÃO	61
4	PROCEDIMENTO DE PROJETO	63

4.1	PARÂMETROS DE ENTRADA	64
4.2	DIMENSIONAMENTO DOS INDUTORES <i>INTERLEAVING</i>	64
4.3	DIMENSIONAMENTO DO CAPACITOR DE FILTRO	65
4.4	DIMENSIONAMENTO DOS CAPACITORES DO BARRAMENTO PFC	66
4.5	PROJETO DO TRANSFORMADOR DE ALTA FREQUÊNCIA	67
4.6	PROJETO DO INDUTOR DE TRANSFERÊNCIA DE POTÊNCIA	68
4.7	PROJETO DO CAPACITOR DE BLOQUEIO CC	70
4.8	ESCOLHA DOS SEMICONDUTORES	71
4.8.1	Perdas nos semicondutores	72
4.8.2	Cálculo Térmico	72
4.9	RENDIMENTO TEÓRICO	74
4.10	CONCLUSÃO	74
5	MODELAGEM E CONTROLE DO CONVERSOR	75
5.1	ESTRATÉGIA DE CONTROLE	75
5.1.1	Modelo da planta de corrente PFC	75
5.1.2	Modelo da planta de tensão total PFC	77
5.1.3	Modelo da planta de tensão diferencial PFC	79
5.1.4	Modelo da planta de tensão do secundário	80
5.1.5	Circuito de sincronismo com a rede	81
5.2	ASPECTOS DA IMPLEMENTAÇÃO DIGITAL	82
5.2.1	Controlador digital de sinais	82
5.2.2	Conversor analógico digital ADC	83
5.2.3	Modulador PWM	83
5.3	PROJETO DOS CONTROLADORES	84
5.3.1	Projeto do controlador da corrente de entrada	84
5.3.2	Projeto do controlador da tensão total do barramento primário	86
5.3.3	Projeto do controlador da tensão diferencial do barramento primário	88
5.3.4	Projeto do controlador da tensão do barramento secundário	89
5.4	CONCLUSÃO	90
6	PROTÓTIPO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS	91
6.1	PROTÓTIPO CONSTRUÍDO	91
6.2	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	93
6.2.1	Operação em regime transitório	100
6.2.2	Rendimento do conversor	103
6.3	CONCLUSÃO	105
7	CONCLUSÕES GERAIS	107

REFERÊNCIAS	109
APÊNDICES	115
APÊNDICE A – PROJETO FÍSICO DOS INDUTORES FILTRO DE ENTRADA	117
A.1	ESCOLHA DO NÚCLEO 117
A.2	CÁLCULO DO NÚMERO DE ESPIRAS 119
A.3	PROJETO DO ENROLAMENTO 119
A.4	CÁLCULO DE PERDAS NOS INDUTORES 121
A.4.1	Perdas no cobre 121
A.4.2	Perdas no núcleo 121
A.4.3	Elevação de temperatura 122
A.5	POSSIBILIDADE DE EXECUÇÃO 123
APÊNDICE B – PROJETO FÍSICO DO TRANSFORMADOR DE ALTA FREQUÊNCIA	125
B.1	ESCOLHA DO NÚCLEO 125
B.2	NÚMERO DE ESPIRAS DOS ENROLAMENTOS 126
B.3	PROJETO DO ENROLAMENTO 126
B.4	CÁLCULO DE PERDAS NO TRANSFORMADOR 127
B.4.1	Perdas no cobre 127
B.4.2	Perdas no núcleo 128
B.4.3	Elevação de temperatura 128
B.5	POSSIBILIDADE DE EXECUÇÃO 129
APÊNDICE C – PROJETO FÍSICO DO INDUTOR DE TRANSFERÊNCIA DE POTÊNCIA	131
C.1	ESCOLHA DO NÚCLEO 131
C.2	NÚMERO DE ESPIRAS 131
C.3	CÁLCULO DO ENTREFERRO 132
C.4	PROJETO DO ENROLAMENTO 132
C.5	CÁLCULO DE PERDAS NO INDUTOR 132
C.5.1	Perdas no cobre 132
C.5.2	Perdas no núcleo 133
C.5.3	Elevação de temperatura 133
C.6	POSSIBILIDADE DE EXECUÇÃO 133

1 INTRODUÇÃO

O crescente aumento na demanda por energia elétrica e a poluição atmosférica, tem sido dois dos maiores problemas enfrentados pela sociedade nas últimas décadas. Essa exigência sobre o setor energético, associada a preocupação com o esgotamento das fontes não renováveis de energia, tem atraído o foco de governos, empresas e entusiastas, buscando estratégias efetivas para reduzir a dependência dos combustíveis fósseis e a emissão de gases do efeito estufa (GEE), além de aumentar a eficiência energética (LIU et al., 2013a).

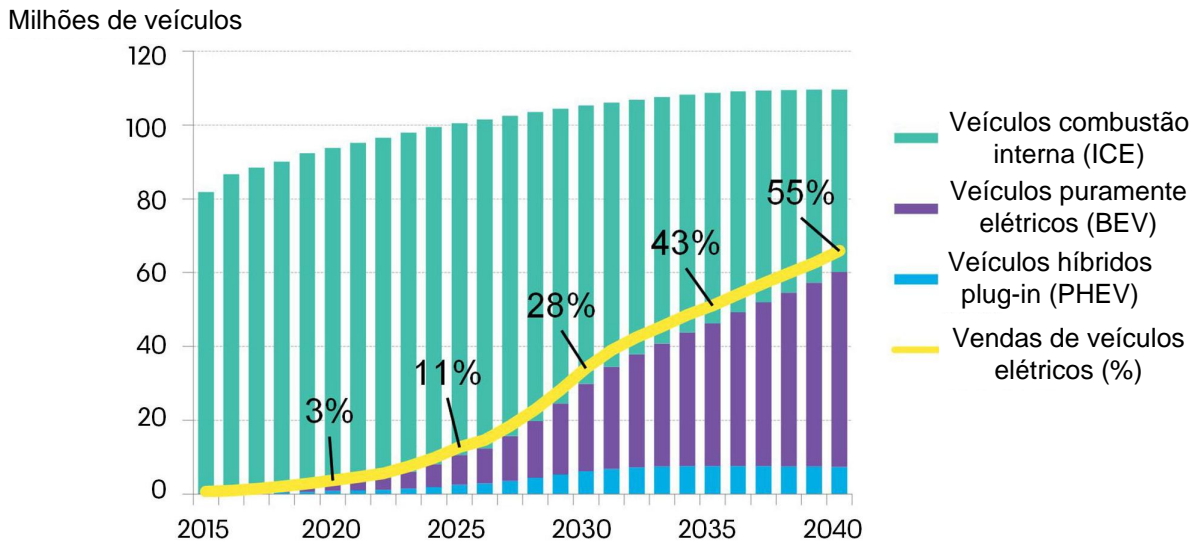
Nesse contexto, o veículo elétrico se apresenta como um dos destaques. Apesar de não ser precisamente uma novidade tecnológica dos tempos atuais (no final do século XIX já existiam automóveis com propulsão elétrica), ganhou ênfase ao longo da última década, acompanhado do desenvolvimento dos dispositivos de armazenamento de energia (baterias) (TUTTLE; BALDICK, 2012). A busca por veículos mais eficientes está sendo amplamente discutida nos últimos anos, por ser um dos setores com maior potencial de economia de energia, e, conseqüentemente, redução das emissões de carbono. As discussões vêm resultando em medidas políticas e empresariais, dentre as principais ações destacam-se: a substituição de modais de transportes, redução do consumo específico de veículos leves e pesados, encorajamento da aquisição de veículos mais limpos e incentivo a mudanças nos hábitos dos motoristas (JUNIOR, 2017).

A *Bloomberg New Energy Finance*, uma das mais conceituadas consultorias do mercado de energia, publicou seu relatório anual sobre veículos elétricos (EVs). O relatório *The Energy Outlook 2019* indica que até 2040, 55% das novas vendas e 33% de toda a frota de veículos mundial será elétrica (BLOOMBERG, 2019). Na Figura 1 é apresentada a previsão para o crescimento da frota global de veículos. Até 2025, as vendas dos EVs não apresentarão um número expressivo, mas o ponto de virada irá ocorrer entre 2025 e 2030, quando os veículos elétricos se tornarão competitivos frente aos outros modelos, mesmo sem os subsídios que usufruem atualmente.

A publicação indica também que os veículos híbridos (HEVs) (que utilizam tanto um motor à combustão quanto um motor elétrico) terão uma porção significativa do mercado de EVs entre hoje e 2025, mas após esse período, os veículos elétricos à bateria irão compor a maior parte das vendas. Essa transição ocorrerá em função da grande atratividade dos veículos totalmente elétricos, frente à maior complexidade da engenharia de veículos híbridos e da queda no preços das baterias. Segundo (THEOTONIO, 2018), dentre as principais vantagens dos veículos elétricos destacam-se as seguintes:

- Redução da poluição ambiental.
- Maior eficiência.
- Menor custo por distância percorrida.

Figura 1 – Vendas anuais globais de veículos leves.



Fonte: Extraído de (BLOOMBERG, 2019).

Mesmo apresentando diversos pontos positivos ao seu favor, os veículos elétricos ainda não se firmaram por completo no mercado. Existem alguns obstáculos que precisam ser suplantados para sua completa popularização, sendo os principais:

- Os EVs possuem um preço elevado quando comparados aos equivalentes de combustão interna (DUMORTIER et al., 2015).
- Tempo para recarga das baterias, dependendo das características da bateria e do tamanho do veículo (SMITH, 2010).
- Falta de infraestrutura que permita o carregamento, esse fator está diretamente ligado ao nível de desenvolvimento do país e ao número de veículos em circulação no mesmo (FONTAÍNHAS; CUNHA; FERREIRA, 2016).

Paralelamente à eletrificação dos meios de transporte, tem-se difundido a utilização de fontes de energia solar e eólica como alternativas na implementação de fontes renováveis de energia. Uma das características cruciais da produção solar e eólica é a sua intermitência e diante disso, surge a necessidade de armazenamento de energia (MUENCH; THUSS; GUENTHER, 2014). Diante da expansão de veículos elétricos e uma crescente necessidade de armazenamento de energia, o conceito *Vehicle-to-grid* (V2G) pode tornar-se viável e trazer benefícios para geração distribuída (WENTLAND, 2016). Como em média os veículos particulares ficam estacionados 95% da sua vida útil, os EVs podem ser utilizados para fins de armazenamento e os proprietários podem receber incentivos financeiros (KEMPTON; TOMIĆ, 2005).

A conexão dos EVs ao sistema elétrico comprova a necessidade de desenvolver carregadores multifuncionais capazes de realizar essa interação com a rede. Esses EVs são

responsáveis pelo gerenciamento da energia utilizando um carregador bidirecional, que permite não somente carregar a sua bateria, como também que os veículos operem como sistemas distribuídos de armazenamento de energia. De modo geral, no V2G, a bateria do veículo pode armazenar energia em momentos de excesso de oferta, e suprir a eletricidade armazenada para a rede em momentos de pico de demanda (LIU et al., 2013b). A interação dos EVs com a rede poderá proporcionar um papel importante em redes domésticas, e até mesmo na rede de distribuição durante os períodos de carregamento e/ou descarregamento.

Dentro deste contexto, esta dissertação procura contribuir com o desenvolvimento de um conversor CA-CC isolado bidirecional, capaz de realizar o carregamento do banco de baterias de veículos elétricos e devolver energia a rede, através do conceito V2G. Essa topologia contempla a correção do fator de potência, isolamento elétrica entre entrada e saída, provendo maior segurança durante seu manuseio e elevado rendimento. Por fim, fornecer uma corrente de saída controlada e com baixa ondulação para o carregamento das baterias.

1.1 OBJETIVOS DA DISSERTAÇÃO

Este trabalho tem como objetivo geral realizar uma contribuição ao emergente mercado de carregadores veiculares, propondo uma nova topologia de conversor CA-CC, baseada na associação do conversor *Dual Active Bridge* (DAB) e do retificador meia-ponte, duas topologias já consolidadas na literatura e indústria.

Inicialmente, as principais topologias utilizadas em carregadores embarcados ao veículo (OBCs) se restringiam a estruturas unidirecionais mais simples e sem isolamento galvânica. Recentemente, a possibilidade de conexão V2G tem impulsionado o desenvolvimento de estruturas de carregadores bidirecionais e que permitem a implementação de algoritmos e controle do fluxo de carga e descarga das baterias. Nesse contexto, o conversor proposto é bidirecional e possui isolamento galvânica em alta frequência entre rede e bateria. Essa última característica foi escolhida buscando cumprir requisitos de segurança necessários para as funções de carregamento dos EVs e atendendo algumas normas internacionais de segurança em OBCs, destacando-se a UL 2202 e a IEC 60950.

Por fim, propõem-se uma estratégia de modulação capaz de reduzir a ondulação em baixa frequência na tensão de saída do conversor, resultando na diminuição de capacitores no barramento de saída.

1.1.1 Objetivos Específicos

- Revisão de literatura dos sistemas de carregamento de baterias em veículos elétricos;
- Estudo das normas brasileiras e internacionais para carregamento de EVs;

- Avaliação das principais topologias de conversores CA-CC monofásicos, utilizados em sistemas de carregamento bidirecional de baterias em EVs;
- Análise qualitativa e quantitativa da topologia proposta;
- Realizar um estudo detalhado do projeto de controle do conversor;
- Desenvolvimento de um protótipo de 1 kW e realização dos ensaios em bancada;

1.2 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO

Este trabalho está organizado em sete capítulos. O Capítulo 1 consiste desta introdução e contextualização do tema da dissertação.

No capítulo 2 é apresentado um comparativo entre veículos elétricos puramente a bateria (BEVs) e veículos elétricos híbridos (PHEVs). Além disso, detalham-se as principais normas nacionais e internacionais voltadas para o carregamento veicular e para as classificações dos carregadores baseadas nos níveis de potência destes. Por fim, é exposto o estado-da-arte em carregadores CA-CC isolados, bidirecionais e monofásicos.

No capítulo 3 são realizadas as análises qualitativa e quantitativa da topologia de conversor proposta na dissertação. Nesse estudo, são apresentadas as etapas de operação e as principais formas de onda do conversor. Em seguida, as grandezas envolvidas nas análises são quantificadas, fornecendo equações para o dimensionamento do conversor.

No capítulo 4 são realizados o dimensionamento dos elementos de potência (semicondutores, capacitores, filtros, dissipador) e os projetos dos elementos magnéticos (indutores e transformador).

No capítulo 5 é apresentada a estratégia de controle utilizada no conversor. Além disso, são obtidos os modelos matemáticos relacionados as variáveis de interesse de controle.

O capítulo 6 é composto pelos resultados experimentais obtidos a partir do protótipo do conversor proposto, que servem como validação das análises teóricas apresentadas no Capítulo 3.

Por fim, no Capítulo 7 é feita uma conclusão geral do trabalho, onde os objetivos do trabalho são retomados e relacionados com os resultados teóricos e experimentais obtidos.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Neste capítulo, será realizada uma revisão bibliográfica sobre os elementos que compõem o tema proposto. Dentre esses destaca-se a caracterização dos veículos de tração elétrica, apresentando distinções e particularidades entre EVs e HEVs. Na sequência são apresentadas algumas convenções adotadas em função do nível de potência e padronizações relacionadas aos carregadores veiculares. Por fim, são dispostas as principais topologias de carregadores veiculares que apresentam características semelhantes ao carregador proposto na dissertação.

2.1 VEÍCULOS DE TRACÇÃO ELÉTRICA

A eletrificação do transporte é considerada por muitos uma medida fundamental para reduzir as emissões dos gases do efeito estufa e as mudanças climáticas. Muitos ambientes urbanos também estão enfrentando uma grave poluição atmosférica e as ameaças a saúde pública resultantes. Dessa forma, as cidades estão cada vez mais avaliando e implementando políticas sólidas para estimular a adoção dos EVs. Os governos também estão interessados nos benefícios econômicos, industriais e de geração de empregos decorrentes do desenvolvimento local e de fabricação das tecnologias que englobam os veículos elétricos (KHALIGH; D'ANTONIO, 2019).

Pesquisas apontam que a ação governamental (regulamentação de veículos e combustíveis, incentivos ao consumidor, programas de infraestrutura para recarga, planejamento e iniciativas locais) ajudam a suplantar barreiras relacionadas à disponibilidade de modelos, custos iniciais elevados, autonomia, falta de conscientização e entendimento da população (FONTES, 2018). Consequentemente, a aceitação dos EVs está relacionada, em grande parte, com o nível de ação dos governos e as políticas de apoio.

Dentre as iniciativas, destacam-se os esforços de alguns estados dos Estados Unidos para aumentar o número de veículos de emissão zero (ZEVs) em suas frotas. Liderados pela Califórnia, outros nove estados fazem parte do *ZEV Mandate*, um programa estatal que tem como meta, até 2025, a venda de mais de 3 milhões de veículos elétricos (IEA, 2019). No Brasil, o programa governamental Rota 2030, prevê que a alíquota de IPI incidente sobre veículos elétricos será de 7% até 20%, variando de acordo com o peso e eficiência energética do motor. Quanto mais leve e mais eficiente, menor a alíquota incidente sobre o carro elétrico. Esse método é adotado em países como Noruega, Holanda e Estados Unidos (BRASIL, 2018).

De acordo com a *International Energy Agency* (IEA), o número de EVs em circulação no mundo bateu recorde no início do ano de 2019, ultrapassando o marco de 5,6 milhões de unidades e representando um aumento de 64% em comparação com o mesmo período no ano de 2018. Incentivos governamentais e o desenvolvimento tecnológico estão proporcionando

uma redução substancial dos custos. Os principais facilitadores são os avanços na tecnologia das baterias e a expansão da capacidade de produção das indústrias, programas de compra que impulsionam a demanda e estimulam as montadoras a aumentar a disponibilidade de EVs no mercado e a implantação da infraestrutura de carregamento acessível ao público (IEA, 2019).

O Brasil ainda não adotou políticas robustas para promover o desenvolvimento dos veículos elétricos no mercado nacional. Não existem incentivos substanciais para promover a venda dos EVs ao consumidor. Além disso, não existe uma infraestrutura no país que garanta a recarga nos domicílios ou em um ambiente público. Finalmente, o Brasil não conta com políticas de planejamento e promoção, ou medidas de conscientização similares aos mercados internacionais. De acordo com (FONTES, 2018), o país deveria implementar alvos mais rigorosos de eficiência energética e expandi-los para ônibus e caminhões, estimulando modelos de EVs no território nacional. Com relação à diferença nos custos iniciais entre veículos elétricos e a combustão interna, alterando os impostos de importação e registro para isentar ou incentivar os veículos *plug-in* e a bateria. Para infraestrutura de recarga, poderiam ser oferecidas isenções de impostos ou esquemas de compartilhamento de custos. Por fim, para incentivar a conscientização do consumidor, poderia-se investir em campanhas públicas que enfatizassem os benefícios da eletrificação.

2.1.1 Tipos de veículos elétricos

Os veículos elétricos são caracterizados como aqueles que utilizam a propulsão de um motor elétrico, ou então, aqueles que incorporam pelo menos um motor elétrico ao seu sistema de propulsão (SARLIOGLU et al., 2017). Podem apresentar diferentes aspectos construtivos, principalmente em relação ao módulo propulsor e ao sistema de armazenamento de energia. Esses veículos são denominados como automóveis do tipo *plug-in*, possuindo uma conexão com o meio externo para a realização da recarga de seus acumuladores de energia elétrica. Dentre os veículos que incorporam a tecnologia *plug-in*, destacam-se os veículos puramente elétricos (*Battery Electric Vehicles* - BEVs), sendo movidos exclusivamente através da energia elétrica acumulada nas baterias. Os veículos elétricos híbridos (*Plug-in Hybrid Electric Vehicles* - PHEVs), incorporam um motor de combustão interna ao seu conjunto propulsor, associado geralmente a um motor elétrico (MAYER, 2019).

Os PHEVs combinam as vantagens do motor a propulsão elétrica e do motor a combustão interna operando de modo complementar. Esse arranjo apresenta como diferencial quando comparado aos BEVs, o elevado rendimento do motor elétrico com a autonomia de um motor a combustão interna, possibilitando uma maior flexibilidade no modo de condução do veículo. Acredita-se que os PHEVs sejam uma fase temporária de transição entre a tecnologia tradicional baseada na combustão e os emergentes BEVs

(CHAN, 2007).

Segundo (MAYER, 2014), um PHEV consome cerca de 30% menos combustível quando conduzido em vias urbanas comparado a um veículo convencional. A recuperação de energia cinética por intermédio da frenagem regenerativa pode atingir mais de 20%, sendo relacionada diretamente às características do sistema elétrico de tração, da topologia utilizada, ciclo de condução, entre outros.

Um dos aspectos negativos referente aos BEVs é a reduzida autonomia comparada ao sistema híbrido, pois os combustíveis fósseis fornecem altas densidades de energia aos veículos de combustão interna, mesmo este possuindo baixo rendimento. Em contrapartida, o sistema híbrido requer componentes mecânicos e eletroeletrônicos e sistemas de controle e gerenciamento da energia mais complexos se comparados aos sistemas puramente elétricos ou convencionais, tornando os custos de fabricação e manutenção mais elevados.

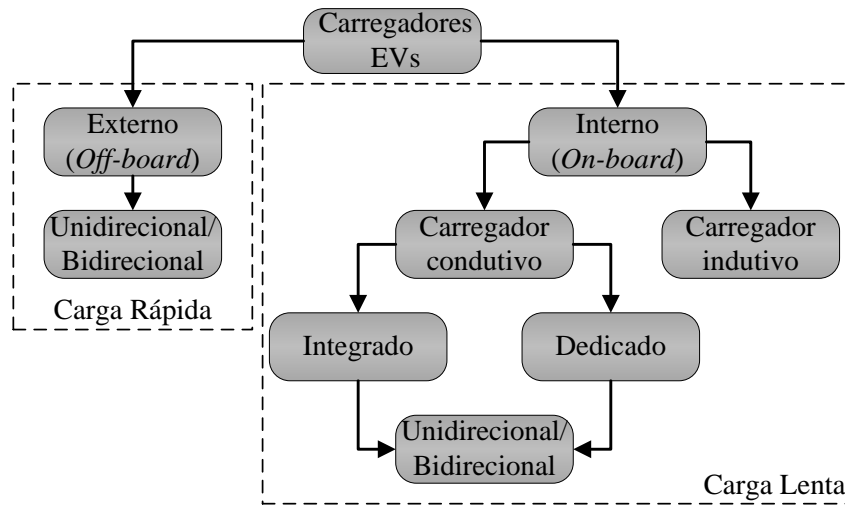
Os veículos do tipo *plug-in* utilizam a rede de energia elétrica como principal fonte de energia para recarga, abrindo um nicho de oportunidades para o desenvolvimento de pesquisa e tecnologia, particularmente na área de Eletrônica de Potência. A interface entre um EV e a rede elétrica é realizada por meio de um carregador de baterias, que é um circuito eletrônico (conversor) responsável por transformar a energia proveniente da fonte de alimentação e armazená-la no banco de baterias (carga) em níveis adequados de tensão e corrente, realizando o processo de carga seguindo as especificações da tecnologia de bateria embarcada no veículo (SARLIOGLU et al., 2017). Destaca-se que existem outras fontes de energia utilizadas em EVs, como é o caso da célula a combustível (CHAN, 2007), porém não serão apresentadas nesse trabalho.

2.2 CARREGADORES DE BATERIA PARA VEÍCULOS ELÉTRICOS

Os carregadores veiculares possuem um papel importante para evolução dos veículos elétricos, sendo que a vida útil e o tempo de carregamento das baterias estão diretamente relacionados as características do carregador. Esses carregadores devem possuir peso e volume reduzido, elevada densidade de potência, alto grau de confiabilidade e custo reduzido.

Os carregadores de bateria podem ser classificados de acordo com as topologias de circuitos utilizados (dedicado ou integrado), sua instalação (embarcado ou externo ao veículo), quanto ao tipo de conexão (conexão física/condutoivo ou *wireless*/acoplamento indutivo), tipo da fonte de alimentação (corrente contínua ou corrente alternada), da direção do fluxo de energia (unidirecional ou bidirecional) e quanto ao nível de potência do carregador (lento ou rápido). A Figura 2 apresenta o diagrama de classificação dos carregadores comumente encontrada na literatura, diferenciando os carregadores em função do local de instalação (RODRIGUES et al., 2014).

Figura 2 – Classificação de carregadores para EVs.



Fonte: Adaptado de (RODRIGUES et al., 2014).

Os níveis de potência do carregador refletem diretamente no tempo de recarga e capacidade das baterias, no local de instalação, custos e efeitos de sua conexão ao circuito elétrico. A padronização dos processos e conectores utilizados na recarga das baterias dos EVs é fundamental para popularização e consolidação dessa tecnologia no mercado automobilístico, de maneira semelhante ao que ocorreu aos veículos de combustão interna (RODRIGUES et al., 2014; HABIB et al., 2018).

Atualmente, existem diversas normas e padrões em diferentes países que regulamentam os EVs. As normas mais relevantes que contemplam os quesitos de segurança elétrica, os níveis de potência dos carregadores e a forma de conexão/conector entre veículo e a fonte externa são: UL 2202 e UL 2231 (isolação galvânica), SAE J1772 (Estados Unidos), IEC 62196 (Europa), GB/T 20234 (China), CHAdeMO (Japão), SAE J1773 (carregadores com conexão via acoplamento indutivo), IEC 61000 (compatibilidade eletromagnética), SAE J2894 (requisitos de qualidade energia em carregadores *plug-in*) (YILMAZ; KREIN, 2013; HABIB et al., 2017).

No Brasil, a Associação Brasileira de Normas Técnicas (ABNT) regulamentou alguns padrões internacionais como referência normativa para os sistemas de carga condutiva e conectores de EVs, através das normas NBR/IEC 61851 (“Sistema de recarga condutiva para veículos elétricos”) e NBR/IEC 62196 (“Plugues, tomadas, tomadas móveis para veículo elétrico e Plugues fixos de veículos elétricos - Recarga condutiva para veículos elétricos”). De acordo com (ABNT, 2013), em âmbito nacional existem três modos de recarga para EVs em corrente alternada, resumidos abaixo:

- **Modo de recarga 1:** conexão do EV à rede de alimentação utilizando tomadas padronizadas não excedendo 16 A, 250 V - 1 ϕ ou 480 V - 3 ϕ , no lado da alimentação, e utilizando os condutores de alimentação e de aterramento de proteção.

- **Modo de recarga 2:** conexão do EV à rede de alimentação utilizando tomadas padronizadas não excedendo 32 A, 250 V - 1 ϕ ou 480 V - 3 ϕ , utilizando os condutores de alimentação e de aterramento de proteção, associado ao sistema de proteção contra choques elétricos (DDR) entre o veículo elétrico e o plugue de conexão.
- **Modo de recarga 3:** conexão do EV através de um posto de carregamento devidamente conectado à rede de alimentação de corrente alternada.

A principal classificação internacional dos carregadores veiculares em função do nível de potência, segue o padrão americano SAE J1772. A Tabela 1, resume os níveis de potência e as principais características dos modos. Os carregadores com alimentação CA de nível 1 e nível 2 geralmente são embarcados no veículo, sendo denominados de *On-board Chargers* (OBCs), e os de nível 3 abrangem a estações de carregamento, sendo o equipamento ou fonte para o abastecimento do veículo elétrico *Electric Vehicle Supply Equipment* (EVSE), instalado em locais específicos, uma vez que é uma fonte de alimentação para a recarga de baterias de grande porte e com adequada infraestrutura, assemelhando-se a uma bomba de combustível em um posto (KHALIGH; D'ANTONIO, 2019).

Tabela 1 – Classificação dos carregadores de acordo com norma SAE J1772.

Conexão Elétrica	Instalação do Carregador	Níveis de Potência	Tempo de Carga	Tecnologia Veicular
Nível 1 120 V (CA) 230 V (CA)	On-board 1 Φ	1,4 kW (12 A) 1,9 kW (20 A)	4-11 horas 11-36 horas	PHEV (5-15 kWh) BEV (16-50 kWh)
Nível 2 240 V (CA) 400 V (CA)	On-board 1 Φ -3 Φ	4 kW (17 A) 8 kW (32 A) 19,2 kW (80 A)	1-4 horas 2-6 horas 2-3 horas	PHEV (5-15 kWh) BEV (16-30 kWh) BEV (3-50 kWh)
Nível 3 208-600 V (CA ou CC)	Off-board 3 Φ	50 kW 100 kW	0,4-1 horas 0,2-0,5 horas	BEV (20-50 kWh)

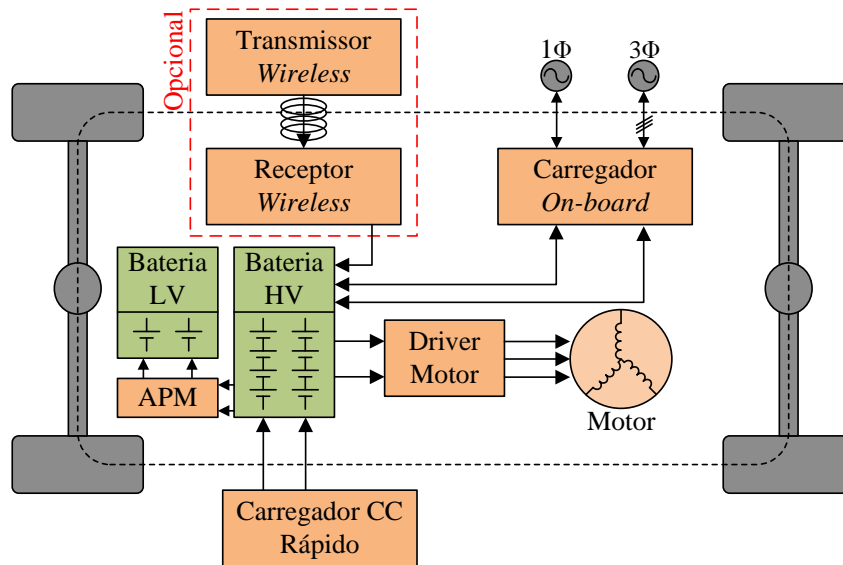
Fonte: Adaptado de (SAE, 2010).

2.2.1 Arquitetura do sistema elétrico de tração de um veículo elétrico

A representação do sistema elétrico de tração de um EV típico é apresentada na Figura 3. Como apresentado, os principais sistemas eletrônicos de potência embarcados no veículo elétrico incluem o carregador embarcado (OBC), o módulo de potência auxiliar (APM), o inversor de acionamento do motor, o banco de baterias de alta tensão (HV), a bateria auxiliar de baixa tensão (LV) e, opcionalmente, a presença de um carregador *wireless*. Esse último é apresentado como opcional, uma vez que ainda não foi implementando pela indústria (KHALIGH; D'ANTONIO, 2019).

Os carregadores embarcados podem apresentar característica unidirecional ou bidirecional de fluxo de energia, conforme indicado pelas setas na Figura 3, cada um

Figura 3 – Diagrama em blocos de um veículo elétrico e suas formas de carregamento da bateria.



Fonte: Adaptado de (KHALIGH; D'ANTONIO, 2019).

com vantagens e desvantagens distintas. Os fabricantes de EVs atualmente relutam em incorporar OBCs bidirecionais devido a preocupações com o aumento do custo e volume dos OBCs e degradação das baterias. Além disso, embora alguns dos carregadores atuais já serem bidirecionais, esse recurso não é utilizado pela falta de estrutura da rede elétrica (KHALIGH; D'ANTONIO, 2019).

2.3 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA DAS TOPOLOGIAS MONOFÁSICAS DE CONVERSORES CA-CC ISOLADOS

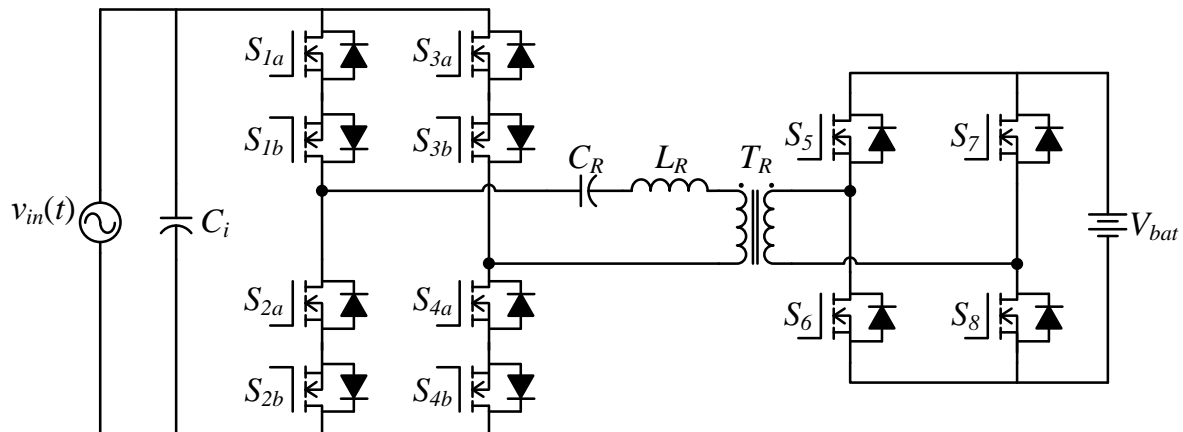
Dentre as diversas topologias retificadoras encontradas na literatura, esta seção dedica-se à revisão dos principais trabalhos associados a conversores que possuem único estágio de conversão e isolamento galvânica. Por tratar-se de um tópico recente, existem diversos trabalhos que apresentam comparativos e avaliações das principais topologias aplicadas em carregadores veiculares, além das tendências com relação as características dos carregadores para os próximos anos (NAGHIZADEH; WILLIAMSON, 2013) (KUMAR; USMAN, 2018) (ERB; ONAR; KHALIGH, 2010).

Com base nas classificações apresentadas, o sistema de carregamento proposto na dissertação deverá apresentar uma série de características, buscando atender três requisitos principais: correção do fator de potência (PFC), isolamento galvânica em alta frequência e bidirecionalidade do fluxo de potência. Embora muitas regulamentações ainda estejam sendo elaboradas, optou-se pelo desenvolvimento de um carregador multifuncional, capaz de cumprir os requisitos de segurança, confiabilidade, elevado fator de potência e reduzida ondulação de baixa frequência na corrente de saída.

2.3.1 Conversor CA-CC bidirecional ressonante

Em (VAISHNAV; KRISHNASWAMI, 2011), é proposto um conversor CA-CC isolado, bidirecional e de único estágio. A topologia consiste em duas pontes ativas interligadas por um circuito ressonante em série com um transformador de alta frequência. O controle do fluxo de energia bidirecional neste conversor é baseado na técnica de *phase-shift*, de forma análoga ao conversor *Dual Active Bridge* (DAB) (CHAKRABORTY; CHATTOPADHYAY, 2014). A principal vantagem do circuito proposto é a comutação sob tensão nula (ZVS) em todos os interruptores do lado primário. Contudo, a topologia apresenta algumas desvantagens, como a utilização de interruptores bidirecionais no lado primário e complexidade no circuito de *driver*. O diagrama esquemático deste conversor é apresentado na Figura 4.

Figura 4 – Conversor Bidirecional LC Ressonante.



Fonte: Adaptado de (VAISHNAV; KRISHNASWAMI, 2011).

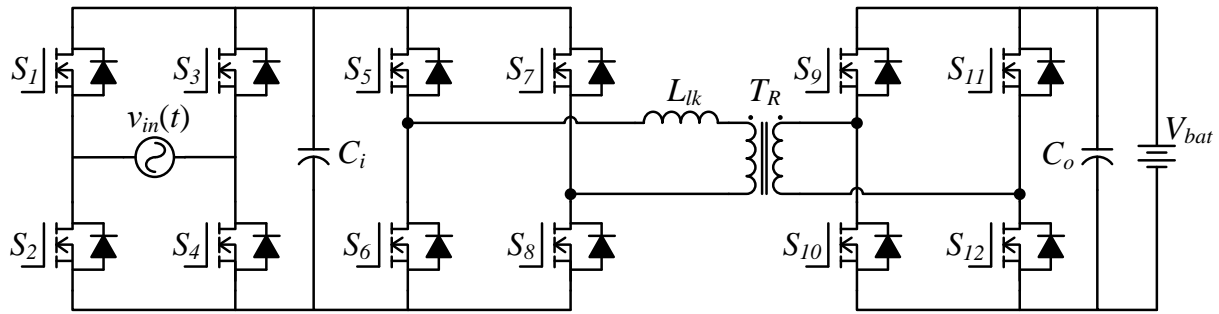
2.3.2 Conversor CA-CC DAB ponte-completa

Baseado no princípio do conversor DAB, em (LU et al., 2018) é apresentado um conversor CA-CC de um único estágio resultante da integração de um conversor DAB com um retificador ponte-completa. Como o retificador realiza apenas a retificação, o conversor DAB é responsável por garantir a ação de PFC. Na Figura 5, tem-se que o capacitor C_i possui um valor muito pequeno, filtrando apenas o conteúdo de alta frequência. A tensão no barramento CC assume um valor variável, de modo que se tem uma quantidade de energia reativa circulando no transformador, comprometendo o desempenho desta topologia.

2.3.3 Conversor CA-CC bidirecional duplo indutor de entrada

O conversor proposto em (PRASANNA; SINGH; RAJASHEKARA, 2017) é utilizado como carregador nível 1 para veículos elétricos, como mostra a Figura 6. A topologia é formada por um conversor com entrada em corrente no estágio de entrada e um conversor

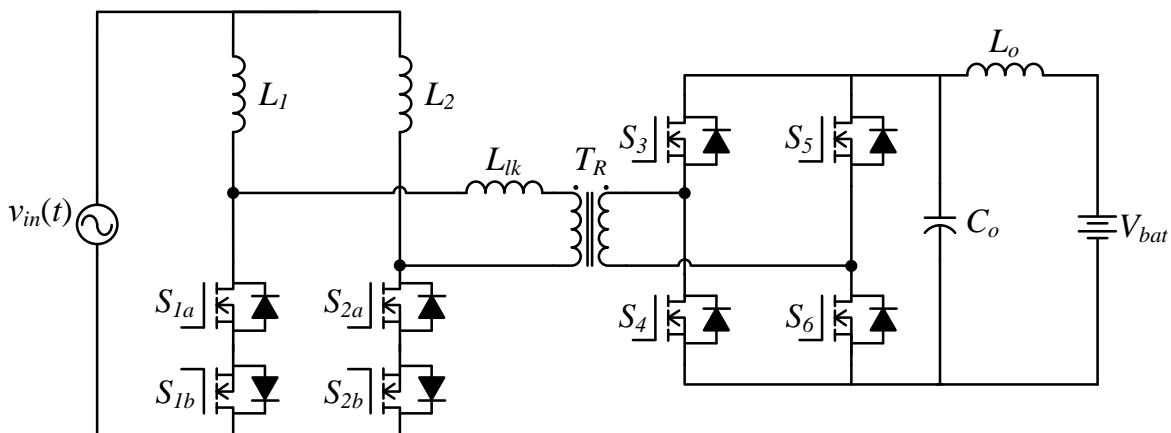
Figura 5 – Conversor CA-CC DAB Ponte-completa.



Fonte: Adaptado de (LU et al., 2018).

em ponte completa no estágio de saída, interligados através de um transformador de alta frequência. O controle da corrente CA de entrada garante correção do fator de potência. Além disso, a topologia possui comutação sob corrente nula (ZCS) para os interruptores do estágio de entrada. A principal desvantagem é a existência de um capacitor eletrolítico volumoso em sua saída (1200 μF /400 V), considerando um protótipo com potência de 1500 W.

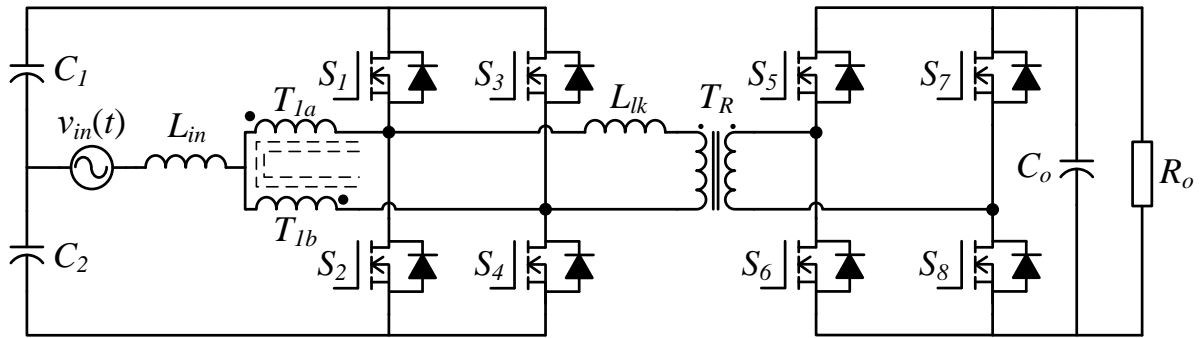
Figura 6 – Conversor Bidirecional duplo indutor de entrada.



Fonte: Adaptado de (PRASANNA; SINGH; RAJASHEKARA, 2017).

2.3.4 Conversor CA-CC bidirecional *interleaved*

Em (BARRETO et al., 2018), a topologia proposta é baseada no conversor *dual active bridge* associado com a célula de comutação de três estados (CC3E). É utilizada a técnica de interleaving em conjunto com a célula de comutação de três estados. Esse conversor é aplicado em transformadores de estado sólido, como mostra a Figura 7. Dentre as principais características, destacam-se a bidirecionalidade de fluxo de potência, estágio único de processamento de energia, correção do fator de potência, isolamento galvânica em alta frequência.

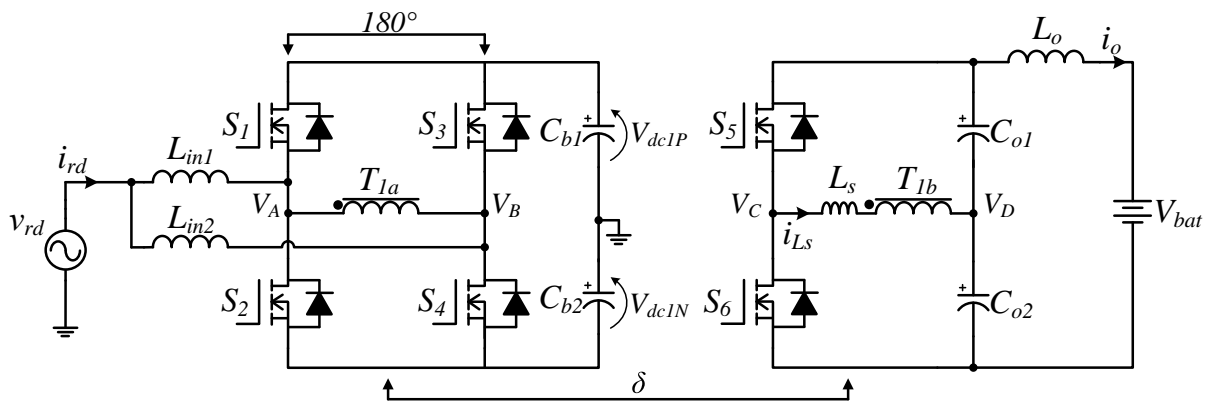
Figura 7 – Conversor CA-CC bidirecional *interleaved*.

Fonte: Adaptado de (BARRETO et al., 2018).

2.4 TOPOLOGIAS PROPOSTAS

Esta dissertação possui como foco o desenvolvimento de um carregador de baterias que se enquadre como carregador embarcado de nível 2 com alimentação monofásica. Durante o período de estudos desse trabalho foram propostas e analisadas duas topologias CA-CC monofásicas e bidirecionais. O primeiro circuito proposto baseou-se em algumas características presentes no conversor apresentado em (BIANCHIN, 2016), consistindo a técnica de *interleaving* e a transferência de potência através do controle por *phase-shift*. A topologia 1, apresentada na Figura 8, foi concebida da integração do retificador *boost* meia-ponte *interleaved* com o conversor *Dual Active Half-Bridge* (DAHB). Variando-se a razão cíclica no lado primário, obtém-se o controle da corrente de entrada e, conseqüentemente, a correção do fator de potência e controle da tensão do barramento primário. O controle do fluxo de potência entre bateria e a rede é realizado de acordo com a técnica *phase-shift*. A análise dessa topologia não será apresentada nessa dissertação e pode ser encontrada em (RAMOS; MEZARROBA, 2018).

Figura 8 – Topologia 1.



Fonte: O autor, 2019.

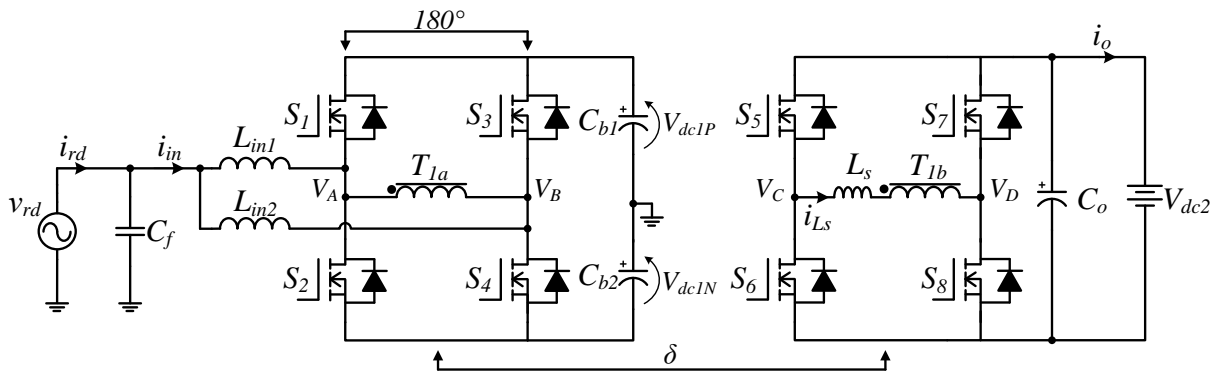
A topologia 2, apresentada na Figura 9, foi alterada para a integração do retificador

meia-ponte em configuração *interleaving* com o conversor *Dual Active Bridge* (DAB). Nesse circuito, a tensão aplicada no primário e no secundário do transformador é uma onda retangular de três níveis, que em função da defasagem existente entre as mesmas, define-se o sentido do fluxo de potência do conversor. O controle é realizado de modo independente entre a entrada e a saída, permitindo grande flexibilidade para controlar o conversor (lado primário) e a carga da bateria, simultaneamente.

Dentre as principais características desse conversor de estágio único, destacam-se:

- Correção do fator de potência.
- Isolação galvânica em alta frequência.
- Fluxo de potência bidirecional.
- Estrutura de estágio único.
- Reduzida ondulação em baixa frequência na tensão de saída.

Figura 9 – Topologia 2.



Fonte: O autor, 2019.

2.5 CONCLUSÃO

Neste capítulo foram apresentadas as principais características entre BEVs e HEVs, com o intuito de familiarizar o leitor com as principais nomenclaturas relacionadas aos veículos elétricos. Constatou-se que os veículos híbridos terão um papel de transição entre os veículos de combustão interna e os veículos puramente elétricos.

Na sequência, são introduzidas algumas classificações, encontradas na literatura, a respeito dos carregadores veiculares. Neste trabalho, optou-se pela classificação que diferencia os carregadores em função do local de instalação (embarcado e externo). Com base nos tipos de carregadores, existem diversas normas internacionais que classificam e padronizam os carregadores em função de uma série de características, sendo as principais: conexão elétrica, instalação do carregador, níveis de potência, entre outros.

Por fim, foram apresentadas algumas topologias de conversores utilizadas como carregadores veiculares. A escolha baseou-se em estruturas com as seguintes características: correção do fator de potência (PFC), isolamento galvânica em alta frequência e bidirecionalidade do fluxo de potência. Na sequência, apresentou-se as duas topologias desenvolvidas durante o estudo, sendo que a topologia 2 foi escolhida para implementação. Sua concepção foi decorrente da integração do retificador meia-ponte em configuração *interleaving* com o conversor DAB, permitindo o controle do fluxo de potência do conversor.

3 ANÁLISE DO CONVERSOR PROPOSTO

Neste capítulo é analisado o conversor CA-CC bidirecional monofásico. O estudo é conduzido com vistas à obtenção de relações qualitativas e quantitativas da estrutura. São abordados aspectos da modulação, etapas de operação, operação como retificador PFC e equacionamento do fluxo de potência.

3.1 ANÁLISE QUALITATIVA

A análise qualitativa do conversor consiste em apresentar a topologia proposta e avaliar o funcionamento de forma analítica e gráfica por meio da apresentação das etapas de operação e equações básicas das grandezas analisadas.

3.1.1 Descrição das etapas de operação

Nesta seção são descritos os circuitos equivalentes referentes a uma das etapas de operação do conversor. Para descrição das etapas de operação são apresentadas as etapas referentes ao semiciclo positivo da rede elétrica, com razão cíclica 0,6 e ângulo *phase-shift* positivo e menor que 15° , sendo o semiciclo negativo análogo. É assumido que tanto a tensão de entrada quanto a corrente de entrada são constantes dentro de um período de comutação T_s . Além disso, os comandos dos pares de interruptores (S_1/S_2) , (S_3/S_4) , (S_5/S_6) e (S_7/S_8) são complementares.

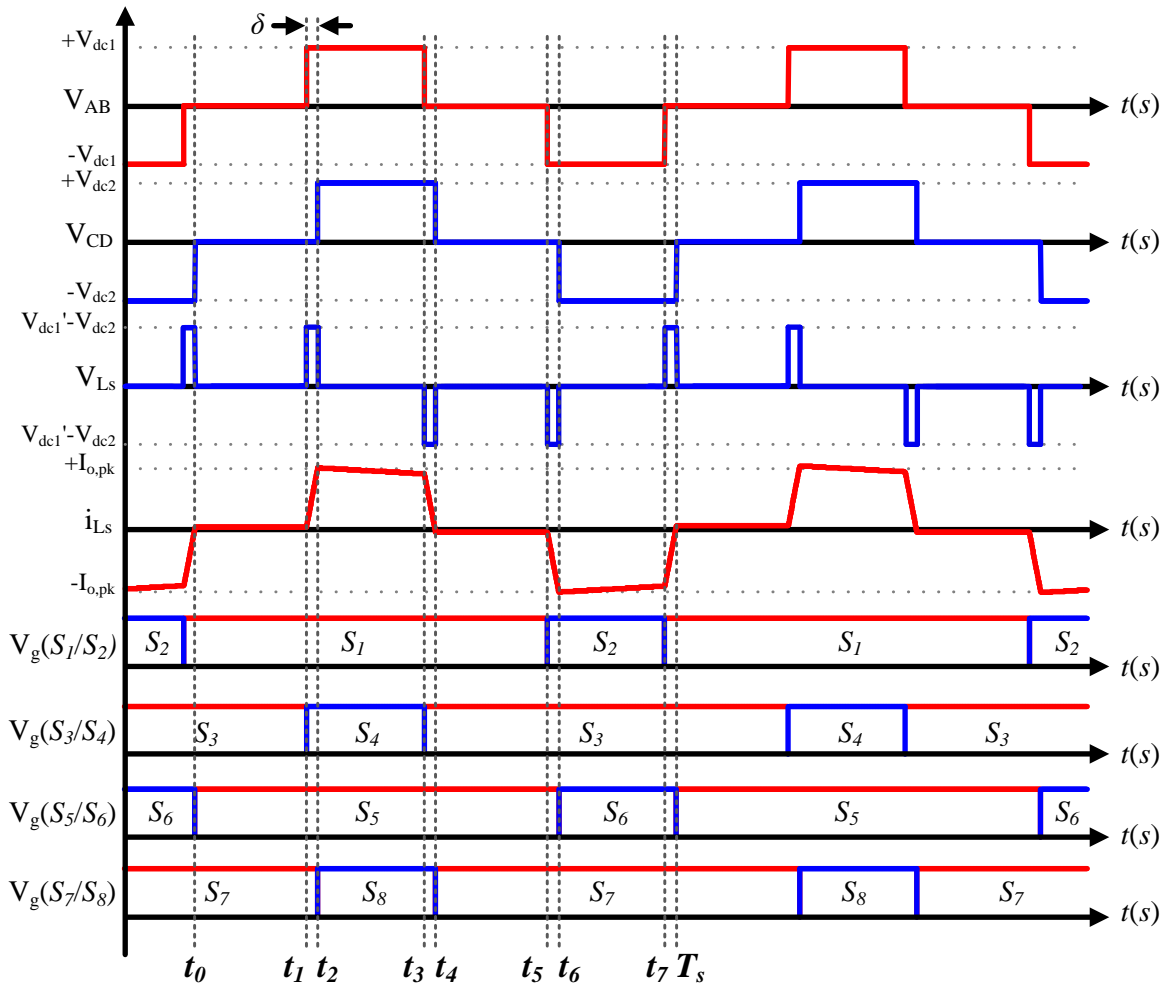
Para um determinado ponto de operação, a topologia apresenta oito etapas de operação dentro de um período de comutação. A Figura 10 apresenta as principais formas de onda teóricas utilizadas para exemplificar a operação do conversor. Sendo que, V_{AB} e V_{CD} representam a tensão aplicada nos enrolamentos primário e secundário do transformador, respectivamente. I_{L_s} é a corrente que circula pelo indutor de transferência de potência L_S e δ representa o ângulo de defasagem entre V_{AB} e V_{CD} .

Os circuitos equivalentes dos intervalos de operação são apresentados na Figura 11, sendo detalhados a seguir:

Intervalo 1 $[t_0, t_1]$: Os interruptores S_1 e S_3 estão em condução. Durante este intervalo, a tensão aplicada ao enrolamento primário do transformador é $V_{AB} = 0\text{ V}$. No lado secundário, os interruptores S_5 e S_7 estão conduzindo, fazendo com que a tensão aplicada ao enrolamento secundário do transformador seja nula ($V_{CD} = 0\text{ V}$). A tensão aplicada no indutor L_S é nula, nesse caso, a corrente $I_{L_{sec}}$ também será nula. Por fim, a energia armazenada no capacitor C_o é transferida para a carga.

Intervalo 2 $[t_1, t_2]$: Inicia-se com a entrada em condução do interruptor S_4 e a abertura do interruptor S_3 , sendo que nessa etapa a tensão ao primário do transformador é

Figura 10 – Principais formas de onda do conversor proposto.



Fonte: O autor, 2019.

$V_{AB} = +V_{dc1}$. No lado secundário, o estado dos interruptores mantém-se inalterado em relação ao intervalo 1 e a corrente I_{Lsec} começa a aumentar linearmente em função da tensão aplicada $+V_{dc1}/n$ no indutor L_s .

Intervalo 3 $[t_2, t_3]$: No lado primário a condição dos interruptores permanece inalterada. Com relação ao lado secundário, o interruptor S_7 deixa de conduzir e o interruptor S_8 entra em condução. A tensão no enrolamento secundário é $V_{CD} = +V_{dc2}$ e a tensão aplicada no indutor L_s é nula, logo, a corrente I_{Lsec} mantém-se constante com o seu valor de pico.

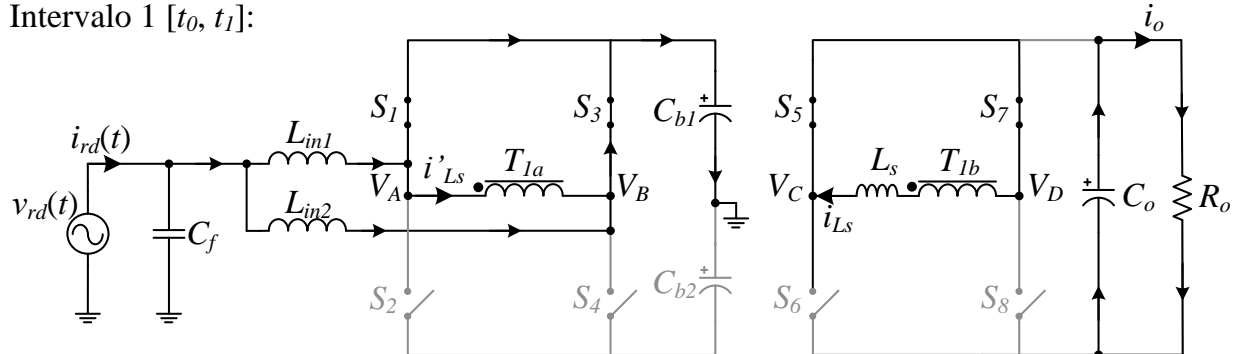
Intervalo 4 $[t_3, t_4]$: O interruptor S_3 entra em condução, resultando na mesma análise realizada no intervalo 1 para o lado primário. No lado secundário os interruptores mantêm o estado do intervalo anterior, com a corrente I_{Lsec} decrescendo em função da tensão $-V_{dc2}$ aplicada no indutor L_s .

Devido à simetria existente no circuito, descreve-se a operação referente ao meio ciclo positivo da corrente do indutor. O comportamento das tensões V_{AB} , V_{CD} e da corrente

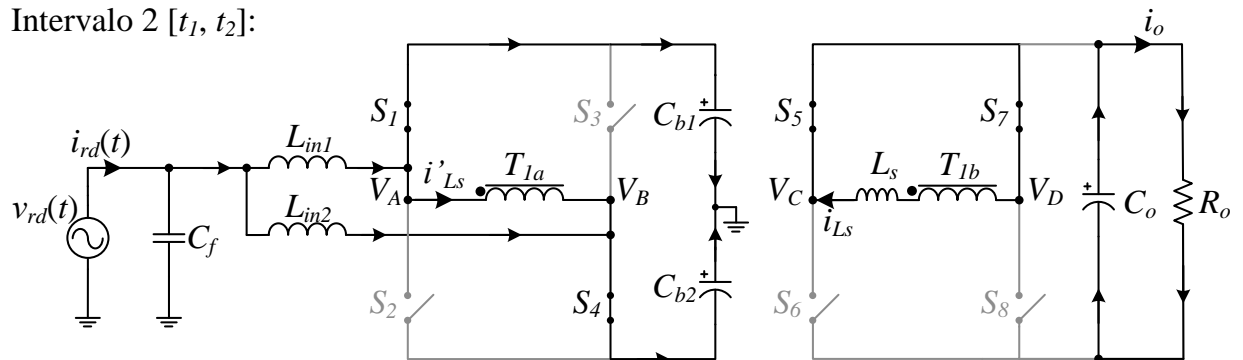
$I_{L_{sec}}$ são análogos para o período restante, assumindo valores negativos no intervalo $[t_4, T_s]$.

Figura 11 – Etapas de operação do conversor proposto.

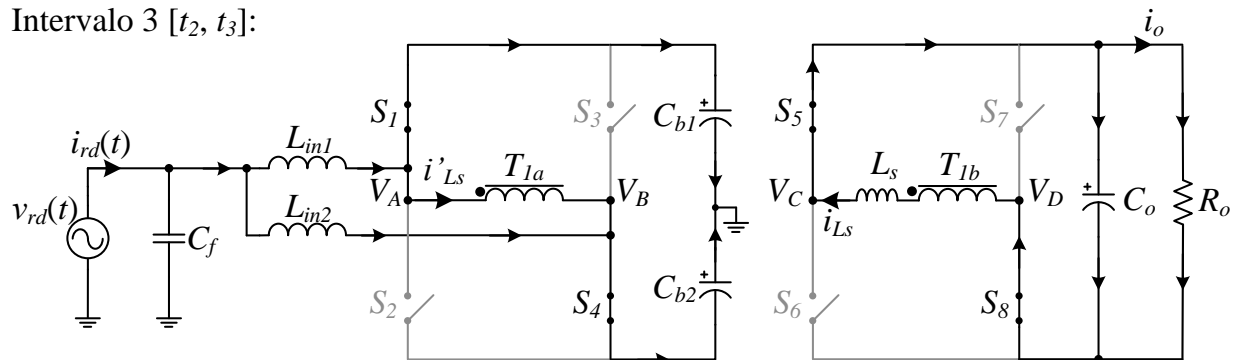
Intervalo 1 $[t_0, t_1]$:



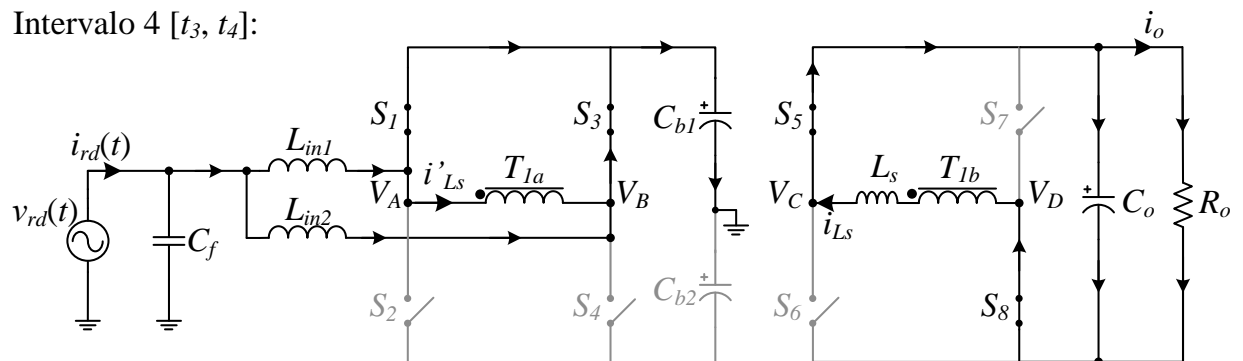
Intervalo 2 $[t_1, t_2]$:



Intervalo 3 $[t_2, t_3]$:



Intervalo 4 $[t_3, t_4]$:

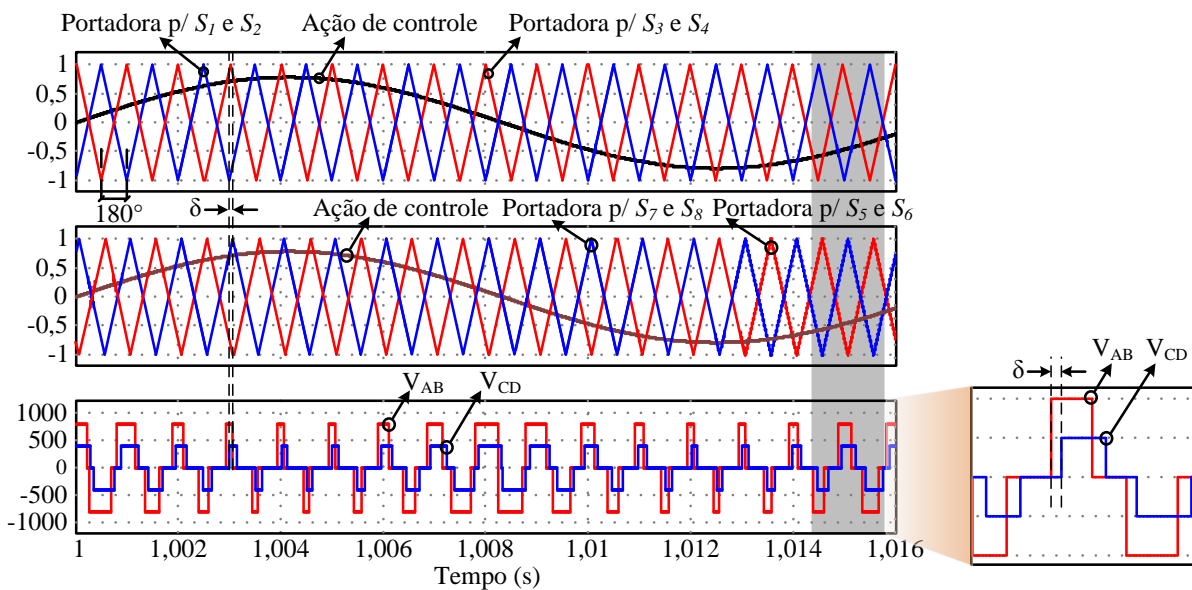


3.1.2 Estratégia de modulação

A estratégia de modulação proposta é elaborada a partir da modulação por largura de pulso (PWM, do inglês *Pulse-Width Modulation*) associada com a técnica de *phase-shift*. Esta técnica utiliza duas portadoras (V_{port}) triangulares fixas e defasadas de 180° , uma para cada braço meia-ponte. Por meio da comparação de um sinal modulante senoidal (V_{mod}) com as duas portadoras, geram-se os sinais de comando dos interruptores do lado primário. Além disso, o controle do fluxo de potência no transformador é realizado por meio da técnica de *phase-shift* (DANESHPAJOOH; BAKHSHAI; JAIN, 2011). Nesta técnica, a intensidade e a direção do fluxo de potência são controlados mediante o valor do ângulo de defasagem entre as portadoras do lado primário e secundário.

A estratégia de modulação proposta para o conversor é ilustrada pelos diagramas da Figura 12, sendo que para facilitar a visualização, utilizou-se como frequência fundamental 60 Hz e as portadoras com frequência igual a 1 kHz. A utilização dessa técnica permite que a tensão aplicada nos enrolamentos do transformador possua o formato de uma onda retangular de três níveis. Deve-se notar que os dois interruptores de um mesmo braço operam de forma complementar, sendo implementado um tempo morto entre os mesmos por meio do circuito de driver utilizado. Por fim, o sinal modulante é comum entre os braços, garantindo que a componente fundamental do sinal produzido tenha a mesma amplitude e fase.

Figura 12 – Modulação utilizada no conversor proposto.



Fonte: O autor, 2019.

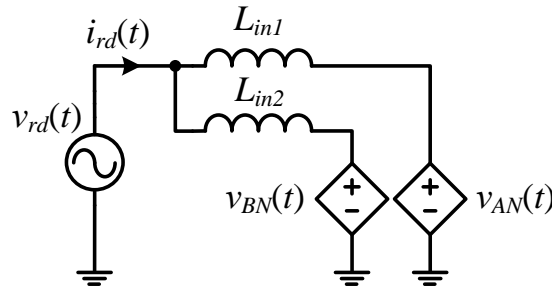
3.2 ANÁLISE QUANTITATIVA

Neste tópico, apresenta-se a análise quantitativa do conversor proposto. Inicialmente, é apresentada a análise de operação do conversor como retificador PFC. Na sequência, avaliam-se as tensões aplicadas ao transformador e, a partir do modelo fundamental, calculam-se as potências e correntes envolvidas no circuito.

3.2.1 Operação como retificador com alto fator de potência

Para a análise do conversor operando como retificador PFC, apresenta-se o circuito equivalente na Figura 13. Neste circuito, a tensão da rede elétrica v_{rd} é considerada puramente senoidal, conforme equação (3.1), onde $V_{rd_{pk}}$ é o valor de pico da tensão da fonte senoidal de entrada e w_{rd} a frequência angular da rede, ou seja, $w_{rd} = 2\pi f_{rd}$.

Figura 13 – Circuito elétrico para análise do conversor operando como retificador PFC.



Fonte: O autor, 2019.

$$v_{rd}(t) = V_{rd_{pk}} \cdot \text{sen}(w_{rd}t) \quad (3.1)$$

Para efeitos desta análise, é assumida uma corrente de entrada i_{rd} , com valor de pico $I_{rd, pk}$, também puramente senoidal e em fase com a tensão v_{rd} , dada por:

$$i_{rd}(t) = I_{rd_{pk}} \cdot \text{sen}(w_{rd}t) \quad (3.2)$$

As fontes de tensão controladas $\langle v_{AN}(t) \rangle_{T_s}$ e $\langle v_{BN}(t) \rangle_{T_s}$, representam a tensão média quase instantânea em um período de comutação, geradas pelos dois retificadores meia-ponte (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001). Sendo assim, analisando o funcionamento do conversor, obtém-se a relação entre o estado (0 ou 1) dos interruptores e as tensões $v_{AN}(t)$ e $v_{BN}(t)$.

$$\begin{cases} S_1(t) = 1 \text{ e } S_2(t) = 0 \Rightarrow v_{AN}(t) = +V_{dc1}/2 \\ S_1(t) = 0 \text{ e } S_2(t) = 1 \Rightarrow v_{AN}(t) = -V_{dc1}/2 \\ S_3(t) = 1 \text{ e } S_4(t) = 0 \Rightarrow v_{BN}(t) = +V_{dc1}/2 \\ S_3(t) = 0 \text{ e } S_4(t) = 0 \Rightarrow v_{BN}(t) = -V_{dc1}/2 \end{cases} \quad (3.3)$$

A equação (3.4) expressa a lei das tensões do circuito mostrado na Figura 13.

$$\begin{cases} \langle v_{rd}(t) \rangle_{T_s} = \langle v_{Lin1}(t) \rangle_{T_s} + \langle v_{AN}(t) \rangle_{T_s} \\ \langle v_{rd}(t) \rangle_{T_s} = \langle v_{Lin2}(t) \rangle_{T_s} + \langle v_{BN}(t) \rangle_{T_s} \end{cases} \quad (3.4)$$

Considerando que as indutâncias L_{in1} e L_{in2} são iguais, pode afirmar-se que:

$$\langle v_{Lin1}(t) \rangle_{T_s} = \langle v_{Lin2}(t) \rangle_{T_s} \quad (3.5)$$

Para obter o comportamento da razão cíclica no tempo, é necessário, portanto, determinar a tensão média em um dos indutores L_{in1} ou L_{in2} . Para o cálculo do valor médio da tensão no indutor será considerado que a tensão $v_{rd}(t)$ é constante, pois a frequência de comutação é muito superior a frequência da rede.

$$\langle v_{Lin1}(t) \rangle_{T_s} = \langle v_{Lin2}(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{d(t)T_s} \left(v_{rd}(t) + \frac{V_{dc1}}{2} \right) dt + \int_{d(t)T_s}^{T_s} \left(v_{rd}(t) - \frac{V_{dc1}}{2} \right) dt \right] \quad (3.6)$$

Resolvendo a equação (3.6) com as considerações já mencionadas, tem-se:

$$\langle v_{Lin1}(t) \rangle_{T_s} = \langle v_{Lin2}(t) \rangle_{T_s} = v_{rd}(t) + \frac{V_{dc1}}{2} (2d(t) - 1) \quad (3.7)$$

Como a tensão média no indutor para um período de comutação é nula, a razão cíclica é dada pela equação (3.8).

$$d(t) = \frac{1}{2} - \frac{v_{rd}(t)}{V_{dc1}} \quad (3.8)$$

Substituindo a equação (3.1) na (3.8) e definindo o índice de modulação, como:

$$M = \frac{V_{rdpk}}{V_{dc1}} \quad (3.9)$$

Obtendo-se $d(t)$, dado por:

$$d(t) = \frac{1}{2} - M \text{sen}(w_{rd}t) \quad (3.10)$$

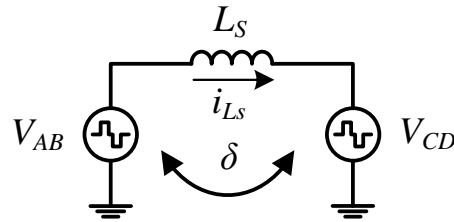
Como o retificador PFC opera utilizando a técnica de *interleaving*, os interruptores apresentam a mesma razão cíclica, porém são deslocados no tempo em metade do período de comutação (180°).

3.2.2 Análise do modelo fundamental

A topologia estudada nessa dissertação, possui 16 regiões de operação, que dependem do ângulo δ e da razão cíclica aplicada nos interruptores. Em cada uma dessas regiões, podem existir até 8 etapas de operação, tornando necessário o equacionamento e análise de até 128 etapas de operação.

A análise do circuito levando em consideração todas estas etapas de operação torna-se muito extensa. De modo a simplificar a análise, opta-se por trabalhar com o modelo fundamental apresentado na Figura 14 e extensivamente apresentado na literatura como um modelo que aproxima-se satisfatoriamente do modelo real (DONCKER; DIVAN; KHERALUWALA, 1991).

Figura 14 – Modelo fundamental da topologia do conversor CA-CC bidirecional.



Fonte: O autor, 2019.

Conceitualmente, o conversor apresentado pode ser visto como duas fontes de tensão controladas e interligadas por um indutor (indutância de dispersão do transformador + indutância externa), em que as tensões das fontes estão defasadas entre si por um ângulo δ . Para simplificar a análise, as fontes com ondas retangulares são substituídas por suas respectivas componentes fundamentais e a tensão de saída é referida ao lado secundário do circuito. Dessa forma, como todas as grandezas do circuito são senoidais e de mesma frequência, pode ser utilizada a análise fasorial (DONCKER; DIVAN; KHERALUWALA, 1991).

O modelo é semelhante ao circuito equivalente de uma máquina síncrona e é esperado que tenha propriedades similares a esta. Para análise do fluxo de potência do conversor, é necessário obter as equações das tensões aplicadas sobre os terminais do indutor de transferência de potência L_s , e conseqüentemente, o módulo e a fase da corrente que flui através dele.

3.2.2.1 Tensão eficaz da componente fundamental

As tensões instantâneas aplicadas aos enrolamentos do transformador, apresentam comportamento variável na magnitude de suas componentes fundamentais, em função da variação de razão cíclica senoidal. As magnitudes das tensões podem ser calculadas com o auxílio da Série de Fourier apresentada em (3.11), considerando somente a primeira componente do espectro harmônico.

$$v(t) = \frac{a_0}{2} + [a_1 \cdot \cos(\omega_0 t) + b_1 \cdot \sin(\omega_0 t)] \quad (3.11)$$

Onde,

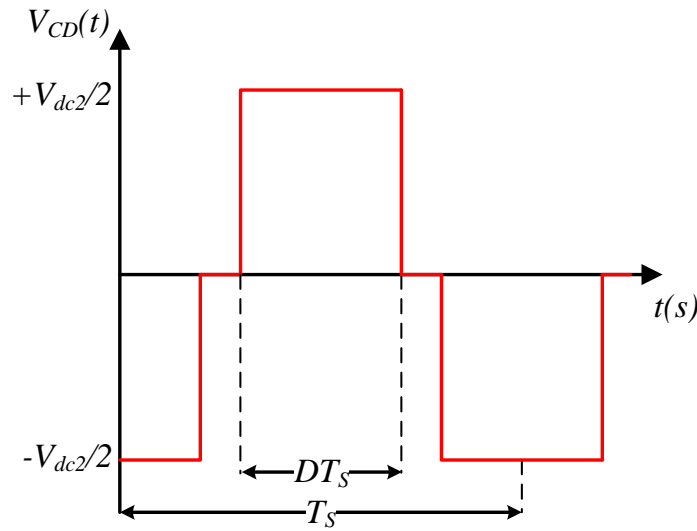
$$a_0 = \frac{2}{T} \cdot \int_0^T v(t) dt \quad (3.12)$$

$$a_1 = \frac{2}{T} \cdot \int_0^T v(t) \cdot \cos(w_0 t) dt \quad (3.13)$$

$$b_1 = \frac{2}{T} \cdot \int_0^T v(t) \cdot \text{sen}(w_0 t) dt \quad (3.14)$$

A Figura 15 representa a forma de onda da tensão V_{AB} e V_{CD} aplicada no transformador. Verifica-se que o período de $v(t)$ é dado por $T = T_s$ e a frequência angular fundamental é $w_0 = w_s = 2\pi f_s$. Por simetria, a função que representa a forma de onda é periódica e par, portanto, os termos a_0 e b_1 da série são iguais a zero.

Figura 15 – Tensão em V_{CD} para análise de Fourier.



Fonte: O autor, 2019.

A partir destas considerações, o valor instantâneo da componente fundamental da tensão V_{CD} é apresentada em (3.15).

$$V_{CD}(t) = \frac{-4V_{dc2}}{\pi} \cdot \text{sen}(\pi D_{CD}) \cdot \cos(w_s t) \quad (3.15)$$

O valor eficaz de $V_{CD}(t)$ é calculado a partir de (3.16),

$$V_{CD,rms} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} [V_{CD}(t)]^2 dt} \quad (3.16)$$

Calculando e simplificando (3.16), obtém-se (3.17), onde V_{dc2} é a tensão no secundário e D_{CD} é a razão cíclica relativa da ponte secundária.

$$V_{CD,rms} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot V_{dc2} \cdot \text{sen}(\pi D_{CD}) \quad (3.17)$$

Para obter o valor eficaz de $V_{AB}(t)$ (componente fundamental da tensão no primário do transformador), utiliza-se o mesmo procedimento.

$$V_{AB,rms} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot V_{dc1} \cdot \text{sen}(\pi D_{AB}) \quad (3.18)$$

Para refletir esta tensão para o lado secundário do transformador, basta dividir (3.18) pela relação de transformação do transformador, n , obtendo-se (3.19). Na qual V_{dc1} é a tensão no primário e D_{AB} é a razão cíclica relativa da ponte primária.

$$V'_{AB,rms} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{V_{dc1}}{n} \cdot \text{sen}(\pi D_{AB}) \quad (3.19)$$

Onde em (3.20), N_s é o número de espiras do secundário e N_p é o número de espiras do primário do transformador.

$$n = \frac{N_p}{N_s} \quad (3.20)$$

3.2.2.2 Fluxo de potência do modelo fundamental

A expressão matemática para a potência elétrica do modelo é obtida empregando-se a lei de Kirchhoff das tensões no circuito da Figura 14. Com isso, obtém-se a corrente fasorial (3.21).

$$\vec{I}_{L_s}(\delta, D) = \frac{V'_{AB,rms} \cdot e^{j0} - V_{CD,rms} \cdot e^{-j\delta}}{jX_{L_s}} \quad (3.21)$$

Onde X_{L_s} representa a reatância de dispersão do transformador em adição a indutância externa L_s . Calculando e simplificando (3.21), obtém-se a expressão final para a corrente fasorial (3.22).

$$\vec{I}_{L_s}(\delta, D) = \frac{V_{CD,rms} \cdot \text{sen}(\delta) + j(V_{CD,rms} \cdot \text{cos}(\delta) - V'_{AB,rms})}{wL_s} \quad (3.22)$$

A expressão matemática que calcula o valor do fluxo de potência através do transformador pode ser obtida pela equação (3.23).

$$\vec{S}_o(\delta, D) = V'_{AB,rms} \cdot \vec{I}_L^*(\delta, D) = P_o + jQ_o \quad (3.23)$$

Onde, $V'_{AB,rms}$ é o valor eficaz da tensão referida ao secundário do transformador, \vec{I}_L^* é o valor do complexo conjugado da corrente através do indutor, P_o é a potência ativa e Q_o a potência reativa. Após a manipulação das equações (3.23) e (3.22), encontra-se a potência elétrica ativa (3.24) e reativa (3.25) processada pelo transformador.

$$P_o(\delta, D) = \Re(\vec{S}_o(\delta, D)) = \frac{V'_{AB,rms} \cdot V_{CD,rms} \cdot \text{sen}(\delta)}{wL_s} \quad (3.24)$$

$$Q_o(\delta, D) = \Im(\vec{S}_o(\delta, D)) = \frac{-V_{CD,rms} \cdot V'_{AB,rms} \cdot \text{cos}(\delta) + (V'_{AB,rms})^2}{wL_s} \quad (3.25)$$

Considerando que as razões cíclicas D_{AB} e D_{CD} são iguais e determinadas pela razão cíclica $d(t)$ do PFC (3.10), e substituindo as equações (3.17) e (3.19) em (3.24) e (3.25), obtém-se as equações (3.26) e (3.27).

$$P_o(\delta, \theta) = \frac{8V_{dc1}V_{dc2}}{n\pi^2w_sL_s} \cdot \text{sen}(\delta) \cdot \text{cos}^2(M\pi \text{sen}(\theta)), \quad \theta = w_{rdt} \quad (3.26)$$

$$Q_o(\delta, \theta) = \frac{8V_{dc2}^2}{\pi^2 w_s L_s} \cdot (1 - \cos(\delta)) \cdot \cos^2(M\pi \text{sen}(\theta)), \quad \theta = w_{rd}t \quad (3.27)$$

Para facilitar a visualização do comportamento das potências ativa e reativa que circulam através do indutor e, conseqüentemente, pelo transformador, opta-se em fazer o estudo utilizando como unidade de medida por unidade (p.u.). Portanto, a potência de base em p.u. é dada por (3.28) e (3.29).

$$P_{base} = \frac{8V_{dc1}V_{dc2}}{n\pi^2 w_s L_s} \quad (3.28)$$

$$Q_{base} = \frac{8V_{dc2}^2}{\pi^2 w_s L_s} \quad (3.29)$$

Em função da base adotada, a potência ativa e reativa em p.u. são dadas pela equação (3.30) e (3.31).

$$P_{opu} = \text{sen}(\delta) \cdot \cos^2(M\pi \text{sen}(\theta)) \quad (3.30)$$

$$Q_{opu} = (1 - \cos(\delta)) \cdot \cos^2(M\pi \text{sen}(\theta)) \quad (3.31)$$

A Figura 16 apresenta o fluxo de potência ativa do conversor em p.u. em função do ângulo δ e da razão cíclica $d(t)$. A potência ativa é máxima quando a razão cíclica é 0,5 e o ângulo de *phase-shift* é $\pi/2$ ou $-\pi/2$, mas para valores extremos de d e PS percebe-se que a potência decresce.

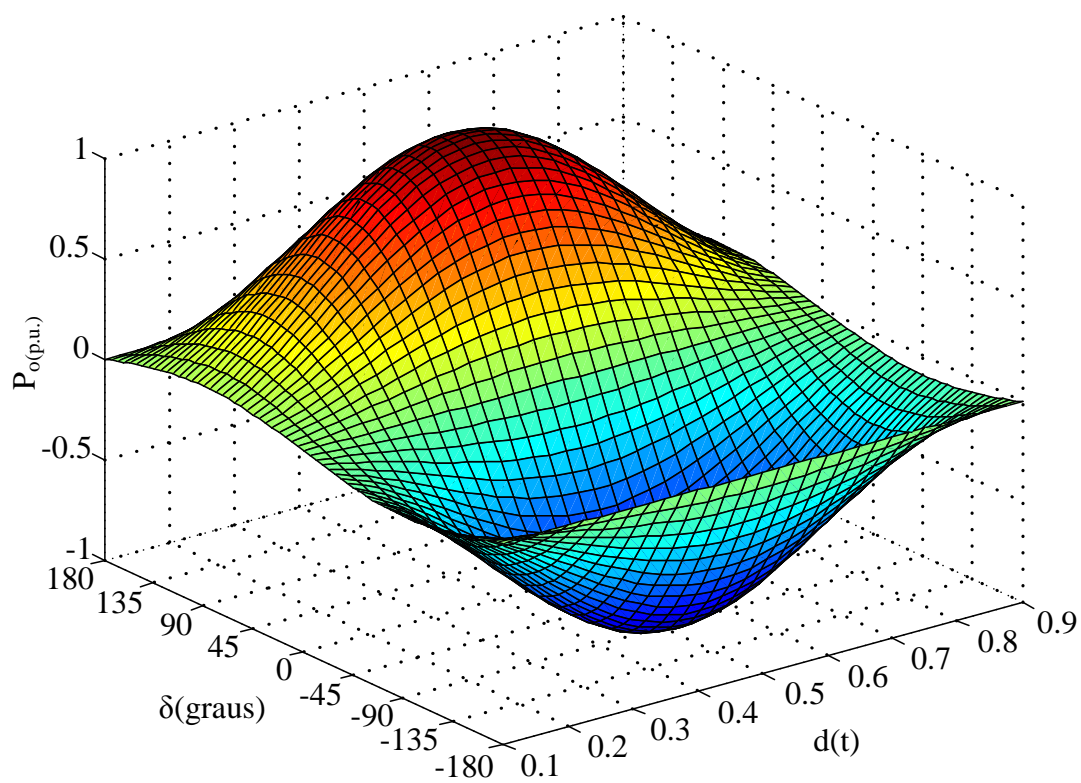
A Figura 17 apresenta o fluxo de potência reativa do conversor em p.u. em função do ângulo δ e da razão cíclica $d(t)$. Percebe-se que é interessante operar o conversor no intervalo de $-\pi/4$ até $\pi/4$ em valores de PS, pois a potência reativa que irá circular pelo transformador será reduzida.

Ao realizar a integração das equações (3.26) e (3.27) em um ciclo da rede, obtém-se a potência média com relação a um período da rede.

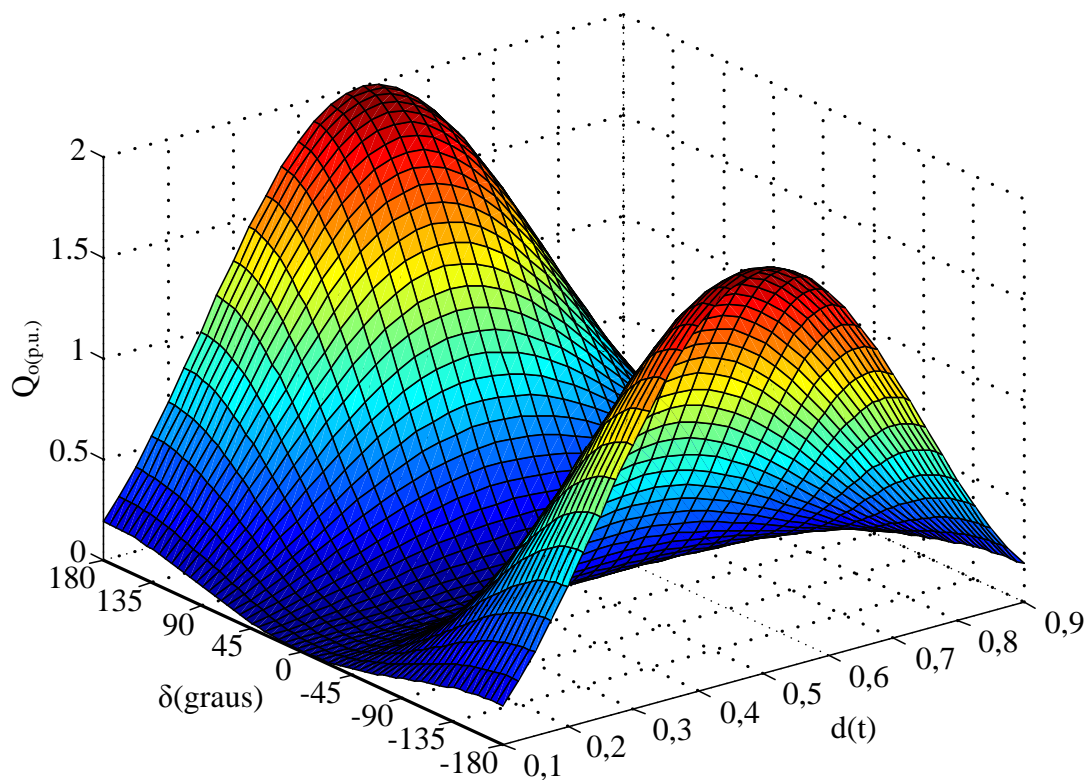
$$P_{omed}(\delta) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} P_o(\delta, \theta) d\theta \quad (3.32)$$

$$Q_{omed}(\delta) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} Q_o(\delta, \theta) d\theta \quad (3.33)$$

Baseado no equacionamento matemático da transferência de potência apresentado, conclui-se que a variação senoidal da razão cíclica e a escolha adequada do ângulo *phase-shift*, faz com que o conversor entregue a potência média solicitada à carga. Como apresentado na Figura 18, a potência instantânea transferida para a carga em um ciclo da rede apresenta uma pulsação equivalente ao dobro da frequência da rede, podendo alcançar o dobro do

Figura 16 – Potência ativa em p.u. versus razão cíclica d e ângulo δ .

Fonte: O autor, 2019.

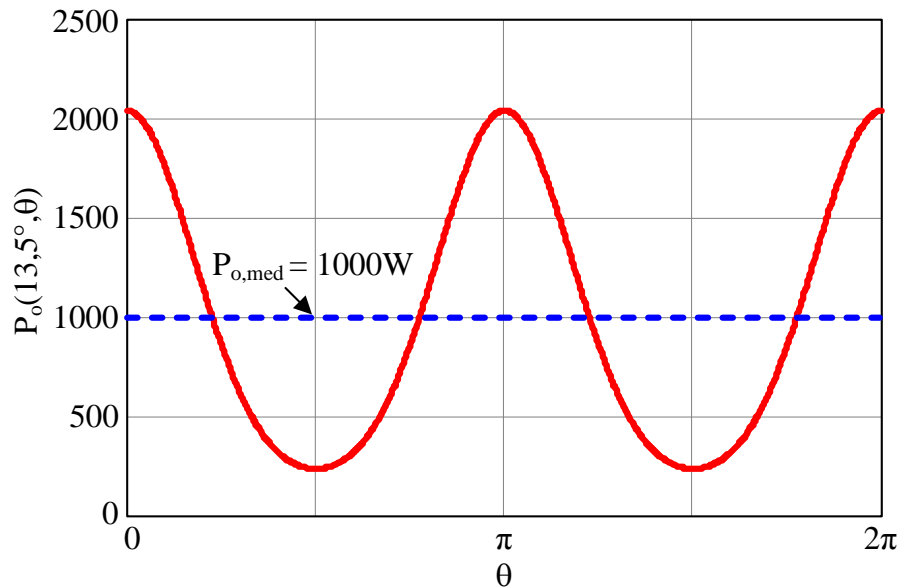
Figura 17 – Potência reativa em p.u. versus razão cíclica d e ângulo δ .

Fonte: O autor, 2019.

valor médio da potência. Esta ondulação é característica do conversor monofásico operando com tensão e corrente senoidas em sua entrada (MELLINCOVSKY et al., 2017).

A potência pulsada acaba sendo filtrada em sua grande parte pelos capacitores do barramento de saída, que possuem alta capacitância e elevado volume pela utilização de capacitores do tipo eletrolítico. Todas essas características não são vantajosas, uma vez que a aplicação principal para o conversor proposto é o de um carregador embarcado em um veículo elétrico.

Figura 18 – Potência ativa de 1 kW e ângulo δ de 13.5° .

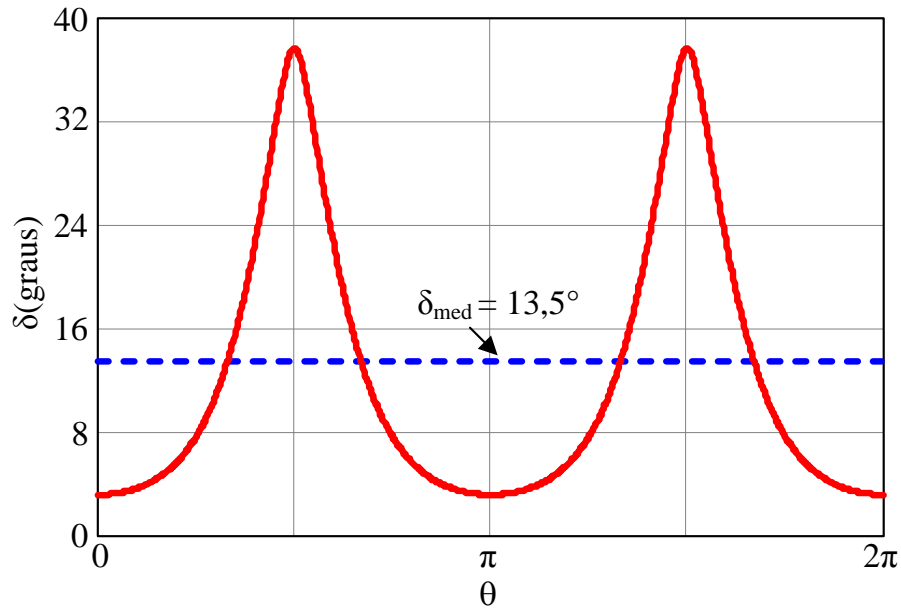


Fonte: O autor, 2019.

De modo a reduzir a ondulação de baixa frequência na tensão de saída do conversor, propõem-se isolar a variável δ e a partir dela obter uma relação entre a potência desejada e o ângulo necessário para garantir que a potência transferida para a carga seja constante. A equação resultante é apresentada em (3.34), verifica-se que ela depende da tensão dos barramentos, da indutância de transferência de potência, da relação de transformação e do índice de modulação do conversor.

A representação gráfica da equação (3.34), é apresentada na Figura 19. Nota-se que existe uma variação do ângulo de *phase-shift* de modo respeitar a transferência de potência constante. Além disso, o valor médio do ângulo é o mesmo encontrado na Figura 18, porém naquele caso a ondulação estava presente na potência e agora ela passou a ser compensada pela técnica de *phase-shift*.

$$\delta(P) = \text{sen} \left[\frac{n\pi^2 w_s L_s}{8V_{dc1} V_{dc2} \cos^2 (M\pi \text{sen}\theta)} \right]^{-1} \quad (3.34)$$

Figura 19 – Envoltória do ângulo δ em função da potência constante.

Fonte: O autor, 2019.

3.2.3 Ondulação de corrente nos indutores de entrada

Nos retificadores que utilizam a técnica de *interleaving*, a ondulação pico-a-pico da corrente de entrada (rede) é a soma das ondulações instantâneas de corrente nos indutores, uma vez que as células *boost* são associadas em paralelo (PINHEIRO et al., 1999). A Figura 20 ilustra o princípio da técnica de *interleaving* aplicada neste trabalho. As ondulações das correntes $i_{L_{in1}}$ e $i_{L_{in2}}$ são defasadas em 180° dentro de um período de comutação T_s .

Na Figura 20, a área sombreada é usada como base para obtenção da expressão para a corrente de entrada. Nota-se que a corrente resultante é a soma direta das correntes dos dois indutores, sendo a relação entre o pico da corrente de entrada e o pico da corrente dos indutores dado por:

$$\Delta i_{rd} = \Delta i_{L_{in1}} + \Delta i_{L_{in2}} \quad (3.35)$$

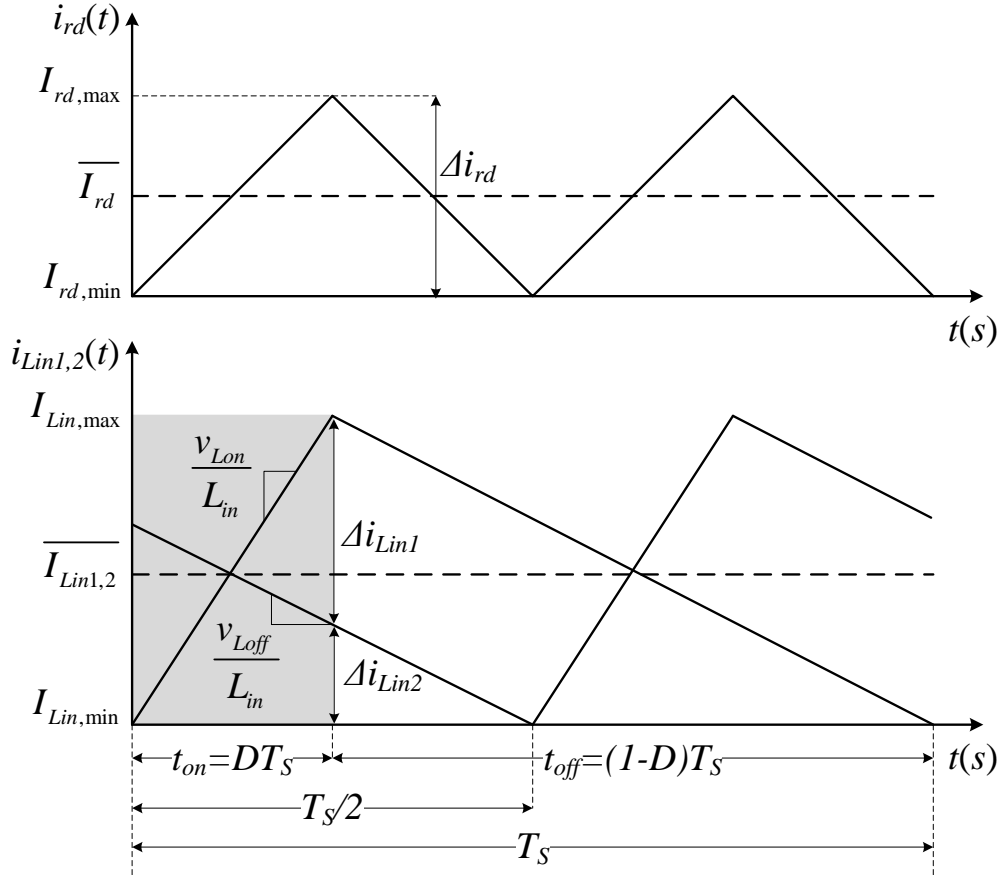
A tensão sobre o indutor durante o período de armazenamento ou de entrega de energia é reproduzida pela conhecida equação mostrada em (3.36).

$$v_{L_{in}} = L_{in} \frac{dL_{in}}{dt} \quad (3.36)$$

Por inspeção da forma de onda, a expressão (3.35) pode ser reescrita com o auxílio da equação (3.36).

$$\Delta i_{rd} = \frac{v_{L_{on}} + v_{L_{off}} t_{on}}{L_{in1,2}} \quad (3.37)$$

Figura 20 – Corrente nos indutores (defasadas de 180°) dentro de um período de comutação.



Fonte: O autor, 2019.

Da análise realizada na seção (3.2.1), as tensões $v_{L_{on}}$ e $v_{L_{off}}$ são dadas por:

$$\begin{cases} v_{L_{on}} = v_{rd}(t) + V_{dc1}/2 \\ v_{L_{off}} = v_{rd}(t) - V_{dc1}/2 \\ t_{on} = d(t)T_s \end{cases} \quad (3.38)$$

Substituindo as relações (3.38) na equação (3.37), obtém-se a ondulação da corrente de entrada.

$$\Delta i_{rd} = \frac{V_{dc1}}{L_{in1,2}f_s} \left[M \text{sen}(w_{rd}t) - 2M^2 \text{sen}^2(w_{rd}t) \right] \quad (3.39)$$

É importante salientar que a equação (3.39), relaciona a indutância em cada braço $L_{in1,2} = L_{in1} = L_{in2}$ com a ondulação da corrente total de entrada Δi_{rd} .

Verifica-se assim que a ondulação da corrente de entrada está diretamente relacionada com as faixas de operação do conversor. Para generalizar o estudo, considera-se a parametrização dada na equação (3.40).

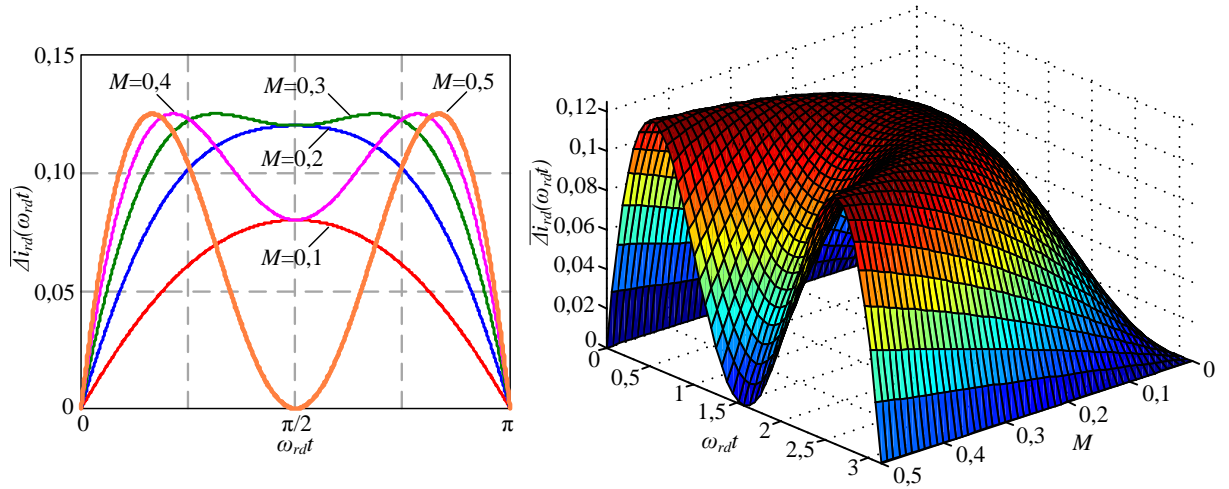
$$\overline{\Delta i_{rd}} = \Delta i_{rd} \frac{L_{in1,2}f_s}{V_{dc1}} \quad (3.40)$$

Com base em (3.39), a ondulação de corrente parametrizada é determinada por (3.41).

$$\overline{\Delta i_{rd}} = M \text{sen}(w_{rd}t) - 2M^2 \text{sen}^2(w_{rd}t) \quad (3.41)$$

Por meio da equação (3.41), pode-se esboçar o comportamento da envoltória da ondulação de corrente parametrizada para vários valores de índice de modulação, conforme ilustrado na Figura 21. Derivando a equação (3.41) em relação ao índice de modulação e igualando a zero, pode-se encontrar o ângulo onde ocorre a máxima ondulação. Logo,

Figura 21 – Envoltória da ondulação de corrente parametrizada dos indutores de entrada.



Fonte: O autor, 2019.

$$\frac{\partial \overline{\Delta i_{rd}}}{\partial M} = 0 \quad (3.42)$$

Solucionando a equação (3.41), tem-se que:

$$w_{rd}t = \arcsen\left(\frac{1}{4M}\right), \quad M < 0,5 \quad (3.43)$$

Substituindo a equação (3.43) em (3.41), obtém-se que:

$$\overline{\Delta i_{rd_{max}}} = \frac{1}{8} \quad (3.44)$$

Substituindo a equação (3.44) em (3.40), pode-se determinar a expressão do valor de indutância em função da ondulação de corrente. Dessa forma,

$$L_{in1} = L_{in2} = \frac{V_{dc1}}{8f_s \overline{\Delta i_{rd}}}, \quad M < 0,5 \quad (3.45)$$

3.2.4 Ondulação de tensão no barramento CC primário

Embora a componente de alta frequência e a ondulação da corrente do barramento CC dependam do número de braços do conversor, as componentes de baixa frequência

permanecem inalteradas. A ondulação de tensão é inerente de conversores PFC monofásicos e é causada pela parcela oscilante da potência ativa (XUE et al., 2013). Dessa forma, a ondulação pode ser determinada pelo conceito de balanço de energia.

Considerando que no conversor não há dissipação de energia, pode-se estabelecer a relação (3.46), onde P_i e P_o correspondem às potências de entrada e de saída.

$$P_i = P_o \quad (3.46)$$

Considerando que tanto a tensão de entrada como a corrente de entrada estão em fase, pode-se estabelecer que:

$$V_{rd_{pk}} I_{rd_{pk}} \text{sen}^2(w_{rd}t) = V_{dc1} I_o \quad (3.47)$$

Aplicando-se uma propriedade trigonométrica em (3.47), obtém-se a equação (3.48).

$$\frac{V_{rd_{pk}} I_{rd_{pk}}}{2} (1 - \cos(2w_{rd}t)) = V_{dc1} I_o \quad (3.48)$$

Isolando a corrente de saída da equação (3.48), tem-se:

$$I_o = \frac{V_{rd_{pk}} I_{rd_{pk}}}{2V_{dc1}} - \frac{V_{rd_{pk}} I_{rd_{pk}}}{2V_{dc1}} \cos(2w_{rd}t) \quad (3.49)$$

A corrente é composta por duas parcelas, uma constante que é direcionada para carga e outra oscilante que é absorvida pelos capacitores de saída. A parcela oscilante é responsável pela ondulação de tensão nos capacitores e, dessa forma, essa deve ser usada para quantificar a ondulação. Assim a corrente de baixa frequência que flui nos capacitores de saída é dada como:

$$I_{C_b} = \frac{V_{rd_{pk}} I_{rd_{pk}}}{2V_{dc1}} \cos(2w_{rd}t) = \frac{P_o}{V_{dc1}} \cos(2w_{rd}t) \quad (3.50)$$

A amplitude pico-a-pico da ondulação de tensão é então dada pelo produto da amplitude da corrente cossenoidal i_{C_b} pela reatância capacitiva de C_b na frequência $2f_{rd}$.

$$\Delta V_{dc1} = \frac{2P_o}{V_{dc1}} X(2f_{rd}) = \frac{2P_o}{V_{dc1}} \frac{1}{2\pi 2f_{rd} C_b} \quad (3.51)$$

Considerando que os capacitores $C_{b1} = C_{b2} = 2C_b$, pode-se escolher suas capacitâncias em função da ondulação de tensão de saída.

$$C_b \geq \frac{P_o}{2\pi f_{rd} V_{dc1} \Delta V_{dc1}} \quad (3.52)$$

3.2.5 Projeto do filtro LC de conexão com a rede elétrica

Para o projeto do filtro LC de alta frequência, a rede elétrica é considerada uma fonte de tensão ideal, sem impedância e capaz de fornecer apenas sua componente fundamental.

A impedância capacitiva do filtro LC possui valor reduzido para altas frequências, ou seja, criando um caminho de baixa impedância para tal espectro, enquanto assume valores elevados para baixas frequências incluindo a componente fundamental (frd).

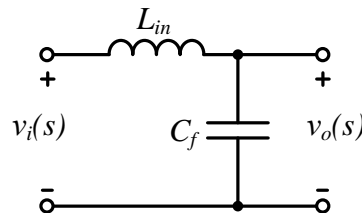
O filtro de segunda ordem tipo LC não amortecido, mostrado na Figura 22, propicia uma atenuação de 40 dB/dec após a frequência de ressonância, uma vez que a introdução do capacitor aumenta a ordem do sistema. A função de transferência que relaciona a tensão de entrada com a tensão de saída do filtro é mostrada abaixo:

$$\frac{v_o(s)}{v_i(s)} = \frac{1}{s^2 L_{in} C_f + 1} \quad (3.53)$$

Como o denominador é típico de uma função de segunda ordem, a frequência de ressonância pode ser definida como (3.54).

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{in} C_f}} \quad (3.54)$$

Figura 22 – Configuração do filtro LC de segunda ordem.

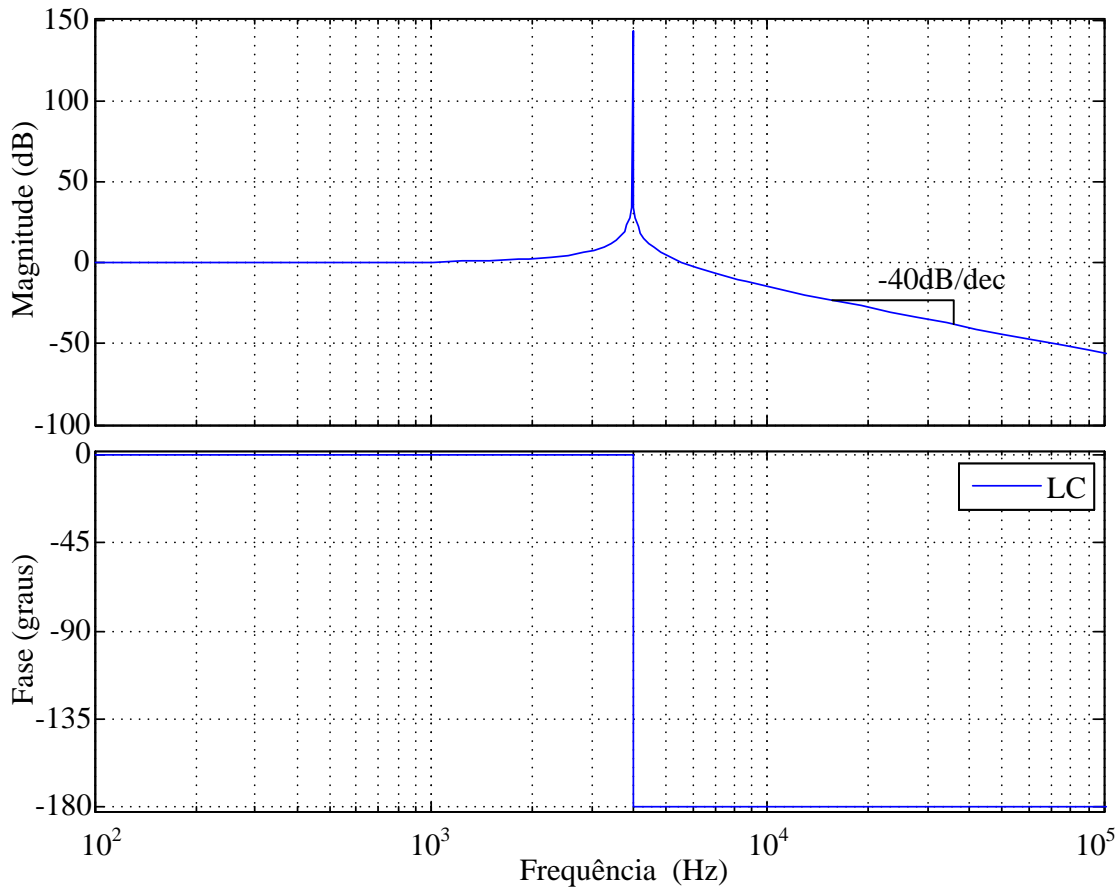


Fonte: O autor, 2019.

A frequência de ressonância não deverá estar na região da frequência de comutação do conversor e também deve estar afastada da frequência da rede. O diagrama de Bode referente à função de transferência do filtro LC utilizado, está mostrado na Figura 23. Por meio dele, é possível observar o fenômeno de ressonância, que por não apresentar amortecimento é bastante expressivo, com um valor de pico elevado. Além disso, observa-se que nesse caso o filtro apresenta fase nula antes e de -180° após a frequência de ressonância f_{res} . Esse comportamento é esperado uma vez que esta função de transferência apresenta apenas dois pólos.

3.2.6 Projeto do capacitor de bloqueio CC

A saturação do transformador de potência pode ocorrer caso haja corrente contínua circulando nos seus enrolamentos. Analisando o circuito do conversor, observa-se que, a

Figura 23 – Diagrama de Bode para o filtro LC sem amortecimento

Fonte: O autor, 2019.

existência de diferenças nos sinais de comando, variações paramétricas dos interruptores e a adição de tempo morto nos braços de interruptores, podem proporcionar um desbalanço na relação volt-segundo aplicados aos enrolamentos do transformador e leva-lo à saturação (QIN et al., 2018). Com o núcleo saturado, o transformador perde sua característica, e se comporta como um curto circuito, com a sua corrente crescendo descontroladamente em um sentido a cada ciclo.

Com o intuito de evitar a saturação do transformador pode-se empregar um capacitor de bloqueio ou realizar um controle ativo da corrente. Este trabalho faz uso do capacitor de bloqueio e o mesmo é dimensionado pelo critério da frequência de ressonância apresentado em (BARBI, 2007). Por este critério, as indutâncias e o capacitor de bloqueio são vistos como um circuito tanque $L_t C_{DC}$ ressonante, cuja frequência de ressonância f_{res} é dada pela expressão (3.55).

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_t C_{DC}}} \quad (3.55)$$

Não se deseja que o conversor se comporte como um circuito série ressonante, sendo assim, escolhe-se a frequência do tanque de tal forma que a frequência relativa f_r , definida como a razão entre a frequência de comutação dos interruptores pela frequência natural

do circuito, seja muito maior que a unidade. (BARBI, 2007) propõem que $f_r = 10$ é um valor adequado.

Isolando f_{res} em (3.55) encontra-se a equação para o dimensionamento do capacitor de bloqueio.

$$C_{DC} = \left(\frac{f_r}{f_s} \right)^2 \frac{1}{4\pi^2 L_t} \quad (3.56)$$

Outro aspecto a ser considerado na escolha do capacitor é a sua impedância, pois quanto menor o valor de C_{DC} , maior será a queda de tensão que ele provoca, consequentemente provocando uma redução da tensão de saída.

3.2.7 Dimensionamento dos semicondutores

De posse das especificações de projeto e da seleção dos componentes é possível estimar as perdas de energia por dissipação nos semicondutores. Essa estimativa é importante para construção física do protótipo, pois ela deve fornecer condições de avaliar o rendimento teórico e também selecionar a forma de dissipação. As perdas nos semicondutores são divididas em perdas de condução e perdas por comutação. A primeira é oriunda da presença instantânea de tensão e corrente quando interruptor está em condução. Já a segunda, é em virtude da presença instantânea de tensão e corrente no momento da comutação do semicondutor.

Neste trabalho, para estimação das perdas nos semicondutores, será empregada a técnica apresentada em (DROFENIK; KOLAR, 2005) e aplicada por (BATSCHAUER, 2011). Essa técnica se baseia na estimação das perdas por meio das curvas fornecidas pelos fabricantes, mediante a interpolação matemática destas. Por consequência, esse método permite o cálculo da dissipação de energia em qualquer semicondutor com uma boa precisão, para uma ampla faixa de operação.

3.2.7.1 Cálculo das perdas por condução

A perda de condução pode ser calculada por meio da expressão (3.57).

$$P_{cond,S/D} = V_{TO} \cdot I_{S/D,med} + r_t \cdot I_{S/D,rms}^2 \quad (3.57)$$

Onde, V_{TO} representa a queda de tensão na passagem de corrente no semicondutor. r_t é a constante que caracteriza um aumento linear das perdas no semicondutor à passagem de corrente.

Assim, os cálculos das perdas por condução tanto no interruptor quanto no diodo em antiparalelo dependem apenas dos valores das correntes média e eficaz, bem como de parâmetros que são determinados mediante a linearização da curva da queda de tensão instantânea em função da corrente direta instantânea ($I_{CE} \times V_{CE}$), por sua vez fornecida pelo fabricante.

3.2.7.2 Cálculo das perdas por comutação

Para o cálculo das perdas por comutação, são utilizadas as curvas de energia dissipada durante a entrada em condução e bloqueio do interruptor, que podem ser obtidas a partir da folha de dados do respectivo semiconductor. Seguindo a metodologia apresentada por (DROFENIK; KOLAR, 2005), a energia dissipada na comutação para um dado nível de tensão de alimentação é aproximada por um polinômio de segunda ordem expressa em (3.58).

$$W(i_{S/D}) = k_{0_{ON/OFF}} + k_{1_{ON/OFF}} \cdot i_{S/D} + k_{2_{ON/OFF}} \cdot i_{S/D}^2 \quad (3.58)$$

Onde, k_0 , k_1 , k_2 são os coeficientes que definem a equação polinomial das curvas de entrada e saída em condução dos interruptores e $i_{S/D}$ é a corrente instantânea do interruptor ou diodo do qual pretende-se obter as perdas por comutação.

A potência dissipada na comutação de um interruptor é obtida integrando as expressões de energia dissipada na entrada em condução e no bloqueio em função da frequência de comutação, como apresenta a expressão .

$$P_{com}(i_{S/D}) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} f_s \cdot W(i_{S/D}) d\omega t \quad (3.59)$$

O cálculo da energia dissipada durante a recuperação reversa dos diodos tem o mesmo procedimento do cálculo da energia dissipada na comutação dos interruptores. Entretanto, como o catálogo fornecido pelos fabricantes não apresenta as curvas de recuperação reversa, será utilizado o conceito apresentado por (CASANELLAS, 1994), para a obtenção dos coeficientes do polinômio de segundo grau. A equação mostrada representa a energia de recuperação reversa dos diodos em função da corrente direta.

$$W_{rr}(i_D) = \frac{V_{dc}}{2} \cdot \left(0,8 + \frac{0,2 \cdot i_D}{I_o}\right) \cdot t_{rr} \cdot \left(0,35 \cdot I_{rr} + 0,15 \cdot \frac{I_{rr}}{I_o} \cdot i_D + i_D\right) \quad (3.60)$$

Onde, V_{dc} representa a tensão total de barramento, I_o é a corrente nominal do diodo, t_{rr} é o tempo de recuperação reversa e I_{rr} é a corrente de recuperação reversa do diodo.

Sendo assim, os coeficientes do polinômio de segunda ordem que representam a energia de recuperação reversa de um diodo podem ser obtidos por intermédio das seguintes expressões:

$$k_0 = 0,14 \cdot V_{dc} \cdot t_{rr} \cdot I_{rr} \quad (3.61)$$

$$k_1 = \frac{V_{dc}}{2} \cdot t_{rr} \cdot \left[0,8 \cdot \left(0,15 \cdot \frac{I_{rr}}{I_o} + 1\right) + \frac{0,2}{I_o} \cdot 0,35 \cdot I_{rr}\right] \quad (3.62)$$

$$k_2 = \frac{0,1V_{dc}}{I_o} \cdot t_{rr} \cdot \left(0,15 \cdot \frac{I_{rr}}{I_o} + 1\right) \quad (3.63)$$

3.3 CONCLUSÃO

Este capítulo foi dedicado ao estudo e análise do conversor, tanto análise quantitativa, quanto qualitativa. A topologia apresentada, possui 16 regiões de operação, que dependem do ângulo δ e da razão cíclica aplicada nos interruptores. Em cada uma dessas regiões, podem existir até 8 etapas de operação, tornando necessário o equacionamento e análise de até 128 etapas de operação. De modo a simplificar a análise, utilizou-se o modelo fundamental, sendo semelhante ao circuito equivalente de uma máquina síncrona.

O conversor estudado pode ser visto como duas fontes de tensão controladas e interligadas por um indutor (indutância de dispersão do transformador + indutância externa), em que as tensões das fontes estão defasadas entre si por um ângulo δ . Baseado no equacionamento matemático da transferência de potência, pode-se concluir que a potência instantânea transferida para a carga em um ciclo de rede apresenta uma pulsação equivalente ao dobro da frequência da rede. Propôs-se uma variação do ângulo *phase-shift*, de modo a tornar a transferência de potencia ativa constante.

Neste capítulo também foram obtidas todas as equações necessárias para o dimensionamento e projeto dos componentes do conversor, abordando a técnica de *interleaving* que permite a redução dos esforços nos semicondutores.

4 PROCEDIMENTO DE PROJETO

Este capítulo visa apresentar as especificações e o projeto dos componentes que compõem o conversor proposto. Também é mostrado o projeto dos controladores e o diagrama esquemático dos circuitos auxiliares necessários para o funcionamento do conjunto de potência.

A metodologia de projeto apresentada neste trabalho tomará como exemplo um conversor CA-CC com as especificações dadas na Tabela 2.

Tabela 2 – Especificações do projeto.

Parâmetro	Nomenclatura	Valor
Tensão de entrada	v_{rd}/f_{rd}	220 V/60 Hz
Potência de saída	P_o	1000 W
Rendimento estimado	η	0,95
Tensão de saída	V_{dc2}	400 V
Tensão barramento PFC	V_{dc1}	800 V
Frequência de comutação	f_s	50 kHz
Frequência de amostragem	f_a	50 kHz
Ondulação máxima de corrente de entrada	$\Delta i_{rd}\%$	20%
Ondulação máxima de tensão de saída do secundário	$\Delta V_{dc2}\%$	1%
Ondulação máxima de tensão de saída do primário	$\Delta V_{dc1}\%$	2,5%
Ângulo <i>phase-shift</i> nominal	δ	13,45°

Fonte: O autor, 2019.

As escolhas das especificações e valores assumidos são apresentados abaixo:

- A tensão de saída do secundário foi escolhida baseando-se nas especificações dos principais carregadores veiculares embarcados (KHALIGH; D'ANTONIO, 2019), e também com relação a tensão do banco de baterias dos principais EVs comercializados, muito embora não exista uma padronização com relação aos níveis de tensão;
- A topologia de entrada é composta por um retificador meia-ponte, nesse caso a tensão mínima do barramento do primário deve ser o dobro da tensão de pico da rede ($V_{dc1} = 622$ V) (SINGH et al., 2014). Optou-se por utilizar 800 V, por ter uma relação de 2x a tensão do secundário e garantir uma melhor excursão na tensão do secundário, de acordo com a relação de transformação do transformador;
- A escolha do valor do ângulo *phase-shift* δ foi baseada na potência nominal escolhida para o projeto. Lembrando que utilizou-se o valor médio do ângulo, uma vez que o

ângulo varia de acordo com a equação (3.34);

4.1 PARÂMETROS DE ENTRADA

Com base nos parâmetros da Tabela 2, define-se o índice de modulação como:

$$M = \frac{V_{rd_{pk}}}{V_{dc1}} = 0,389 \quad (4.1)$$

O valor eficaz da corrente de entrada e o valor de pico da corrente de entrada do conversor são determinados a partir das equações (4.2) e (4.3).

$$i_{rd_{rms}} = \frac{P_o}{\eta V_{rd_{rms}}} = 4,785 \text{ A} \quad (4.2)$$

$$i_{rd_{pk}} = i_{rd_{rms}}\sqrt{2} = 6,428 \text{ A} \quad (4.3)$$

4.2 DIMENSIONAMENTO DOS INDUTORES *INTERLEAVING*

O dimensionamento dos indutores de entrada segue o critério de ondulação máxima relativa de corrente especificado para o conversor. Tomando as condições nominais de operação, esta ondulação vale:

$$\Delta i_{rd_{max}} = 20\% i_{rd_{pk}} = 1,286 \text{ A} \quad (4.4)$$

Através da (4.4), determina-se o valor da indutância mínima para atender ao critério de ondulação máxima de corrente.

$$L_{in1} = L_{in2} = \frac{V_{dc1}}{8f_s \Delta i_{rd_{max}}} = 1,556 \text{ mH} \quad (4.5)$$

Considerou-se o emprego do núcleo toroidal de liga metálica Sendust, utilizando-se dois núcleos toroidais empilhados para cada indutor. A metodologia de projeto foi baseada em (WöLFLE, 2013), sendo detalhada no Apêndice A. Os parâmetros dos indutores obtidos são resumidos na Tabela 3. A premissa para o projeto foi a utilização de apenas uma camada de enrolamento em torno do núcleo, de modo a diminuir a capacitância parasita e minimizar problemas de isolamento entre as espiras.

Após a confecção dos indutores, utilizou-se a ponte RLC HIOKI 3511-50, para realizar as medições de indutância e resistência de enrolamento dos magnéticos, apresentadas na Tabela 22.

Tabela 3 – Parâmetros dos indutores confeccionados para o protótipo.

Fabricante	Magmattec
Modelo do núcleo	MMTS60T5715
Número de núcleos empilhados	2
Diâmetro externo total	5,72 cm
Volume total de material magnético	57,2 cm ³
Bitola do fio	1xAWG20
Número de espiras	77
Número de camadas	1
Comprimento de fio	9,57 m
Fator de utilização da janela	0,088
Valor de pico da densidade de fluxo	0,056 T
Temperatura de operação ($T_a = 30\text{ }^\circ\text{C}$)	80,42 °C

Fonte: O autor, 2019.

Tabela 4 – Parâmetros dos indutores toroidais confeccionados.

Descrição	Nomenclatura	Valor
Resistência do enrolamento	R_{Lin1}	0,175 Ω
Indutância	L_{in1}	1,663 mH
Resistência do enrolamento	R_{Lin2}	0,178 Ω
Indutância	L_{in2}	1,618 mH

Fonte: O autor, 2019.

4.3 DIMENSIONAMENTO DO CAPACITOR DE FILTRO

O capacitor de filtro é utilizado para formar um filtro de segunda ordem juntamente com o indutor de entrada. A capacitância C_f foi dimensionada através da frequência de ressonância do par L_{in}/C_f . A capacitância é calculada em (4.6), possuindo f_{res} de 4 kHz.

$$C_f = \frac{1}{(2\pi f_{res})^2 L_{in}} \approx 1\text{ }\mu\text{F} \quad (4.6)$$

O diagrama de bode do filtro LC projetado é apresentado na Figura 23. O capacitor escolhido para a aplicação é fabricado pela empresa EPCOS, seu código é P614-K926. As características do componente são apresentadas na Tabela 5.

Tabela 5 – Parâmetros do capacitor de filtro.

Fabricante	Epcos
Tipo	Polipropileno
Modelo	P614-K926
Capacitância	1 μF
Tensão máxima	630 V

Fonte: O autor, 2019.

4.4 DIMENSIONAMENTO DOS CAPACITORES DO BARRAMENTO PFC

O critério de dimensionamento para os capacitores do barramento primário é a ondulação máxima de tensão especificada para o projeto do conversor. Esta ondulação é dada por:

$$\Delta V_{dc1} = 1\%V_{dc1} = 8 \text{ V} \quad (4.7)$$

Com base na equação (3.52), determina-se o valor mínimo para a capacitância de barramento.

$$C_b \geq \frac{P_o}{2\pi f_{rd} V_{dc1} \Delta V_{dc1}} \approx 414,5 \mu\text{F} \quad (4.8)$$

Optou-se por associar dois capacitores de valor comercial de $470 \mu\text{F} \pm 20\%$ em paralelo para cada lado do barramento, respeitando o valor eficaz da corrente no barramento. Assim, foram utilizados quatro capacitores eletrolíticos B43503-S5477-M91 fabricados pela Epcos. As características deste modelo de capacitor são mostradas na Tabela 6.

$$C_{b1} = C_{b2} = 2C_b = 940 \mu\text{F} \quad (4.9)$$

Tabela 6 – Parâmetros do capacitor eletrolítico.

Fabricante	Epcos
Tipo	Eletrolítico
Modelo	B43503-S5477-M91
Capacitância	$470 \mu\text{F} \pm 20\%$
Tensão máxima	450 V
Temperatura de operação	-25 a 105 °C
ESR máxima para 100Hz	630 mΩ
ESR máxima para 50kHz	115 mΩ

Fonte: O autor, 2019.

Muito embora o conversor possua uma estratégia de controle da tensão diferencial do barramento. Contudo, a corrente necessária para realizar tal balanço só é disponível quando o conversor processa potência. Para atender às situações de partida e proteção, onde os sinais de comando dos interruptores estão desabilitados, se faz necessário o uso de resistores de balanço.

Os resistores de balanço tem por objetivo evitar que diferenças entre as correntes de fuga dos capacitores provoquem um desequilíbrio entre as tensões V_{dc1P} e V_{dc1N} . O desequilíbrio causaria assimetria nas tensões do barramento, podendo provocar sobretensões danosas tanto para os capacitores como para os interruptores. A metodologia de dimensionamento é apresentada em (ELECTROLYTIC... , 2001), utilizando a equação (4.10).

$$R_{bal} = \frac{1000}{0,015 C[\mu\text{F}]} [k\Omega] \approx 150 \text{ k}\Omega \quad (4.10)$$

Além disso, em paralelo com cada braço de MOSFET se acrescentou capacitores de polipropileno de 100 nF/1200 V. Estes capacitores são necessários para a absorção das componentes de alta frequência, causadas pelas indutâncias parasitas no layout construído, de forma a reduzir os picos de tensão de alta frequência sobre os interruptores.

4.5 PROJETO DO TRANSFORMADOR DE ALTA FREQUÊNCIA

O transformador do protótipo é um elemento de extrema importância para o correto funcionamento do conversor. É importante atentar-se ao fato que a tensão aplicada no enrolamento primário do transformador é alternada com amplitude de 800 V, logo durante processo de confecção do magnético adotou-se uma camada de fita e papel *presspahn* entre os enrolamentos primário e secundário para garantir um grau adequado de isolamento.

Para diminuir as perdas nos enrolamentos decorrente do efeito de proximidade, distribuiu-se os enrolamentos em camadas, seguindo o padrão: 50% enrolamento secundário/ 100% enrolamento primário/ 50% enrolamento secundário. Os valores dos parâmetros utilizados para o projeto do transformador são apresentados na Tabela 7.

Tabela 7 – Parâmetros para o projeto do transformador.

Parâmetro	Nomenclatura	Valor
Densidade de fluxo magnético máxima	ΔB_{max}	0,1 T
Fator de utilização da janela	K_u	0,3
Coefficiente para a forma de onda	K_f	4 (quadrada)
Densidade máxima de corrente	J_{max}	400 A/cm ²

Fonte: O autor, 2019.

O projeto do transformador foi baseado em (MCLYMAN, 2009), sendo detalhada no Apêndice B. A partir dos valores da Tabela 7, chega-se a um produto de áreas mínimo, entre a área da secção transversal magnética A_e e a área da janela do enrolamento A_w , $A_e A_w = 18,315 \text{ cm}^4$. Dessa maneira, escolheu-se o núcleo EE 65/32/27 do fabricante TDK.

A relação de transformação do primário para o secundário, foi definida com base na relação entre a tensão do barramento primário do conversor e o valor da tensão do barramento secundário, como mostrado na equação (4.11).

$$n = \frac{V_{dc1}}{V_{dc2}} = 2 \quad (4.11)$$

A metodologia utilizada para projetar o transformador resultou na Tabela 8, a qual resume os principais parâmetros do projeto do transformador. A confecção do transformador considerando a operação sob uma temperatura ambiente de 40 °C é satisfatória, visto que todo o material empregado na construção do transformador é capaz de suportar esta temperatura.

Tabela 8 – Aspectos construtivos do transformador de alta frequência.

Núcleo escolhido	TDK EE-65/32/27
Material do núcleo	N87
Número de espiras no enrolamento primário	75
Condutor utilizado	AWG29
Condutores em paralelo primário	10
Número de espiras no enrolamento secundário	38
Condutor utilizado	AWG26
Condutores em paralelo secundário	10
Perdas no cobre	4,64 W
Perdas no núcleo	1,457 W
Perdas totais	6,097 W
Elevação de temperatura	43,76 °C

Fonte: O autor, 2019.

Após a confecção do transformador, obtiveram-se os parâmetros do seu modelo elétrico equivalente, expostos na Tabela 9. A medição da indutância de dispersão é de fundamental importância para o projeto do conversor estudado. A partir dos valores obtidos, comprova-se a necessidade da construção de um indutor auxiliar para complementar a indutância de dispersão do transformador e garantir que o conversor possua capacidade de processar a potência nominal especificada.

Optou-se pela construção do indutor auxiliar para se ter maior controle sobre a transferência de potência ativa e também para realizar possíveis ajustes no valor da indutância durante a etapa experimental do protótipo. Uma alternativa para eliminar o indutor externo, seria introduzir um entreferro no transformador, de modo a obter-se o valor de indutância total para a transferência de potência ativa.

Tabela 9 – Parâmetros do transformador executado.

Descrição	Nomenclatura	Valor
Resistência do primário	R_1	0,32 Ω
Resistência do secundário	R_2	0,132 Ω
Indutância de magnetização	L_m	44,37 mH
Indutância de dispersão do primário	L_{lk1}	30,4 μ H
Indutância de dispersão do secundário	L_{lk2}	7,68 μ H

Fonte: O autor, 2019.

4.6 PROJETO DO INDUTOR DE TRANSFERÊNCIA DE POTÊNCIA

O valor da indutância de transferência de potência L_s depende dos parâmetros do circuito, do valor de potência nominal e, em especial, da escolha de um valor de ângulo no qual tal potência será transferida. Mediante ao exposto, conclui-se que o projetista deve

levar em consideração as curvas de potência e os interesses da aplicação, para definir o valor dessa indutância. Tal fato é corroborado por trabalhos que tem como escopo metodologias de projeto para conversores que utilizam controle *phase-shift*, como o conversor DAB (KIRSTEN et al., 2014).

Neste estudo definir-se-á uma indutância de transferência L_t como aquela responsável por transferir potência ativa. Esta representará a soma de todas as indutâncias presentes no caminho do fluxo de energia, sendo: indutâncias de dispersão e externa do secundário, bem como, as indutâncias de dispersão e externa do primária, ambas referidas ao secundário, como demonstrado em (4.12).

$$L_t = L'_{lk1} + L_{lk2} + L_s \quad (4.12)$$

Onde, L_t é a indutância de transferência de energia, L_{lk2} e L_s representam as indutâncias de dispersão do enrolamento secundário e a indutância externa em série com o enrolamento secundário. Por fim, L'_{lk1} representa a indutância de dispersão do enrolamento primário referida para o secundário, de acordo com (4.13).

$$L'_{lk1} = \frac{L_{lk1}}{n^2} = 7,6 \mu\text{H} \quad (4.13)$$

Baseado na equação (3.32), a indutância total necessária para garantir a transferência de potência, utilizando δ_{nom} igual a $13,45^\circ$ e seguindo os parâmetros apresentados na Tabela 2 é:

$$L_t = 47 \mu\text{H} \quad (4.14)$$

O valor da indutância de dispersão do transformador não é suficiente para garantir a transferência da potência previamente especificada, utilizando a excursão de ângulo *phase-shift* projetada. Sendo assim, torna-se necessário a conexão série de um indutor externo para aumentar e possibilitar a transmissão de potência de forma controlável e segura:

$$L_s = L_t - L'_{lk1} - L_{lk2} = 31,75 \mu\text{H} \quad (4.15)$$

O projeto do indutor L_s se difere do projeto do indutor toroidal de entrada, por se tratar de um projeto de indutor para corrente alternada, que neste caso é a mesma corrente que passa pelo enrolamento secundário do transformador.

O projeto do indutor é detalhado no Apêndice C. A Tabela 10 mostra os parâmetros utilizados para o projeto do indutor L_s .

A partir dos valores da Tabela 10, chega-se a um produto de áreas, entre a área da secção transversal magnética A_e e a área da janela do enrolamento A_w , $A_e A_w = 0,853 \text{ cm}^4$. Assim, escolhe-se o núcleo EE 42/21/15 do fabricante TDK.

Os valores resultantes do projeto físico do indutor L_s são mostrados na Tabela 11.

Tabela 10 – Parâmetros para o projeto do indutor.

Parâmetro	Nomenclatura	Valor
Densidade de fluxo magnético máxima	ΔB_{max}	0,125 T
Fator de ocupação do enrolamento de cobre	K_w	0,7
Densidade máxima de corrente	J_{max}	450 A/cm ²
Indutância nominal	L_s	30 μ H
Corrente eficaz	$i_{L_s,rms}$	4,91 A
Excursão máxima de corrente	$i_{L_s,pk}$	15,2 A
Permeabilidade do ar	μ_o	$4\pi 10^{-7}$ H/m

Fonte: O autor, 2019.

Tabela 11 – Aspectos construtivos do indutor de transferência de potência.

Núcleo escolhido	TDK EE-42/21/15
Material do núcleo	N87
Número de espiras	21
Condutor utilizado	AWG26
Condutores em paralelo	9
Comprimento do entreferro	1,644 mm
Perdas no cobre	0,714 W
Perdas no núcleo	1,051 W
Perdas totais	1,764 W
Elevação de temperatura	26,54 °C

Fonte: O autor, 2019.

Após a confecção do indutor, obtiveram-se os parâmetros de indutância e resistência de enrolamento, expostos na Tabela 12.

Tabela 12 – Parâmetros do indutor montado.

Descrição	Nomenclatura	Valor
Resistência do enrolamento	R_{L_s}	0,0273 Ω
Indutância	L_s	31,75 μ H

Fonte: O autor, 2019.

4.7 PROJETO DO CAPACITOR DE BLOQUEIO CC

Através da equação (3.56), calcula-se o capacitor série para o bloqueio CC. Considerou-se f_r nove vezes menor que a frequência de comutação, dessa forma:

$$C_{DC} = \left(\frac{f_r}{f_s} \right)^2 \frac{1}{4\pi^2 L_t} \approx 4 \mu\text{F} \quad (4.16)$$

Para obter a capacitância calculada, realizou-se a associação de dois capacitores de valor comercial 2 μ F em paralelo. As características do componente são apresentadas na Tabela 13.

Tabela 13 – Parâmetros do capacitor de bloqueio CC.

Fabricante	Epcos
Tipo	Polipropileno
Modelo	B32669
Capacitância	2 μ F
Tensão máxima	400 V

Fonte: O autor, 2019.

4.8 ESCOLHA DOS SEMICONDUCTORES

A partir do cálculo dos esforços de tensão e corrente sobre os semicondutores, pode-se definir os critérios para escolha dos interruptores adequados para a utilização no protótipo. Para isso, a Tabela 14 apresenta os esforços de corrente e tensão calculados com base na simulação do conversor realizada no PSIM®.

Tabela 14 – Esforços de corrente e tensão nos semicondutores.

Componentes		Grandeza	Simulado
Interruptores Primário	S_1, S_2, S_3, S_4	$I_{S_{med}}$	0,70 A
		$I_{S_{rms}}$	1,85 A
		$I_{S_{pk}}$	11,09 A
		$V_{DS_{max}}$	800 V
	D_1, D_2, D_3, D_4	$I_{D_{med}}$	0,71 A
		$I_{D_{rms}}$	1,73 A
		$I_{D_{pk}}$	10,85 A
		Interruptores Secundário	S_5, S_6, S_7, S_8
$I_{S_{rms}}$	1,14 A		
$I_{S_{pk}}$	14,59 A		
$V_{DS_{max}}$	400 V		
D_5, D_6, D_7, D_8	$I_{D_{med}}$		1,53 A
	$I_{D_{rms}}$		3,19 A
	$I_{D_{pk}}$		14,72 A

Fonte: O autor, 2019.

A relação de dispositivos semicondutores comerciais utilizados na construção do protótipo experimental é apresentada na Tabela 15.

Tabela 15 – Semicondutores de potência utilizados no protótipo experimental.

Interruptores	Fabricante	Modelo	Tensão
S_1, S_2, S_3, S_4	Cree	C2M0160120D	1200 V
S_5, S_6, S_7, S_8	Rohm	SCT3120AL	650 V

Fonte: O autor, 2019.

Supõe-se uma temperatura média de operação de 100 °C na junção dos dispositivos

semicondutores. Sendo assim, os principais parâmetros dos semicondutores escolhidos são apresentados na Tabela 16.

Tabela 16 – Semicondutores de potência utilizados no protótipo experimental.

Modelo	C2M0160120D	SCT3120AL
Tensão máxima dreno-source	1200 V	650 V
Corrente de dreno (100 °C)	12,5 A	15 A
Resistência de condução (150 °C)	299,4 mΩ	183,8 mΩ
Tempo de subida (t_r)	11 ns	21 ns
Tempo de descida (t_f)	10 ns	14 ns
Temperatura de operação	-55 a +150 °C	-55 a +175 °C
Encapsulamento	TO-247	TO-247

Fonte: O autor, 2019.

4.8.1 Perdas nos semicondutores

Considerando os valores das constantes para cada um dos componentes e a metodologia de cálculos de perdas apresentado na Seção 3.2.7, obtém-se o valor das perdas de condução e comutação dos interruptores utilizados no protótipo experimental. O resultado da análise de perdas pode ser visto na Tabela 17.

Tabela 17 – Perdas nos interruptores.

Perdas	Grandeza	C2M0160120D	SCT3120AL
Perda condução interruptor	P_{condS}	1,024 W	0,630 W
Perda comutação interruptor	P_{comS}	4,049 W	5,966 W
Perda condução diodo	P_{condD}	1,973 W	2,161 W
Perda comutação diodo	P_{comD}	1,373 W	0,300 W
Perda total interruptor	$P_{T(S+D)}$	8,419 W	9,057 W

Fonte: O autor, 2019.

As perdas totais nos interruptores e nos seus respectivos diodos em antiparalelo são dadas pela soma algébrica das perdas de condução e comutação.

$$P_T = 4 \cdot P_{TC2M0160120D} + 4 \cdot P_{TSCT3120AL} = 69,906 \text{ W} \quad (4.17)$$

4.8.2 Cálculo Térmico

A escolha do dissipador é baseada na análise das perdas nos componentes, nas temperaturas de junção, cápsula, dissipador e temperatura ambiente escolhida para operação. O objetivo do cálculo térmico de um componente é garantir que a temperatura de junção não ultrapasse o máximo valor permitido, na pior condição de temperatura ambiente e na pior condição de operação.

Considerou-se a utilização de dois dissipadores, um para os interruptores do primário e outro para os interruptores do secundário. Essa escolha baseou-se em aspectos de isolamento entre as duas pontes de interruptores, pois as tensões dos barramentos são de 800 V e 400 V. Essas condições poderiam produzir uma fuga de tensão podendo comprometer o funcionamento do conversor.

A temperatura limite da junção é adotada como sendo 110 °C. As resistências térmicas dos semicondutores são apresentadas na Tabela 18.

Tabela 18 – Características térmicas dos semicondutores empregados no projeto.

Interruptor	$R_{th_{jc}}$	$R_{th_{cd}}$	T_{jmax}
C2M0160120D	0,9 °C/W	0,4 °C/W	150 °C
SCT3120AL	1,12 °C/W	0,4 °C/W	175 °C

Fonte: O autor, 2019.

A temperatura da cápsula de cada semicondutor pode ser calculada a partir da equação (4.18).

$$T_c = T_j - R_{th_{jc}} P \quad (4.18)$$

Efetuada os cálculos para cada semicondutor, tem-se:

$$\begin{aligned} T_{c_{S_{prim}}} &= 105,43 \text{ °C} \\ T_{c_{S_{sec}}} &= 102,61 \text{ °C} \end{aligned} \quad (4.19)$$

A temperatura ambiente escolhida é igual a 40 °C. A temperatura obtida na cápsula é utilizada para calcular a temperatura no dissipador, empregando a equação (4.20).

$$\begin{aligned} T_{d_{S_{prim}}} &= T_{c_{S_{prim}}} - R_{th_{jc}} P_{T_{(S+D)}} = 102,07 \text{ °C} \\ T_{d_{S_{sec}}} &= T_{c_{S_{sec}}} - R_{th_{jc}} P_{T_{(S+D)}} = 98,98 \text{ °C} \end{aligned} \quad (4.20)$$

Por fim, a resistência térmica do dissipador necessária pelo conjunto deve ser menor que o valor obtido empregando a equação (4.21).

$$R_{th_{da}}(S_{prim}) = \frac{T_{d_{S_{prim}}} - T_a}{4 \cdot P_{T_{C2M0160120D}}} \approx 1,84 \text{ °C/W} \quad (4.21)$$

$$R_{th_{da}}(S_{sec}) = \frac{T_{d_{S_{sec}}} - T_a}{4 \cdot P_{T_{SCT3120AL}}} \approx 1,63 \text{ °C/W}$$

Os dissipadores adotados são o modelo KM2-125 mm do fabricante TCT, o qual possui resistência térmica de 1,88 °C/W, considerando o fator de correção indicado pelo fabricante. Este tipo dissipador é projetado para trabalhar na posição vertical. Neste trabalho, o dissipador é disposto na posição horizontal, necessitando de ventilação forçada, a fim de forçar a convecção do ar. Com a utilização do ventilador, a resistência térmica do dissipador passa a ser 0,996 °C/W, sendo adequado para os dois casos.

4.9 RENDIMENTO TEÓRICO

O rendimento do conversor foi calculado baseado apenas na potência dissipada nos dispositivos semicondutores e nos elementos magnéticos. Sendo assim, fez-se a soma das perdas no conversor, calculadas para o ponto de operação nominal do conversor, dada pela equação (4.22).

$$P_{total} = P_{semicondutores} + P_{transformador} + P_{L_s} + P_{L_{in1}} + P_{L_{in2}} = 96,089 \text{ W} \quad (4.22)$$

Desse modo, calcula-se o rendimento teórico do conversor, através da equação (4.23).

$$\eta_{teórico} = 1 - \frac{P_{total}}{P_o} = 91,233\% \quad (4.23)$$

4.10 CONCLUSÃO

A partir da definição das especificações de projeto da topologia proposta e da análise realizada no Capítulo 3, pôde-se realizar o dimensionamento dos elementos do conversor, destacando-se: a escolha dos semicondutores, o projeto dos elementos magnéticos (transformador, indutor de transferência de potência e indutores toroidais PFC), circuitos auxiliares e de comando dos interruptores.

Também foi realizada uma análise das perdas do conversor, considerando as perdas dos semicondutores e dos elementos magnéticos. Constatou-se que os elementos com maior representatividade nas perdas globais e que impactam no rendimento do conversor são os semicondutores. O resultado é justificado pelas elevados valores de pico das correntes através dos semicondutores, resultantes da conexão do transformador de alta frequência no meio dos braços dos retificadores meia-ponte.

Ao fim, os componentes escolhidos foram utilizados na montagem e validação do protótipo, apresentando os resultados experimentais no capítulo 6.

5 MODELAGEM E CONTROLE DO CONVERSOR

Neste capítulo serão apresentados aspectos relacionados à modelagem e o controle das variáveis, como tensões e correntes da topologia. Será dada ênfase a obtenção dos modelos matemáticos, necessários para o projeto dos compensadores. Na sequência, são apresentadas as estratégias de controle empregadas.

5.1 ESTRATÉGIA DE CONTROLE

Antes de dar início à obtenção dos modelos matemáticos para o controle do conversor, é necessário definir uma estratégia de controle. Para tal finalidade, na Figura 24 é apresentada a forma como as grandezas de tensões e correntes são adquiridas. O sensoriamento das correntes de entrada se faz necessário, pois se deseja que o conversor possua um elevado fator de potência e com baixa distorção harmônica. Para isso, a corrente é controlada para seguir uma referência pré-estabelecida. Essa referência é gerada por meio do controle das tensões do barramento CC em ação conjunta com a referência gerada a partir da leitura da tensão de rede. A tensão do barramento do PFC deve possuir boa regulação estática e rápida resposta dinâmica a distúrbios de carga. Além disso, deve-se garantir que as tensões parciais V_{dc1P} e V_{dc1N} não fiquem desequilibradas.

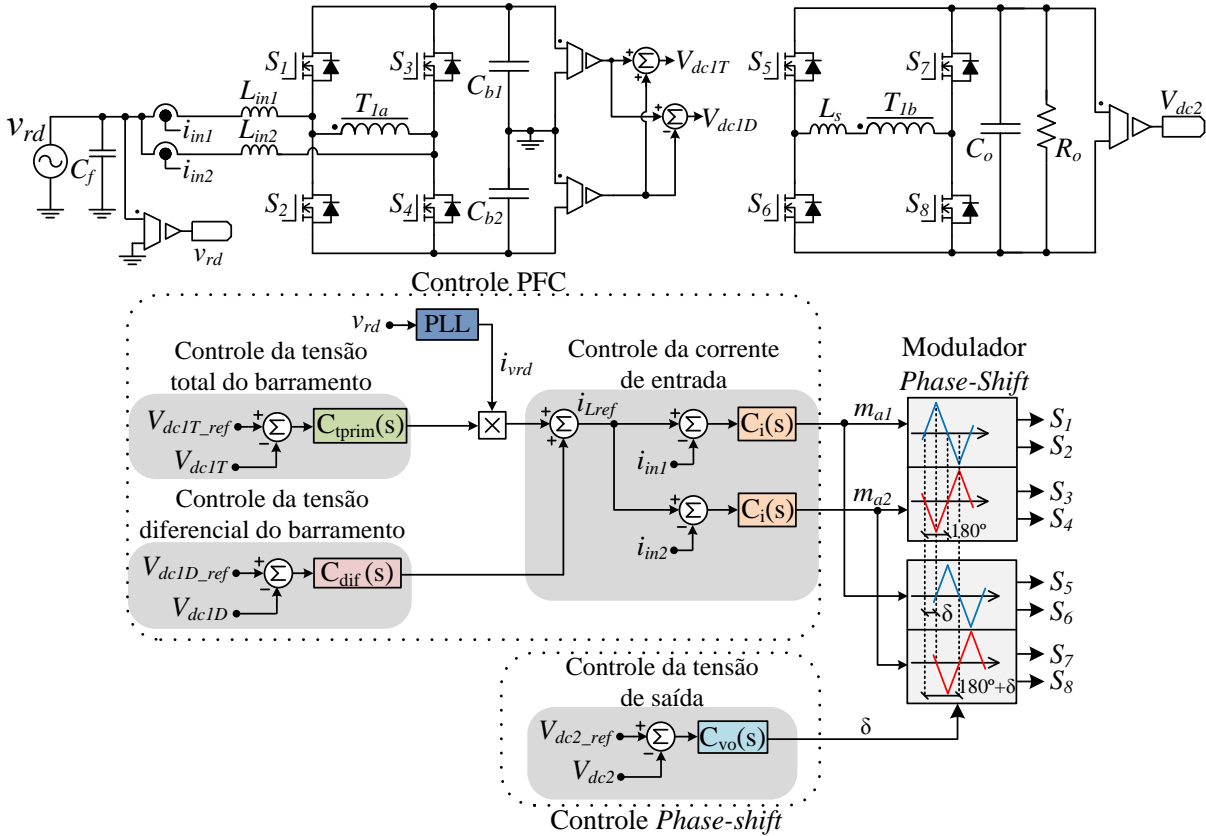
Com relação ao controle do secundário, são utilizadas as mesmas ações de controle do primário (m_a e m_b) nos moduladores da ponte do lado do secundário, sendo que estas estarão deslocadas por um ângulo δ . O controle do fluxo de potência ocorre utilizando a técnica de *phase-shift*, sendo baseado na variação do ângulo entre as portadoras e consequentemente no deslocamento em fase das tensões aplicadas nos enrolamentos do transformador (V_{AB} e V_{CD}). Dessa forma, tem-se o controle da potência transferida. Esse ângulo, denominado δ , é resultante da ação de controle da tensão do secundário (V_{dc2}).

5.1.1 Modelo da planta de corrente PFC

A malha de controle de corrente tem por objetivo controlar a corrente que flui através dos indutores de entrada, cabendo a esta, a função de garantir o seguimento da corrente de referência com o menor erro admissível. Por sua vez, a corrente de referência é determinada pela referência senoidal gerada pelo PLL da tensão de entrada, com amplitude ajustada pela malha de controle da tensão de barramento.

As correntes através dos indutores do lado CA são controladas pela imposição de tensão sobre estes. Idealmente, a tensão de alimentação da fonte de entrada (rede) não é afetada pela operação do conversor, logo o controle da tensão sobre os indutores é realizado diretamente pelo conversor. Sabendo que na operação como retificador PFC a corrente e a tensão estão em fase, assim como a tensão do barramento é considerada constante, logo a tensão gerada pelo conversor depende exclusivamente do sinal de controle que determina a

Figura 24 – Estrutura básica de controle aplicada ao retificador monofásico bidirecional.



Fonte: O autor, 2019.

razão cíclica, como apresentado na equação (3.10). Assim, conclui-se que o controle da corrente nos indutores é realizado através do ajuste da razão cíclica do conversor, por conseguinte, um modelo matemático que relaciona essas variáveis deve ser obtido.

Com base na análise realizada na Figura 13 e na equação (3.4), pode-se obter o modelo médio que descreve a variação temporal da corrente de entrada (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001), sendo:

$$L_{in} \frac{d \langle i_{Lin}(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \langle v_{rd}(t) \rangle_{T_s} + \frac{V_{dc1}}{2} [2d(t) - 1] \quad (5.1)$$

Uma vez que a frequência de comutação é significativamente maior que a frequência fundamental da rede elétrica, pode-se considerar que a tensão de entrada $v_{rd}(t)$ é constante em um período de comutação. Então, aplicando-se uma pequena perturbação na razão cíclica e na corrente através do indutor do lado da rede, representados respectivamente por $\hat{d}(t)$ e $i_{Lin}\hat{(t)}$, tem-se que:

$$\begin{aligned} \langle i_{Lin}(t) \rangle_{T_s} &= I_{Lin} + \hat{i}_{Lin}(t) \\ d(t) &= D + \hat{d}(t) \\ \langle v_{rd}(t) \rangle_{T_s} &= V_{rd} \end{aligned} \quad (5.2)$$

Onde,

$$\begin{aligned}\hat{i}_{L_{in}}(t) &\ll I_{L_{in}} \\ \hat{d}(t) &\ll D\end{aligned}\quad (5.3)$$

Substituindo as relações (5.2) em (5.1), considerando-se que as perturbações apresentam amplitudes muito menores que seus valores quiescentes, condições definidas em (5.3), e desprezando os termos CC, obtém-se o seguinte modelo CA:

$$L_{in} \frac{d\hat{i}_{L_{in}}(t)}{dt} = V_{dc1} \hat{d}(t) \quad (5.4)$$

Aplicando-se a transformada de Laplace na equação (5.4), obtém-se a função de transferência que relaciona a corrente no lado da rede e a razão cíclica, dada pela equação (5.5). Onde, V_{dc1} é a tensão total do barramento do lado primário.

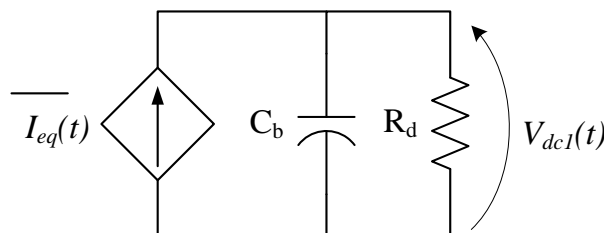
$$G_i(s) = \frac{i_{L_{in}}(s)}{d(s)} = \frac{V_{dc1}}{sL_{in}} \quad (5.5)$$

5.1.2 Modelo da planta de tensão total PFC

A malha de tensão é responsável pela geração do sinal de referência para a malha de corrente. Este, para que não haja distorções na corrente de entrada $i_{rd}(t)$, deve ser constante. Desta forma, é necessário que a dinâmica da malha de tensão varie lentamente, caso contrário, oscilações nessa referência acarretariam em distorções harmônicas na corrente. Uma das oscilações mais importantes é a que ocorre na frequência de 120 Hz devido à potência oscilante presente em conversores PFC monofásicos. Por isso, é imprescindível a obtenção de uma função de transferência que relacione dinamicamente a tensão de saída V_{dc1} com a corrente de entrada.

Para obtenção desse modelo matemático utilizou-se o circuito simplificado apresentado na Figura 25. Como a dinâmica da malha de tensão é significativamente mais lenta que a malha de corrente, pode-se substituir a fonte de tensão CA de entrada e os interruptores, pela fonte de corrente controlada $I_{eq}(t)$, que representa a corrente no lado CC do retificador.

Figura 25 – Circuito simplificado para obtenção do modelo da planta da tensão total.



O equacionamento é realizado através do balanço de potência ativa no conversor, o qual define a relação entre a potência de saída $P_o(t)$ e a potência monofásica de entrada $P_{in}(t)$, sendo definida como:

$$P_o(t) = \eta P_{in}(t) \quad (5.6)$$

Onde η representa o rendimento do conversor.

Considerando que o retificador possui fator de potência unitário, define-se a potência entregue ao barramento através da equação (5.7).

$$P_{in}(t) = V_{rd_{rms}} I_{rd_{rms}} = \frac{V_{rd_{pk}} I_{rd_{pk}}}{2} \quad (5.7)$$

Onde $V_{rd_{pk}}$ é o valor da tensão de pico da rede e $I_{rd_{pk}}$ é o valor da corrente de pico de entrada.

Para uma tensão V_{dc1} constante no barramento CC, a potência ativa do conversor é dada pela multiplicação da tensão V_{dc1} com a corrente média $I_{eq}(t)$, a potência ativa drenada pelo barramento CC é dada pela equação (5.8).

$$P_o(t) = V_{dc1} \overline{I_{eq}(s)} \quad (5.8)$$

A igualdade de potência ativa de entrada e de saída é apresentada na equação (5.9), igualando as equações (5.7) e (5.8).

$$V_{dc1} \overline{I_{eq}(s)} = \frac{V_{rd_{pk}} I_{rd_{pk}}}{2} \quad (5.9)$$

Pequenas variações na corrente do barramento podem ser representadas por uma pequena variação da tensão do barramento sob a impedância equivalente do circuito da Figura 25, obtendo a equação (5.10).

$$I_{eq}(s) = \frac{v_{dc1}(s)}{sC_b + \frac{1}{R_d}} \quad (5.10)$$

Substituindo a equação (5.10) na equação (5.9), têm-se a tensão do barramento em função da corrente de pico de entrada do conversor, sendo possível a representação da função de transferência do modelo da planta de tensão total do barramento CC, apresentada na equação (5.11).

$$G_{vt}(s) = \frac{v_{dc1}(s)}{i_{rd_{pk}}(s)} = \frac{V_{rd_{pk}} R_d}{2V_{dc1} (sR_d C_b + 1)} \quad (5.11)$$

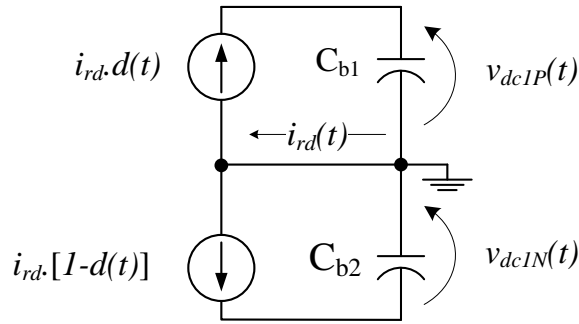
A representação de (5.11) usando o índice de modulação M é dada por:

$$G_{vt}(s) = \frac{M}{2} \frac{R_d}{(sR_d C_b + 1)} \quad (5.12)$$

5.1.3 Modelo da planta de tensão diferencial PFC

O modelo dinâmico a ser utilizado na malha de controle diferencial deve representar a tensão diferencial entre as tensões dos capacitores do barramento CC e a corrente de entrada. Ao drenar uma corrente contínua, a mesma circula para os capacitores do barramento CC de acordo com o acionamento dos interruptores, podendo existir uma variação na tensão diferencial dentre os capacitores barramento, o circuito equivalente é mostrado na Figura 26, representando o barramento e a parcela de corrente contínua comutada para o barramento de acordo com a razão cíclica dos interruptores.

Figura 26 – Circuito equivalente para a malha de desequilíbrio.



Fonte: O autor, 2019.

Para uma determinada razão cíclica $d(t)$ e nível de corrente contínua de entrada, obtém-se as equações (5.13) e (5.14) que relacionam a corrente e tensão dos capacitores C_{b1} e C_{b2} , respectivamente.

$$I_{rd}d(t) = C_{b1} \frac{dV_{dc1P}}{dt} \quad (5.13)$$

$$I_{rd}[1 - d(t)] = C_{b2} \frac{dV_{dc1N}}{dt} \quad (5.14)$$

Aplicando a transformada de Laplace e subtraindo a equação (5.14) na equação (5.13) é obtida a diferença de tensão entre os capacitores do barramento em função da corrente contínua drenada da rede, como mostrado na equação (5.15). Analisando a equação, observa-se que a tensão diferencial do barramento independe da razão cíclica das chaves. Considera-se que os capacitores possuem a mesma capacitância $C_{b1} = C_{b2} = 2C_b$.

$$I_{rd} = sC_{b2} (V_{dc1P} - V_{dc1N}) \quad (5.15)$$

Considerando que os capacitores do barramento possuem o dobro da capacitância equivalente é obtida a função de transferência da planta de tensão diferencial do barramento CC, mostrada na equação (5.16).

$$G_{vd}(s) = \frac{(v_{dc1P}(s) - v_{dc1N}(s))}{i_{rd}(s)} = \frac{1}{2sC_b} \quad (5.16)$$

5.1.4 Modelo da planta de tensão do secundário

Para o controle da tensão do barramento secundário do conversor é necessário obter o modelo matemático que representa a relação entre a variação do ângulo de defasagem δ e a tensão de saída V_{dc2} . A partir da equação de potência média com relação a um período da rede (5.19), pode-se calcular a corrente média de saída antes do capacitor C_o , conforme equação (5.17).

$$i_o(\delta) = \frac{8V_{dc1}}{2n\pi^2w_sL_s} \cdot \text{sen}(\delta) \quad (5.17)$$

De modo a tornar o equacionamento semelhante a corrente do conversor DAB (SANTOS et al., 2011), considera-se a seguinte aproximação:

$$\frac{8}{\pi^2}\text{sen}(\delta) \approx \delta \left(1 - \frac{|\delta|}{\pi}\right) \quad (5.18)$$

Dessa forma, substituindo (5.18) e (5.17), obtém-se:

$$i_o(\delta) = \frac{V_{dc1}}{2nw_sL_s} \cdot \delta \left(1 - \frac{|\delta|}{\pi}\right) \quad (5.19)$$

O método do modelo médio é bem conhecido na literatura (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001) e será utilizado para a definição do modelo de pequenos sinais do conversor. Os sinais envolvidos no modelo médio equivalente devem ser perturbados e linearizados em torno de um ponto de operação. A equação a seguir mostra que o valor médio da variável de interesse (i_o) é a soma do seu valor em regime permanente e uma perturbação.

$$\langle i_o(t) \rangle_{T_s} = I_o + \hat{i}_o(t) \quad (5.20)$$

Considerando a corrente de saída em função do ângulo de defasagem, tem-se:

$$\langle i_o(t) \rangle_{T_s} = I_o + \hat{i}_o(t) = i_o(\delta(t)) \quad (5.21)$$

Expandindo a equação (5.21), usando a série de Taylor em torno do ponto de operação na variável de controle e desconsiderando os termos de ordem superior, tem-se:

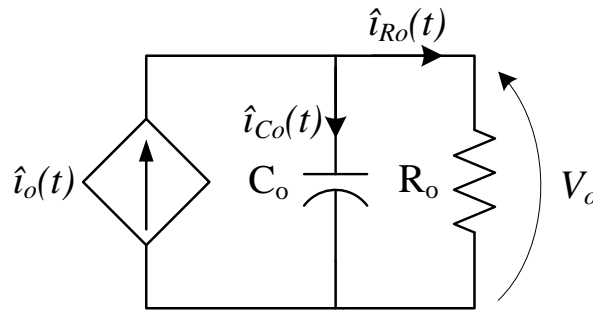
$$I_o + \hat{i}_o(t) = i_o(\delta_o) + \hat{\delta}(t) \left. \frac{\partial i_o(\delta_o)}{\partial \delta} \right|_{\delta=\delta_o} \quad (5.22)$$

O termo de pequenos sinais, que representa a perturbação da corrente, é dado por:

$$\hat{i}_o(t) = \hat{\delta}(t) \frac{V_{dc1}}{2nw_sL_s} \cdot \left(1 - \frac{2|\delta|}{\pi}\right) \quad (5.23)$$

O circuito equivalente do modelo médio de saída do conversor é apresentado na Figura 27. Aplicando a lei das correntes de Kirchhoff ao circuito, obtém-se a relação (5.24), que, por sua vez, pode ser reescrita sob a forma apresentada em (5.25).

Figura 27 – Circuito equivalente do modelo médio da saída do conversor.



Fonte: O autor, 2019.

$$\hat{i}_o(t) = \hat{i}_{C_o}(t) + \hat{i}_{R_o}(t) \quad (5.24)$$

$$\hat{\delta}(t) \frac{V_{dc1}}{2nw_s L_s} \cdot \left(1 - \frac{2|\delta|}{\pi}\right) = C_o \frac{d\hat{v}_o(t)}{dt} + \frac{\hat{v}_o(t)}{R_o} \quad (5.25)$$

Aplicando a Transformada de Laplace em (5.25), resulta em (5.26)

$$\hat{\delta}(s) \frac{V_{dc1}}{2nw_s L_s} \cdot \left(1 - \frac{2|\delta|}{\pi}\right) = sC_o V_o(s) + \frac{V_o(s)}{R_o} \quad (5.26)$$

Isolando a variável de interesse da equação (5.26), obtém-se a função de transferência (5.27) que relaciona a tensão de saída e o ângulo de defasagem δ .

$$\frac{V_o(s)}{\delta(s)} = \frac{V_{dc1}}{2nw_s L_s} \left(1 - \frac{2|\delta|}{\pi}\right) \left(\frac{R_o}{sR_o C_o + 1}\right) \quad (5.27)$$

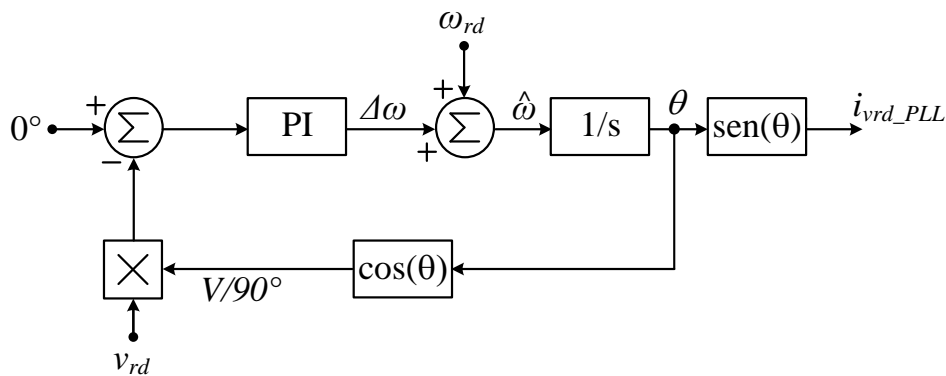
5.1.5 Circuito de sincronismo com a rede

A tensão da rede pode possuir elevado conteúdo harmônico, logo, se a referência de corrente for gerada a partir da simples medição do sinal de tensão, esse conteúdo será carregado para sua forma de onda. Para solução dessa problemática, optou-se por uma estratégia que tem sido amplamente empregada em sistemas digitais, que é a geração da referência interna ao DSP e a sincronização da mesma através de um PLL (*Phase Locked Loop*). Os circuitos PLL são sistemas que operam em malha fechada, capazes de produzir em sua saída um sinal que está relacionado com a frequência e fase do sinal de entrada (rede). Estes circuitos são amplamente utilizados em sistemas conectados à rede elétrica, tais como conversores que injetam energia à rede e filtros ativos (ROLIM; COSTA; AREDES, 2006).

A Figura 28 mostra o diagrama em blocos do PLL monofásico utilizado. A estratégia aplica o conceito de funções ortogonais (SILVA, 2014). Inicialmente, a aquisição de uma amostra unitária da rede (v_{rede}) é multiplicada por uma senoide unitária em quadratura

com o ângulo θ ($V/90^\circ$). Assim, o resultado do produto escalar entre a tensão da rede e o sinal em quadratura, é comparado com uma referência nula produzindo o sinal de erro (ω_{erro}). A ação de controle ($\Delta\omega$) é o termo de correção da frequência angular. Este sinal é somado com a frequência angular nominal da rede ω_{rd} resultando na frequência angular estimada $\hat{\omega}$. Por fim, a posição angular da rede θ é obtida por meio de uma simples integração da frequência $\hat{\omega}$.

Figura 28 – Diagrama da malha PLL monofásico.



Fonte: O autor, 2019.

5.2 ASPECTOS DA IMPLEMENTAÇÃO DIGITAL

Em sistemas com relativa complexidade de controle, não é preferível a utilização de controladores analógicos, devido a pouca versatilidade oferecida por estes para implementação de técnicas de controle mais sofisticadas. Sendo assim, optou-se pelo emprego do microprocessador digital, pois este oferece uma variedade de possibilidades de realização de controladores. Sua utilização traz a necessidade de tomar algumas precauções no projeto dos compensadores, tais como escolha da frequência de amostragem e observação dos atrasos oriundos da digitalização; fatores que estão diretamente ligados com a estabilidade do sistema.

Esta seção tem por objetivo apresentar o projeto dos controladores pertencentes às malhas de corrente e tensão do sistema. Estas malhas serão abordadas de modo isoladas, como sendo desacopladas, para isso, serão adotadas medidas para que as dinâmicas possam ser tratadas de maneira independente.

Serão adotados critérios de margem de fase, ganho e frequência de cruzamento da função de transferência de laço aberto, como critérios para resposta dinâmica e estabilidade.

5.2.1 Controlador digital de sinais

O controlador digital de sinais (DSC) utilizado para implementar as malhas de controle digital, as proteções, aquisições, os sinais de comando e comunicação com a

interface foi o modelo TMS320F28335 da fabricante *Texas Instruments*. Algumas das características deste DSC são descritas a seguir:

- Frequência de *clock* até 150 MHz;
- 12 canais PWM podendo operar de forma independente;
- Operações em ponto flutuante;
- 16 canais ADC de 12 bits;
- Três contadores (CPU *Timers*) de 32 bits.

5.2.2 Conversor analógico digital ADC

O TMS320F28335 possui em seu conversor analógico digital resolução de 12 bits. Os sinais de entrada do ADC devem ficar entre 0 e 3 V, desta forma pode-se calcular o ganho inserido por este nas malhas de controle, resultando em:

$$K_{ADC} = \frac{2^{12} - 1}{3V} = 1365 \quad (5.28)$$

5.2.3 Modulador PWM

Os sinais provenientes dos controladores digitais devem ser convertidos em pulsos de comando para serem enviados aos interruptores. Para isto são utilizados circuitos moduladores PWM que consistem em um sinal de referência comparado a uma portadora triangular que gera os pulsos de acordo com a razão cíclica definida.

A atualização do modulador não ocorre instantaneamente como na situação analógica. De acordo com este, o atraso introduzido pelo modulador PWM representa a distância de tempo entre o instante da amostragem do sinal modulador e o instante quando o pulso de saída é completado. Esses atrasos diminuem a estabilidade do sistema, pois há um decréscimo linear da fase com o aumento da frequência e, portanto, a uma degradação da margem de fase do sistema (BUSO, 2015).

Como é utilizada a simples atualização neste trabalho, a frequência de comutação é igual a frequência de amostragem ($T_s = T_a$). Sendo assim, a função de transferência discreta que descreve o comportamento do modulador PWM pode ser dada pela equação (5.29), onde V_{port} é o valor pico a pico da portadora.

$$G_{PWM}(z) = \left(\frac{1}{V_{port}} \right) \cdot \left(\frac{1}{z} \right) \quad (5.29)$$

Além dos atrasos que devem ser inseridos na malha de controle, outras dinâmicas devem ser consideradas no projeto dos controladores, tais como: o uso de filtros anti-aliasing e o ganho inserido pelo conversor ADC.

5.3 PROJETO DOS CONTROLADORES

Nesta seção são apresentados os projetos dos controladores que compõem o sistema, na forma digital, uma vez que o controle é implementado no DSC. A descrição dos controladores é dividida em quatro itens: malha de corrente, malha de tensão total do barramento primário, malha de tensão diferencial do barramento primário e malha de tensão do barramento secundário.

Os controladores são projetados seguindo a metodologia da resposta em frequência no plano w . Nesta técnica é realizada a discretização da planta que está no domínio contínuo $G(s)$ para o domínio discreto $G(z)$. Com as funções de transferência definidas em z , utiliza-se a transformação bilinear de *Tustin* para converter os modelos do plano z para o plano w , onde os controladores discretos podem ser projetados utilizando as mesmas técnicas de Bode que são empregadas no plano s (OGATA, 1995).

Após o projeto dos controladores neste plano, levam-se as funções de transferência dos controladores novamente para o plano z discreto, onde são representadas em equações de diferenças, as quais podem ser inseridas no processador digital de sinais.

Os requisitos de projeto que garantem estabilidade do sistema e uma boa resposta dinâmica são (OGATA, 1995), (BARBI, 2007):

- O sistema deve possuir uma margem de fase entre 30° e 90° ;
- A inclinação da curva de ganho para o sistema em laço aberto na passagem por zero (0 dB) deve ser de -20 dB/dec, mantendo-se por uma ampla faixa de frequência para assegurar uma margem de fase adequada;
- A frequência de cruzamento por zero deve ser pelo menos quatro vezes menor que a frequência de comutação do conversor;
- O ganho na região de baixa frequência deve ser elevado e na região de alta frequência o ganho deve ser atenuado para que os efeitos de ruído sejam minimizados.

Os parâmetros do conversor utilizados para realizar o projeto dos controladores são apresentados na Tabela 19. Além disso, optou-se pela utilização de ganho unitário para os ganhos dos sensores, para a conversão ADC e para o ganho do PWM.

5.3.1 Projeto do controlador da corrente de entrada

A malha de corrente controla diretamente a razão cíclica dos interruptores, a fim de garantir que a corrente de entrada seja aproximadamente senoidal e em fase com a tensão de entrada, de forma a se obter um elevado fator de potência. Para isso, o controlador de corrente $C_i(z)$ deve ser projetado para que a malha de corrente apresente elevada banda passante.

Tabela 19 – Parâmetros utilizados no projeto dos controladores do conversor.

Parâmetro	Nomenclatura	Valor
Tensão de entrada	v_{rd}	220 V
Tensão de saída	V_{dc2}	400 V
Tensão barramento PFC	V_{dc1}	800 V
Frequência de comutação	f_s	50 kHz
Frequência de amostragem corrente	f_{ai}	50 kHz
Frequência de amostragem tensão	f_{av}	5 kHz
Ângulo <i>phase-shift</i> nominal	δ	13,45°
Capacitância barramento PFC	C_b	470 μ F
Capacitância barramento secundário	C_o	340 μ F
Indutância <i>interlaving</i>	L_{in1}/L_{in2}	1,6 mH
Indutância transferência de potência	L_s	47 μ H
Carga de saída	R_o	160 Ω

Fonte: O autor, 2019.

Para a realização do projeto do controle da malha de corrente utilizam-se os diagramas de Bode da função de transferência de laço aberto compensada e não compensada, dependendo, respectivamente, da presença ou ausência do bloco compensador na sua expressão.

$$FTLA_{nci}(w) = K_i K_{ADC} K_{PWM}(w) G_i(w) \quad (5.30)$$

$$FTLA_{ci}(w) = K_i K_{ADC} K_{PWM}(w) G_i(w) C_i(w) \quad (5.31)$$

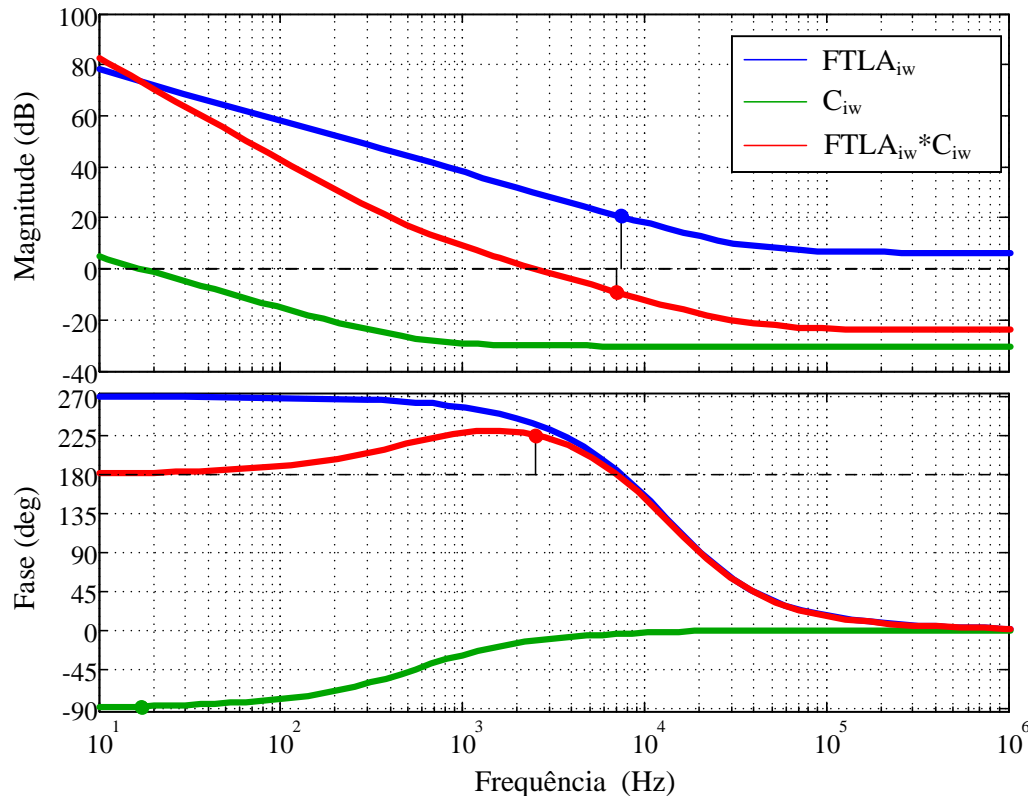
Como a malha de corrente deve sintetizar correntes senoidais na frequência da rede, é necessário que a resposta em frequência da malha de corrente apresente elevado ganho para baixas frequências, de forma a reduzir o erro em regime permanente. Para isto, um controlador do tipo proporcional-integral (PI) é utilizado, conforme equação (5.32). Nota-se que o erro em regime permanente não será nulo, apenas reduzido, uma vez que a referência de corrente é senoidal com frequência de 60 Hz.

A determinação dos parâmetros do compensador foi realizada alocando-se a margem de fase em $M_{fi} = 45^\circ$ e frequência de cruzamento $f_{ci} = 2,5$ kHz.

$$C_i(w) = K_{C_i} \frac{(w + Z_{C_i})}{w} = 0,030654 \frac{(w + 3504)}{w} \quad (5.32)$$

A Figura 29 apresenta o diagrama de Bode ($FTLA_{nci}(w)$), do controlador projetado ($C_i(w)$) e da $FTLA$ com o controlador ($FTLA_{ci}(w)$). Nota-se que o sistema é estável e os requisitos de frequência de cruzamento por 0 dB e margem de fase são satisfeitos.

Após projeto do controlador no plano w , o passo seguinte é a discretização deste através de algum método adequado. Dentre os métodos mais populares, o que propicia menor distorção, quando comparado com a resposta contínua, é o método *Tustin*. Dessa

Figura 29 – Diagrama de bode das funções $FTLA_{nci}(w)$, $C_i(w)$ e $FTLA_{ci}(w)$.

Fonte: O autor, 2019.

forma, a função de transferência discretizada para o controlador de corrente é dada por (5.33).

$$C_i(z) = 0,031728 \frac{(z - 0,9323)}{z - 1} \quad (5.33)$$

5.3.2 Projeto do controlador da tensão total do barramento primário

A malha de controle da tensão do barramento CC é responsável por regular a tensão total do barramento mesmo sob condições de variação de carga ou flutuações da tensão de entrada do conversor. O projeto do controlador da malha de tensão deve ser feito com o cuidado de não distorcer o funcionamento das demais malhas do sistema, uma vez que a malha de controle da corrente de entrada apresenta como referência a ação de controle da malha da tensão do barramento. Dessa forma, a banda passante da malha de tensão é usualmente limitada em torno de uma década abaixo da menor frequência de ondulação da tensão sobre os capacitores do barramento CC.

Como a malha de tensão é muito mais lenta que a malha de corrente, a função de transferência de malha fechada da malha de corrente pode ser vista como um ganho, cujo valor é inversamente proporcional ao ganho do sensor da corrente. Do mesmo modo como feito para o projeto do controlador de corrente, para o controle de tensão, utiliza-se diagramas de Bode da função de transferência em laço aberto não compensada e

compensada, conforme mostrado nas equações a seguir.

$$FTLA_{ncvt}(w) = K_{vt}K_{ADC}G_{vt}(w)\frac{1}{2K_i} \quad (5.34)$$

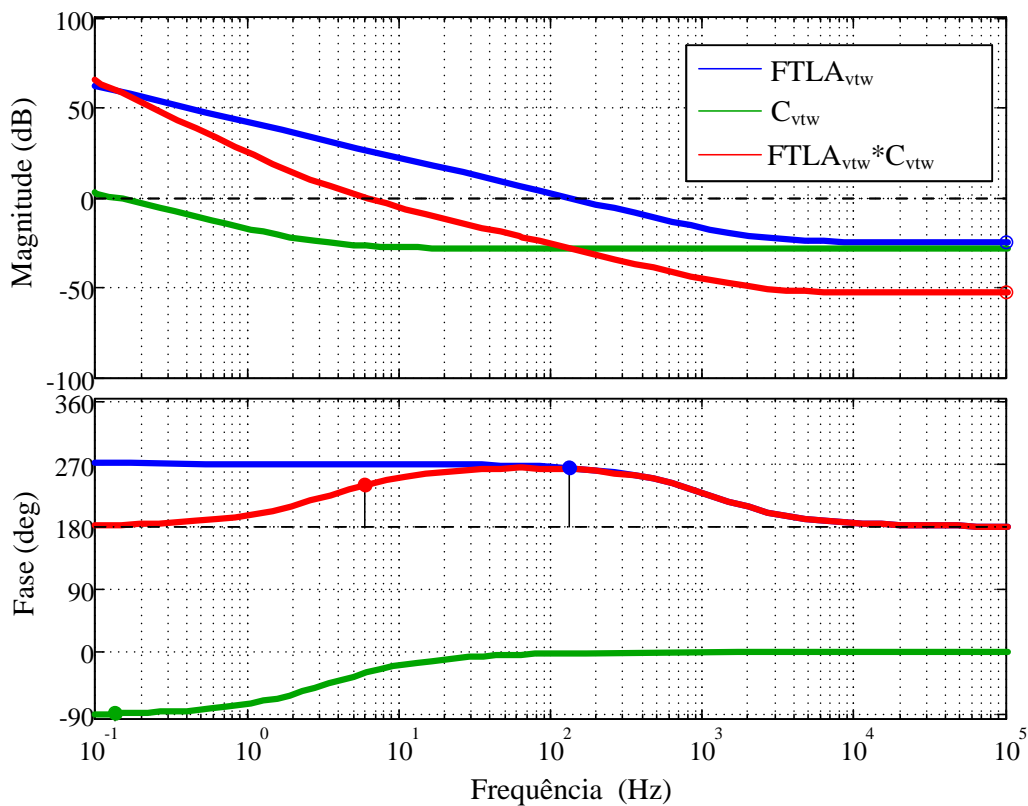
$$FTLA_{cvt}(w) = FTLA_{ncvt}(w)C_{vt}(w) \quad (5.35)$$

Para atender os requisitos de dinâmica da malha de tensão, utilizou-se o compensador do tipo proporcional integral, equação (5.36). A presença do pólo na origem confere teoricamente um erro nulo em regime permanente, já que se deseja controlar uma referência de tensão contínua. A determinação dos parâmetros do compensador foi realizada alocando-se a margem de fase em $M_{fvt} = 60^\circ$ e frequência de cruzamento $f_{cvt}=6$ Hz.

$$C_{vt}(w) = K_{C_{vt}}\frac{(w + Z_{C_{vt}})}{w} = 0,039561\frac{(w + 21,53)}{w} \quad (5.36)$$

A Figura 30 apresenta o diagrama de Bode ($FTLA_{ncvt}(w)$), do controlador projetado ($C_{vt}(w)$) e da $FTLA$ com o controlador ($FTLA_{cvt}(w)$). Nota-se que o sistema é estável e os requisitos de frequência de cruzamento por 0 dB e margem de fase são satisfeitos.

Figura 30 – Diagrama de bode das funções $FTLA_{ncvt}(w)$, $C_{vt}(w)$ e $FTLA_{cvt}(w)$.



Fonte: O autor, 2019.

Assim como realizado para o compensador de corrente, deve-se discretizar o compensador de tensão a fim de executá-lo no dispositivo digital (DSC). O método para

discretização é o mesmo apresentado anteriormente, *Tustin*.

$$C_{vt}(z) = 0,039646 \frac{(z - 0,9957)}{z - 1} \quad (5.37)$$

5.3.3 Projeto do controlador da tensão diferencial do barramento primário

A malha de controle da tensão total mantém a tensão do barramento regulada no valor de referência estabelecido nas especificações de projeto, conforme descrito na seção (5.3.2). Porém, essa malha não garante o mesmo valor de tensão em cada um dos capacitores do barramento CC. Cargas desequilibradas ou não-lineares conectadas na saída do conversor, desequilíbrio na tensão de entrada, diferenças entre os valores dos componentes, entre outras causas, podem consumir mais energia de um capacitor do que de outro, ocasionando um desbalanço entre as tensões dos capacitores, podendo assim prejudicar o funcionamento ou mesmo danificando os componentes do circuito. Dessa forma, a malha de controle da tensão diferencial é utilizada para assegurar que as tensões sobre os capacitores do barramento CC sejam iguais ou com pequena discrepância em modo normal de operação.

As tensões nos capacitores C_{b1} e C_{b2} são monitoradas e a diferença existente entre as estas tensões deve permanecer em zero. Para isso, o balanço dos capacitores de barramento é feito através da injeção de um nível CC no sinal de referência da malha de corrente, fazendo com que um capacitor seja mais carregado ou descarregado que o outro, corrigindo eventuais desequilíbrios. De forma similar ao controle da tensão total, a banda passante da malha de tensão diferencial deve ser significativamente menor que a menor frequência de ondulação de tensão sobre os capacitores do barramento CC para não distorcer o sinal de referência da malha de corrente.

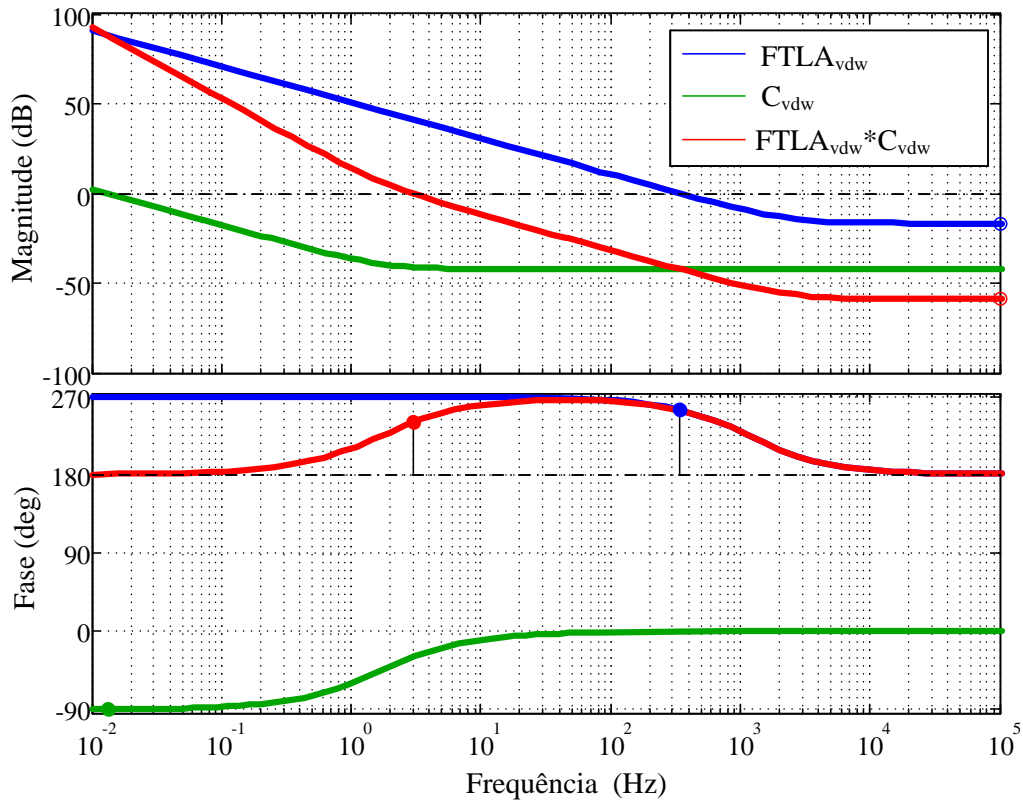
Para atender os requisitos de dinâmica da malha de tensão, utilizou-se o compensador do tipo proporcional integral, equação (5.38). A determinação dos parâmetros do compensador foi realizada alocando-se a margem de fase em $M_{fvd} = 60^\circ$ e frequência de cruzamento $f_{cvd} = 3$ Hz.

$$C_{vd}(w) = K_{C_{vd}} \frac{(w + Z_{C_{vd}})}{w} = 0,0076832 \frac{(w + 10,82)}{w} \quad (5.38)$$

A Figura 31 apresenta o diagrama de Bode ($FTLA_{ncvd}(w)$), do controlador projetado ($C_{vd}(w)$) e da $FTLA$ com o controlador ($FTLA_{cvd}(w)$). Nota-se que o sistema é estável e os requisitos de frequência de cruzamento por 0 dB e margem de fase são satisfeitos.

Após a discretização, a função de transferência do controlador da tensão diferencial de operação é obtida em (5.39).

$$C_{vd}(z) = 0,0076916 \frac{(z - 0,9978)}{z - 1} \quad (5.39)$$

Figura 31 – Diagrama de bode das funções $FTLA_{ncvd}(w)$, $C_{vd}(w)$ e $FTLA_{cvd}(w)$.

Fonte: O autor, 2019.

5.3.4 Projeto do controlador da tensão do barramento secundário

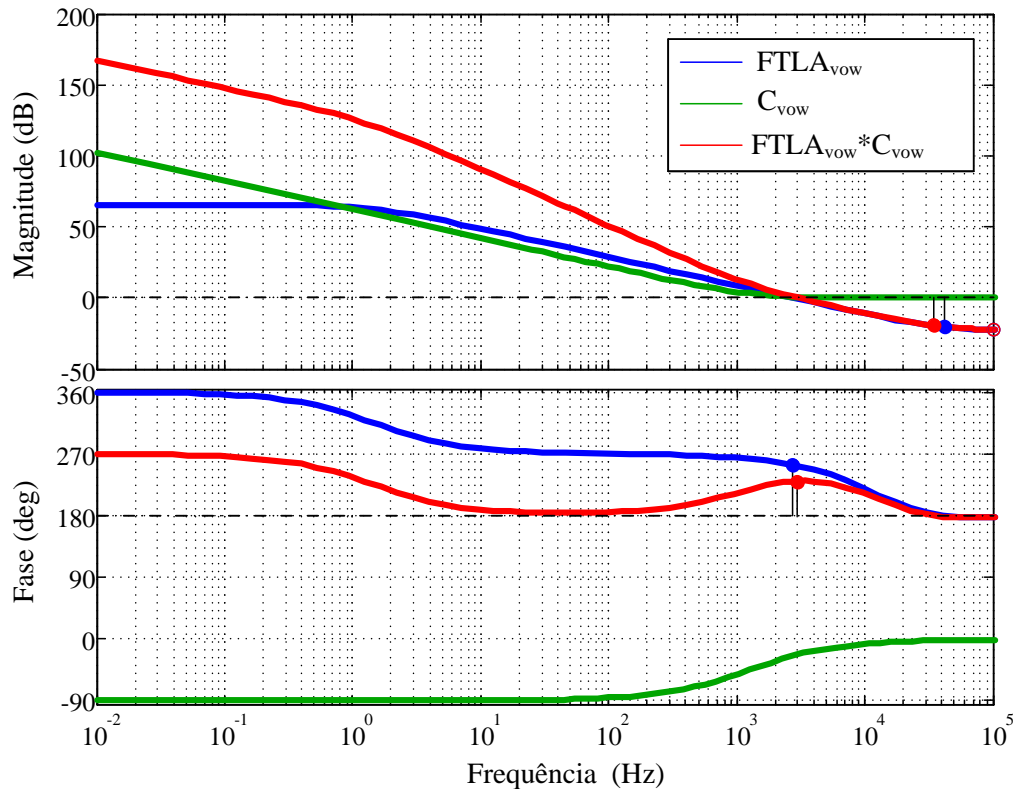
A malha de tensão do barramento secundário é responsável por regular a tensão do barramento secundário, através do controle do ângulo *phase-shift*. Para o projeto desse controlador buscou-se elevar a frequência de cruzamento, de modo que o próprio controlador consiga compensar a oscilação de potência transferida para o secundário do conversor. Sendo assim, a determinação dos parâmetros do compensador foi realizada alocando-se a margem de fase em $M_{f_{vo}} = 50^\circ$ e frequência de cruzamento $f_{cvo} = 3$ kHz.

$$C_{vo}(w) = K_{C_{vo}} \frac{(w + Z_{C_{vo}})}{w} = 1,0031 \frac{(w + 7857)}{w} \quad (5.40)$$

A Figura 32 apresenta o diagrama de Bode ($FTLA_{ncvo}(w)$), do controlador projetado ($C_{vo}(w)$) e da $FTLA$ com o controlador ($FTLA_{cvo}(w)$). Nota-se que o sistema é estável e os requisitos de frequência de cruzamento por 0 dB e margem de fase são satisfeitos.

Após a discretização, a função de transferência do controlador da tensão do secundário é obtida em (5.41).

$$C_{vo}(z) = 1,0819 \frac{(z - 0,8543)}{z - 1} \quad (5.41)$$

Figura 32 – Diagrama de bode das funções $FTLA_{ncvo}(w)$, $C_{vo}(w)$ e $FTLA_{cvo}(w)$.

Fonte: O autor, 2019.

5.4 CONCLUSÃO

Neste capítulo são obtidos os modelos matemáticos do comportamento dinâmico responsáveis por realizar o controle do conversor. Apresentou-se a estratégia de controle responsável por garantir a correção do fator de potência e o controle do fluxo de potência, utilizando a técnica de *phase-shift*.

Na sequência, são descritos alguns aspectos para implementação de controle digital. A estratégia de controle digital, a qual utiliza as funções de transferências no domínio w semi-contínuo, mostra-se vantajosa, pois é possível projetar os controladores da mesma maneira como é realizado no domínio s contínuo. Além disso, essa metodologia inclui as dinâmicas do atraso computacional e do processo de discretização.

Com a finalização da etapa de projeto dos controladores, concluída neste capítulo, são apresentados os resultados experimentais no capítulo a seguir.

6 PROTÓTIPO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Neste capítulo é descrito o protótipo implementado em laboratório. Inicialmente, descreve-se a estrutura física do protótipo com uma listagem dos principais componentes utilizados na montagem. Em seguida, são apresentados os resultados obtidos com o protótipo operando em regime permanente. Por fim, realiza-se a análise do comportamento dinâmico do conversor, com a aplicação de degraus de carga e inversão do fluxo de potência.

6.1 PROTÓTIPO CONSTRUÍDO

Na Figura 33 é apresentado uma visão geral do protótipo do conversor CA-CC bidirecional. Objetivou-se durante a fase de desenvolvimento e execução do *layout* na redução do uso de cabos. Para cumprir essa premissa, a placa de potência incorporou os circuitos de comando para os semicondutores, os sensores de corrente e tensão e os magnéticos (indutores PFC, indutores de transferência de potência e transformador). A placa de condicionamento foi especificamente projetada para realizar o encaixe com o *kit* de desenvolvimento TMS320F28335 da *Texas Instruments*, em sua parte inferior foram posicionados os componentes de condicionamento.

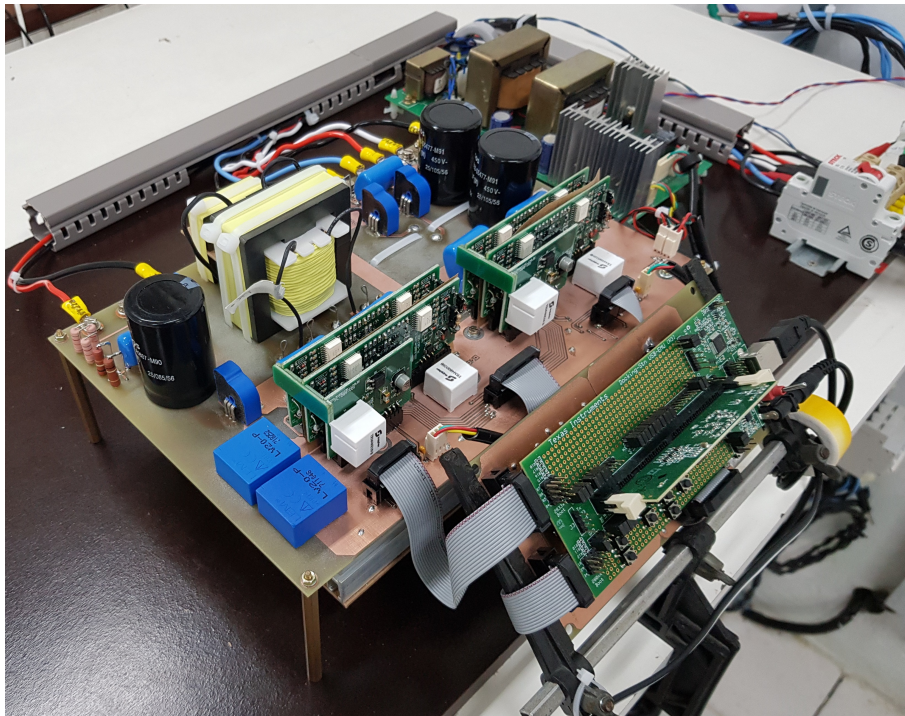
A Figura 34 mostra a placa de potência em detalhes, com dimensões (LxAxP) de 295 mmx150 mmx202 mm. A Tabela 20 apresenta os principais componentes do protótipo e suas especificações técnicas.

Tabela 20 – Especificação dos principais componentes utilizados no protótipo.

Componente	Modelo	Especificação	Qtd.
MOSFET SiC (Cree)	C2M0160120D	1200 V/19 A	4
MOSFET SiC (Rohm)	SCT3120	650 V/21 A	4
<i>Driver</i> (Supplier)	DRO100D25A	-	4
Fonte Aux. <i>Driver</i> (Supplier)	DS320-08A	-	2
Capacitores do barramento primário (Epcos)	B43503-S5477-M91	450 V/470 μ F	4
Capacitores do barramento secundário (Epcos)	B43303-A0687-M90	400 V/680 μ F	2
Sensor de corrente (LEM)	LTSR 15-NP	15 A	3
Sensor de tensão (LEM)	LV 20-P	500 V	2
Núcleos toroidais (Magmattec)	MMTS60T5715	Sendust	4
Núcleo EE (TDK)	E 42/21/15	Ferrite	1
Núcleo EE (TDK)	E 65/32/27	Ferrite	1
<i>Kit</i> DSP <i>Texas Instruments</i>	TMS320F28335	-	1
Dissipador (TCT)	KM2-250 mm	Alumínio	1

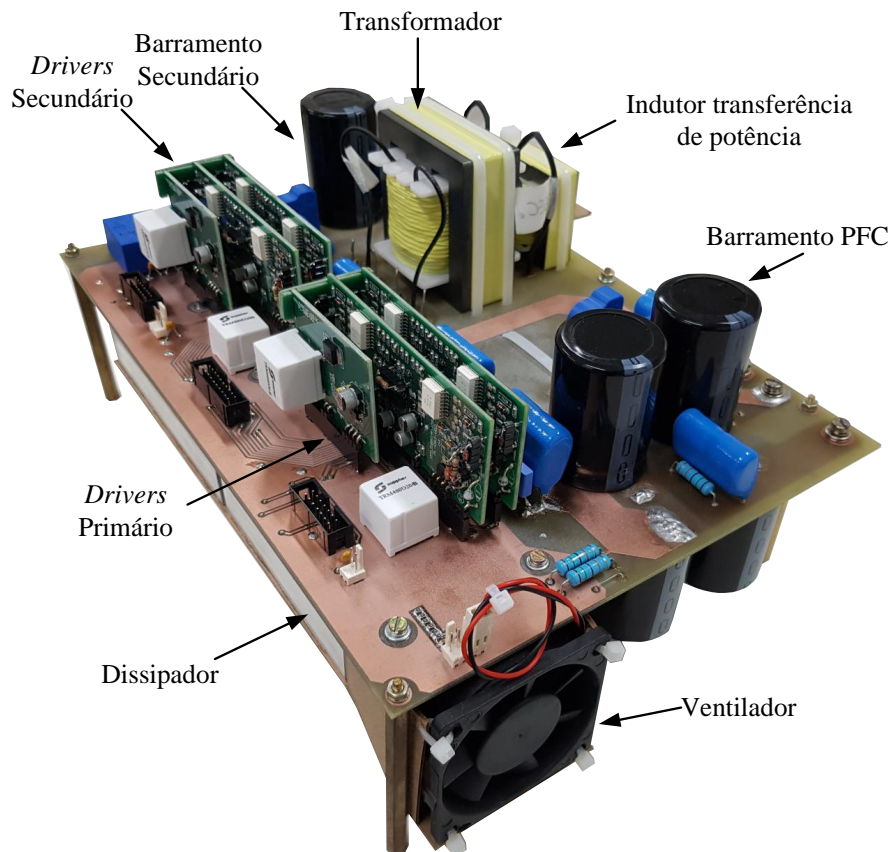
Fonte: O autor, 2019.

Figura 33 – Protótipo montado para testes.



Fonte: O autor, 2019.

Figura 34 – Placa de potência em detalhes.



Fonte: O autor, 2019.

6.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Neste t3pico, s3o apresentados os resultados experimentais do prot3tipo desenvolvido. Na Tabela 21 s3o apresentadas as especifica33es do conversor utilizadas nos ensaios. Destaca-se que, durante os testes de valida33o iniciais, encontrou-se um problema no acionamento dos interruptores SiC, 3 um fen3meno decorrente dessa tecnologia, conhecido na literatura como *false gate turn-on* (AHMED; TODD; FORSYTH, 2017). O fen3meno 3 decorrente do acionamento de um bra3o de interruptores SiC, quando o interruptor superior do bra3o 3 acionado, em fun33o da elevada derivada de acionamento, a tens3o de *gate* do interruptor inferior do bra3o acaba tendo sua tens3o aumentada na forma de uma oscila33o que dependendo da condi33o pode entrar em condu33o e produzir um curto de bra3o. Na Figura 35 3 apresentado o problema, sendo que a tens3o de *gate* do interruptor apresentou um patamar muito pr3ximo a entrar em condu33o 5,6 V.

Tabela 21 – Especifica33o do prot3tipo durante os ensaios.

Par3metro	Valor
Tens3o de entrada (v_{rd})	135 V - 60 Hz
Pot3ncia de sa3da (P_o)	550 W
Tens3o de sa3da (V_{dc2})	300 V
Tens3o barramento PFC (V_{dc1})	600 V
Frequ3ncia de comuta33o (f_s)	50 kHz

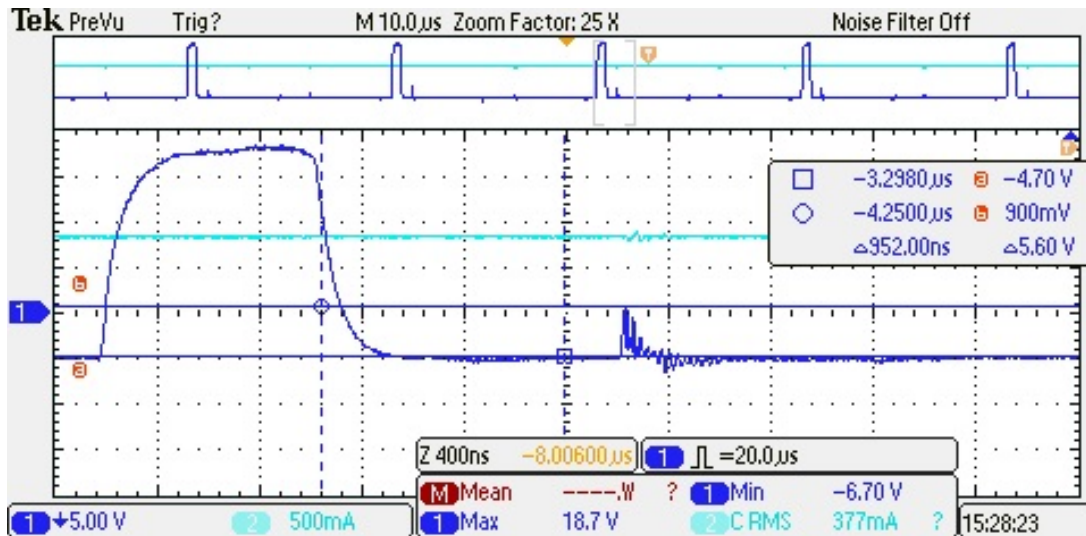
Fonte: O autor, 2019.

Para contornar em parte o problema, seguiu-se as recomenda33es do fabricante dos semicondutores (AHMED; TODD; FORSYTH, 2017), e adicionou-se um capacitor em paralelo com o *gate* e *source* do interruptor, baixando a imped3ncia e ajudando na supress3o da tens3o de gate na situa33o em que ocorre o acionamento do interruptor superior.

Em virtude dessa condi33o, optou-se por reduzir as tens3es dos barramentos prim3rio e secund3rio operando o conversor em uma faixa que n3o ofere3a riscos a integridade dos componentes. Destaca-se, que em termos dos n3veis de corrente, utilizou-se os valores nominais, validando todo o funcionamento da topologia e n3o havendo perda alguma com rela33o ao funcionamento da topologia apresentada.

Na sequ3ncia 3 apresentado o funcionamento do circuito de sincronismo PLL, que foi implementado no microcontrolador. Para ter acesso a vari3vel de posi33o angular θ , utilizou-se uma sa3da PWM para emular um conversor DAC (conversor digital-anal3gico) utilizando um filtro *RC* passa-baixas em sua sa3da. Na Figura 35 s3o apresentadas as formas de onda da tens3o de fase da rede e a forma de onda que representa o valor do 3ngulo θ ap3s ser filtrado. O sistema encontra-se em regime permanente (tens3o eficaz de fase de 220 V e frequ3ncia de 60 Hz). O resultado 3 satisfat3rio, sendo que o pequeno

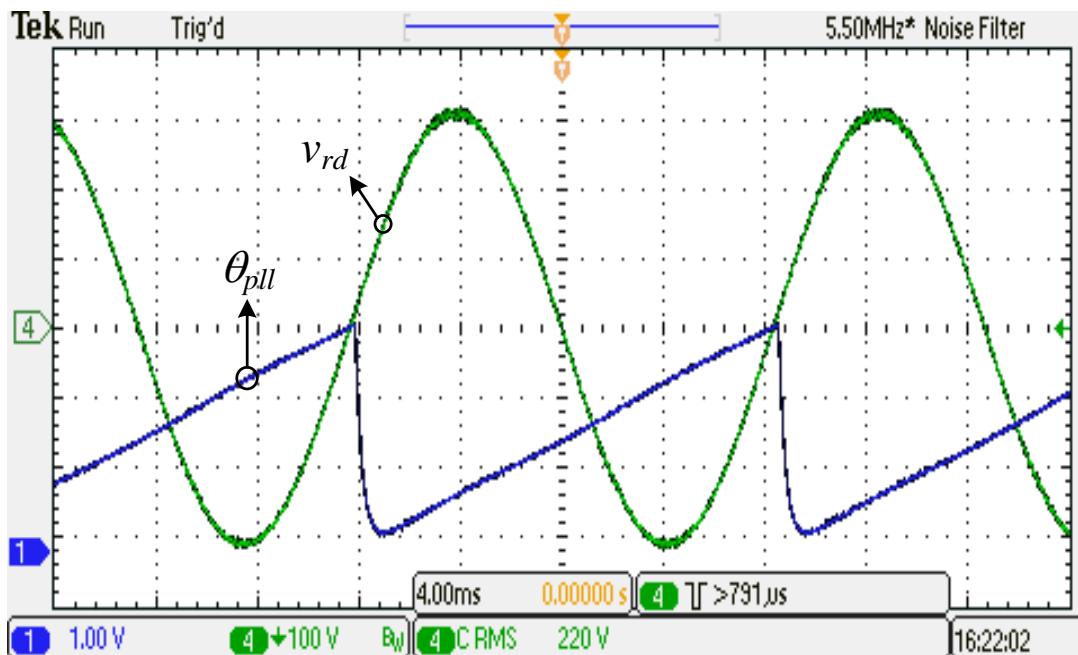
Figura 35 – *False gate turn-on* da tensão de V_{gs} do interruptor inferior de um dos braços.



Fonte: O autor, 2019.

atraso entre a forma de onda do ângulo e da tensão é inerente ao filtro utilizado para fazer esta conversão, aos filtros nas leituras de tensão e ao tempo de processamento digital.

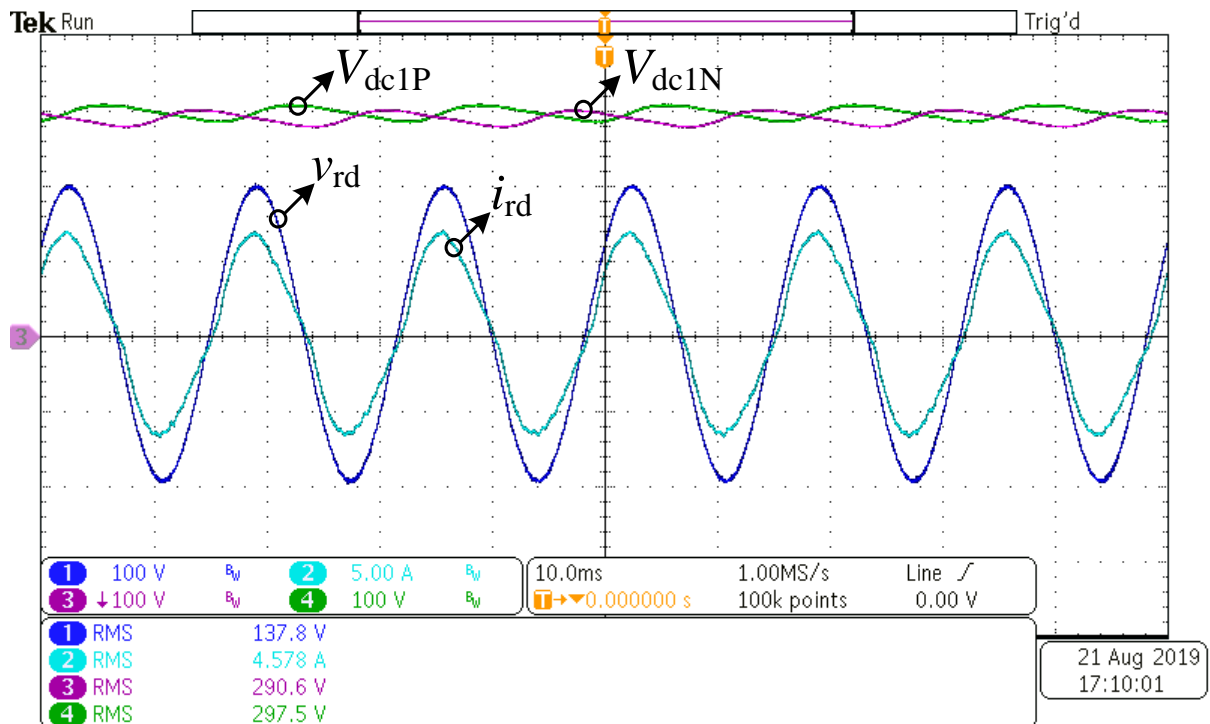
Figura 36 – Validação do algoritmo de sincronismo PLL.



Fonte: O autor, 2019.

A Figura 37 apresenta as principais formas de onda do retificador PFC monofásico. O conversor opera com alto fator de potência ($FP = 0,995$) e baixa distorção da corrente drenada da fonte de alimentação $THD_i = 8,72\%$. As tensões dos barramentos positivo e negativo estão reguladas e equilibradas em torno de 300 V, bem como apresentando a ondulação característica de 120 Hz, típica da estrutura monofásica.

Figura 37 – Resultado experimental: Formas de onda da tensão e corrente de entrada e das tensões positiva e negativa do barramento PFC, para operação em regime permanente.



Fonte: O autor, 2019.

A Figura 38 apresenta as principais variáveis relacionadas a qualidade da energia consumida da rede elétrica pelo conversor. O espectro das harmônicas de ordem ímpar da corrente drenada são mais representativas na terceira, quinta e sétima ordem, que possuem amplitudes iguais a 8,03%, 2,42% e 1,29%, respectivamente (as amplitudes das harmônicas são calculadas em função da amplitude da fundamental). Embora, a tensão tenha pouco conteúdo harmônico, mesmo que a amplitude seja baixa, a corrente destas harmônicas é elevada pois a impedância da rede é baixa.

A corrente de entrada se divide igualmente entre os dois indutores que formam o retificador *interleaved*. Na Figura 39, apresentam-se as correntes em cada indutor de entrada i_{Lin1} e i_{Lin2} , sendo que os valores eficazes das correntes são 2,348 A e 2,360 A, respectivamente. Destaca-se, que o formato das correntes são muito semelhantes, suas diferenças são principalmente decorrentes das diferenças paramétricas existentes desde a geração dos pulsos pelo microcontrolador até o acionamento no próprio interruptor.

Outro ensaio realizado é apresentado na Figura 40, onde buscou verificar se as correntes nos ramos dos indutores estavam adequadamente defasadas em 180°. Observa-se nesta figura que as correntes possuem a defasagem e que a corrente total de entrada possui uma oscilação de alta frequência correspondente ao dobro da frequência de comutação do conversor, comprovando a técnica de *interleaving*. Além disso, a ondulação máxima de

Figura 38 – Resultado experimental: Qualidade de energia e taxa de distorção harmônica da corrente de entrada.

Qualidade de Potência					
	Valor	Média	Mín.	Máx.	Desv.Pad
RMS V	136.8 V	134.8	133.6	136.8	1.553
Fator de Crista V	1.464	1.466	1.459	1.473	3.190m
Frequência	60.01 Hz	60.02	59.67	60.23	98.80m
RMS I	4.334 A	4.456	4.332	4.543	94.98m
Fator de Crista I	1.514	1.521	1.511	1.536	6.013m
Potência Real	590.1 W	597.8	589.4	604.1	6.044
Potência Aparente	592.9 VA	600.6	592.3	606.8	5.924
Potência Reativa	57.37 VAR	56.84	55.55	58.27	600.8m
Fator de Pot. Real	995.3m	995.5m	995.2m	995.8m	155.3μ
Ângulo de Fase	5.553 °	5.459	5.016	5.903	173.6m

Harmônicas				
THD-F	8.72 %			
THD-R	8.69 %			
RMS	4.54 A			
	Freq.	Mag	Mag	Fase
	(Hz)	(%)	RMS (A)	(°)
1	60.00	100	4.52	0.000
3	180.0	8.03	363m	-115.6
5	300.0	2.42	109m	-138.5
7	420.0	1.29	58.1m	-170.3
9	540.0	587m	26.5m	124.1
11	660.0	55.1m	2.49m	40.32
13	780.0	96.5m	4.36m	31.97
15	900.0	403m	18.2m	-7.218
17	1.020k	226m	10.2m	-24.17
19	1.140k	309m	13.9m	-26.84

Use o menu 'Display' para selecionar um harmônico

Fonte: O autor, 2019.

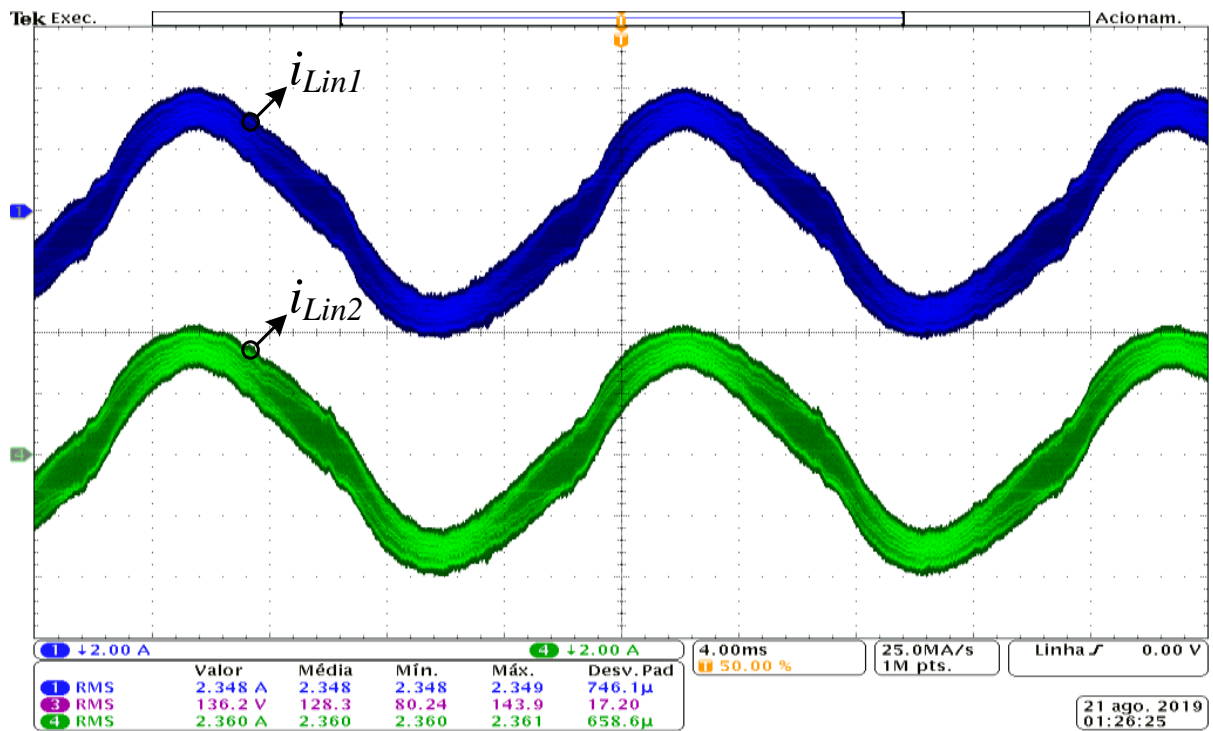
corrente nos indutores foi de 1,64 A.

Após a validação do retificador PFC, são apresentadas as principais formas de onda com relação a entrada (lado CA) e saída (lado CC) do conversor. A Figura 41 mostra a entrada do lado da rede com a correção do fator de potência e a tensão e corrente de saída. A tensão do lado secundário se mostrou estável e com uma reduzida ondulação em baixa frequência de 7,6 V.

A envoltória da corrente através do indutor L_s é apresentada na Figura 42, sendo que para esse caso o conversor estava operando com ângulo *phase-shift* fixo de 15°, que corresponde ao valor de potência de 500 W realizado nos ensaios.

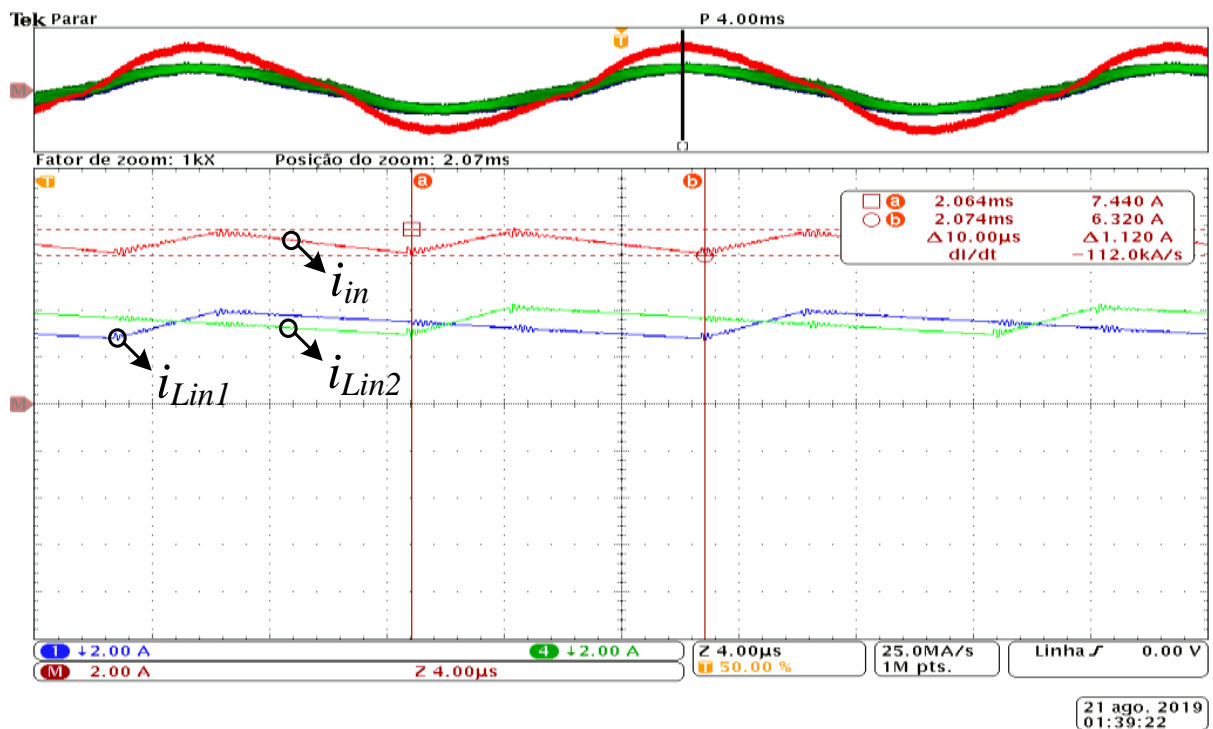
Na Figura 43, são apresentadas as formas de onda das tensões nas pontes dos lados primário V_{AB} e secundário V_{CD} , assim como a corrente no indutor de transferência de potência i_{L_s} para diferentes pontos da tensão de entrada v_{rd} e com o conversor operando no modo retificador, com o ângulo δ sempre positivo.

Figura 39 – Resultado experimental: Formas de onda das correntes nos indutores L_{in1} e L_{in2} .



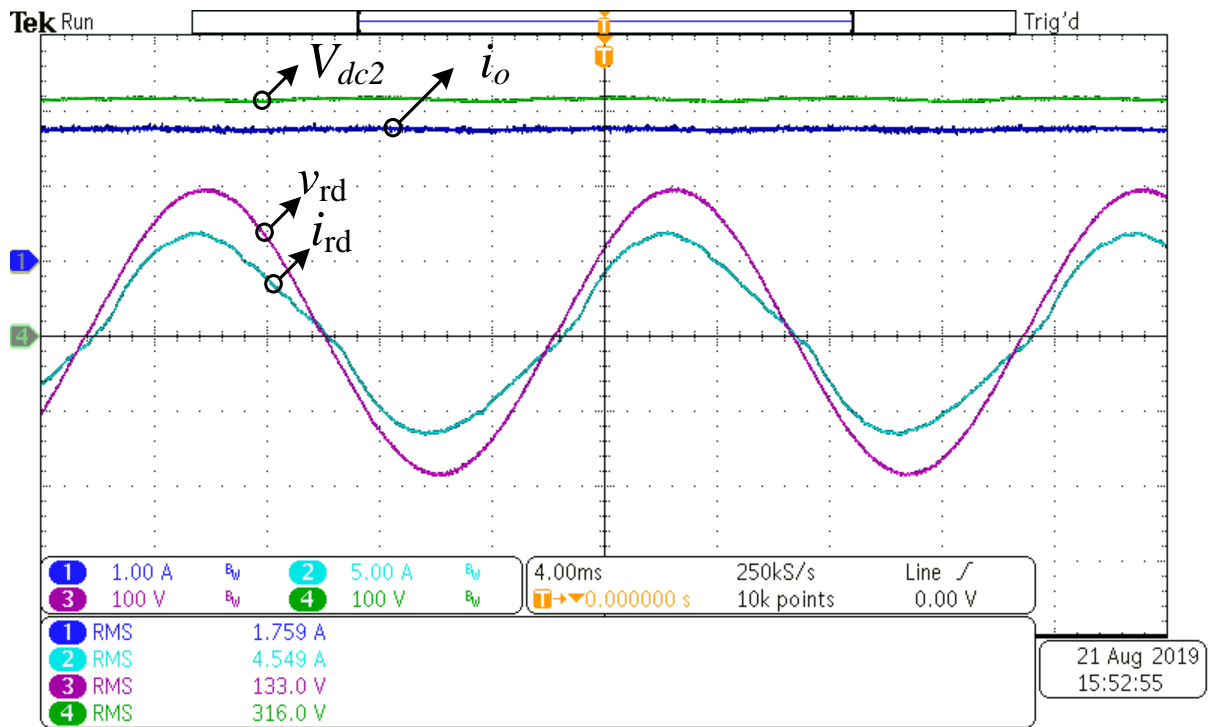
Fonte: O autor, 2019.

Figura 40 – Resultado experimental: Detalhe das correntes dos indutores *interleaving* e da corrente total.



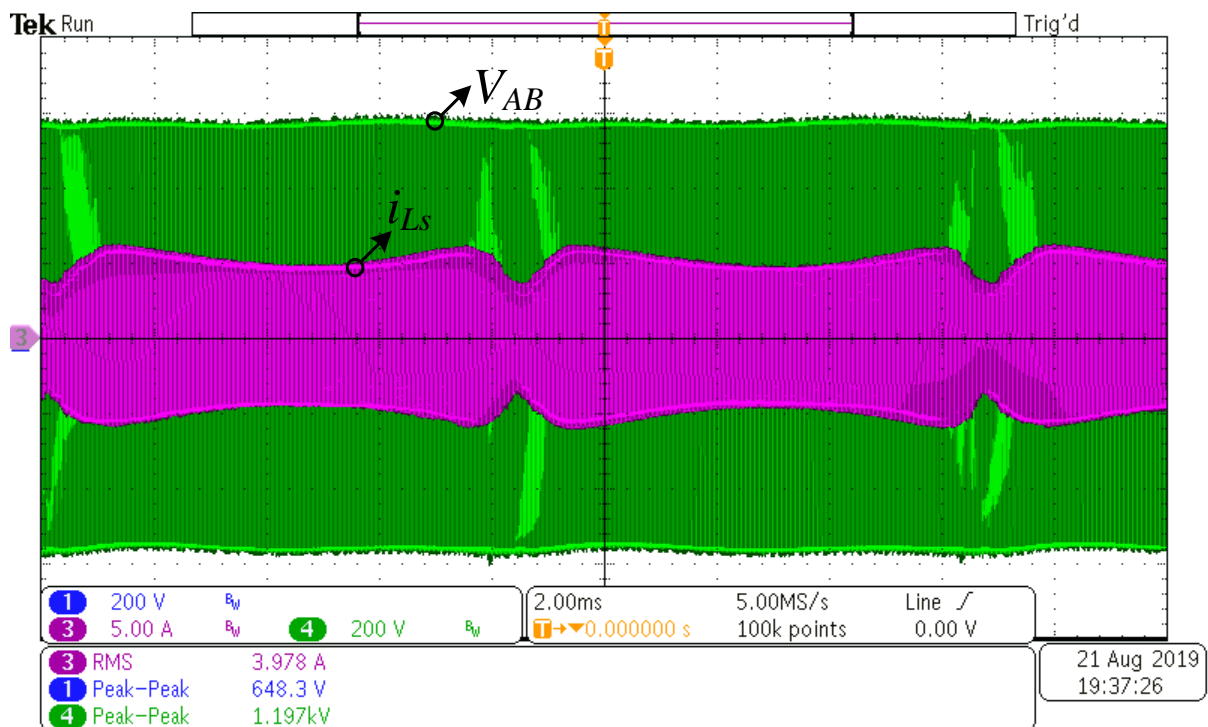
Fonte: O autor, 2019.

Figura 41 – Resultado experimental: Tensão e corrente de entrada PFC e tensão e corrente de saída.



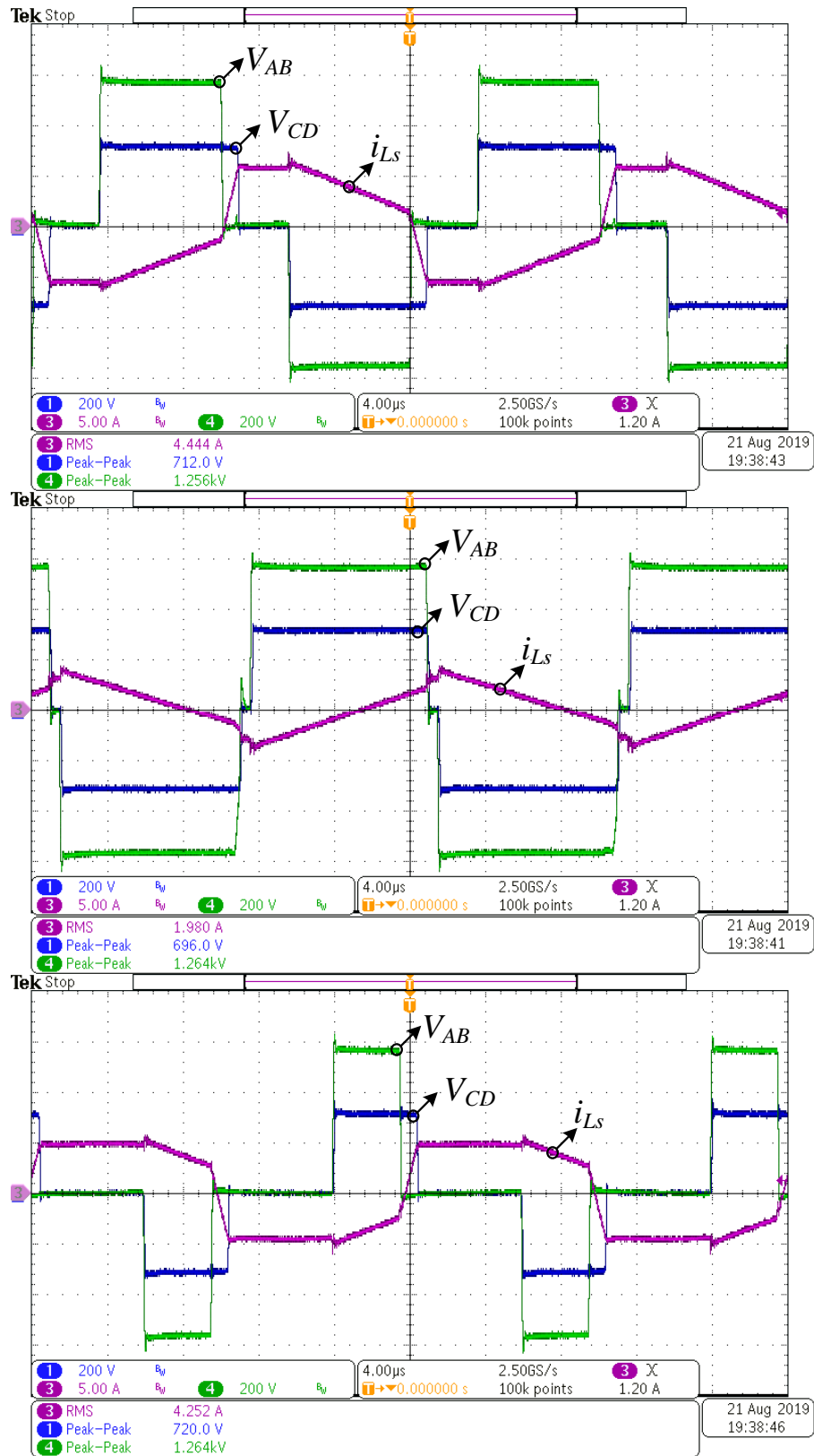
Fonte: O autor, 2019.

Figura 42 – Resultado experimental: Envoltória da corrente no indutor L_s .



Fonte: O autor, 2019.

Figura 43 – Resultado experimental: Detalhe das tensões nas pontes dos lados primário e secundário e corrente no indutor L_s para diferentes pontos da tensão de entrada v_{rd} .

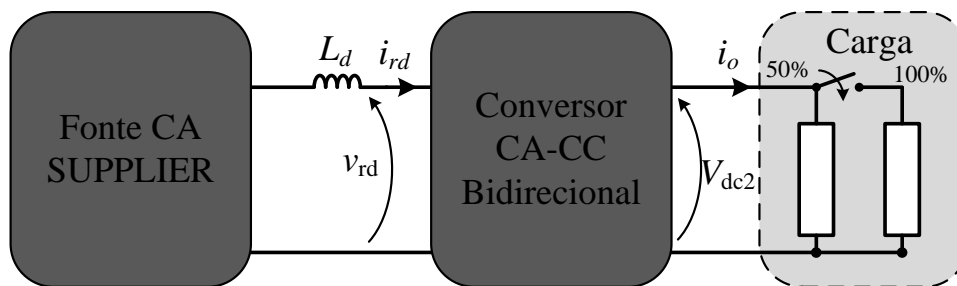


Fonte: O autor, 2019.

6.2.1 Operação em regime transitório

Após a validação da operação do protótipo em condições de regime, tem-se na sequência a análise dinâmica, na qual são aplicados degraus de carga e analisadas as respostas dos controladores de tensão e corrente. A Figura 44 apresenta o *setup* do teste realizado durante os degraus de carga. Utilizou-se uma fonte CA da empresa SUPPLIER para alimentar o conversor no lado CA, sendo conectada através de uma impedância indutiva para desacoplar os dois circuitos. No lado secundário, ajustou-se uma associação de cargas resistivas capazes de realizar a variação da potência de 100% para 50%, ou vice-versa.

Figura 44 – Configuração para a operação de degraus de carga no conversor.



Fonte: O autor, 2019.

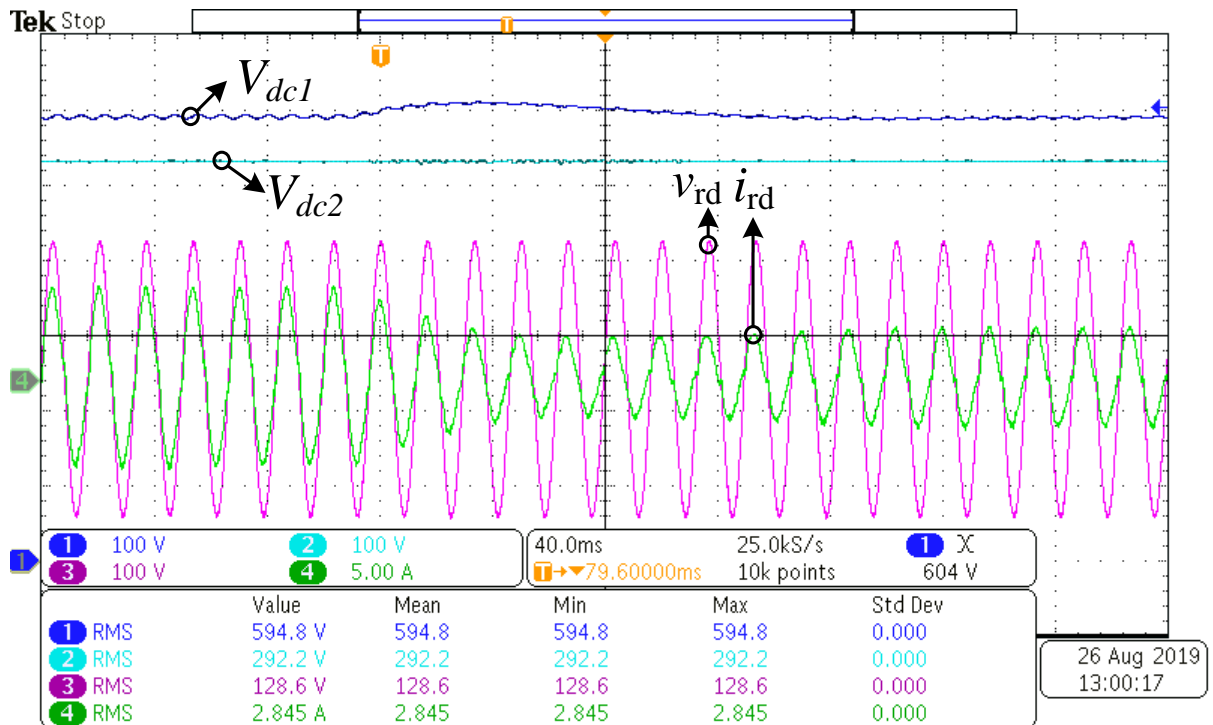
Na Figura 45 pode ser visto o degrau de carga de 100% para 50% da potência nominal. O barramento do primário, apresentou um sobressinal de 35 V, com tempo de acomodação de 0,13 s. Além disso, os capacitores permaneceram equilibrados durante todo o ensaio. O controlador de tensão do secundário apresentou uma dinâmica muito rápida em função de sua frequência de corte, não sendo visível nenhum sobressinal.

Na Figura 46 pode ser visto o ensaio dinâmico realizado para um degrau de carga de 50% para 100% da potência nominal. Pode se observar que a corrente de entrada possui pico máximo de 7,1 A. O barramento do lado primário sofre um afundamento de 30 V, com um tempo de acomodação de 0,14 s. Além disso, não verificou-se variação na tensão de saída em função da rápida dinâmica do controlador projetado.

O ensaio de inversão de fluxo foi realizado seguindo o *setup* mostrado na Figura 47. Utilizou-se um auto-transformador variável para alimentar o protótipo e uma fonte CC da empresa Magna-Power em paralelo com o barramento secundário do conversor. O teste de inversão do fluxo de energia é realizado quando a tensão da fonte aumenta e consequentemente sua corrente i_{vs} também. A carga resistiva começa a receber corrente da fonte e a medida que esse valor aumenta a demanda de corrente do conversor começa a reduzir. Quando a corrente i_{vs} for maior que a corrente de carga i_o , o ângulo *phase-shift* δ inverte seu sentido, assim como a corrente de entrada i_{rd} e a corrente de saída i_o .

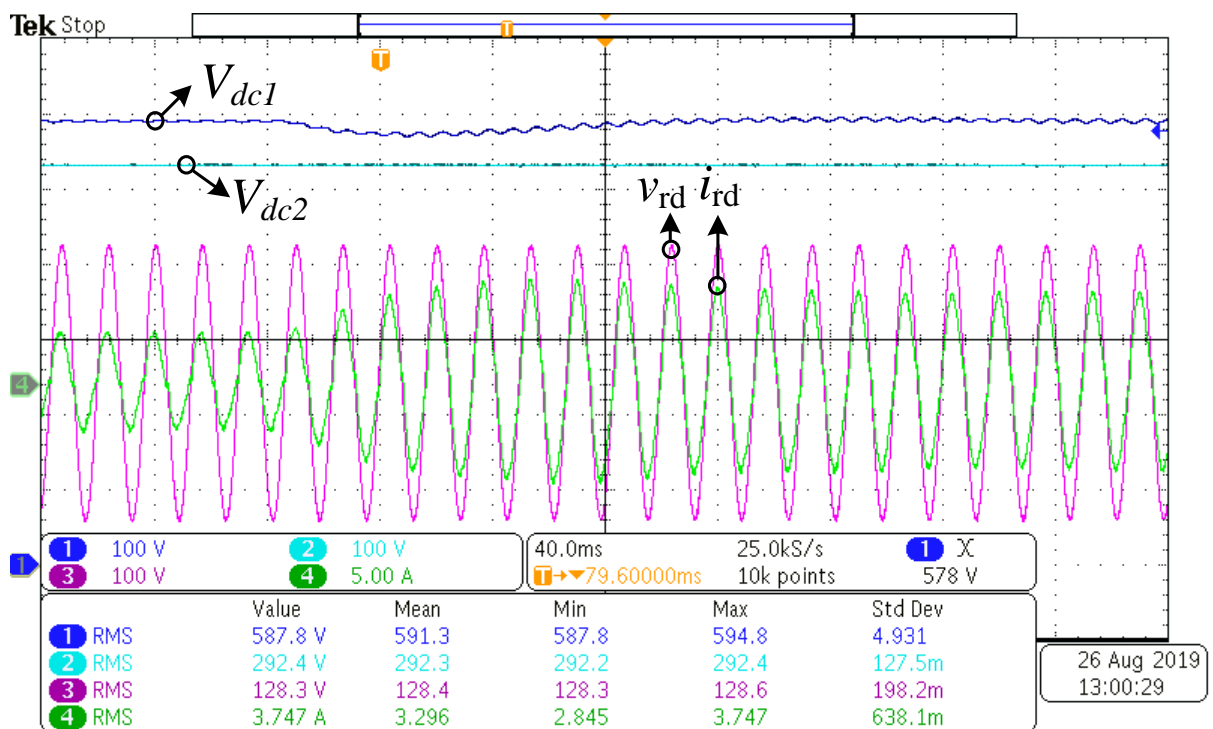
Para validar a característica de bidirecionalidade de fluxo de potência inerente

Figura 45 – Resultado experimental: Degrau de carga de 100% para 50% em modo retificador.



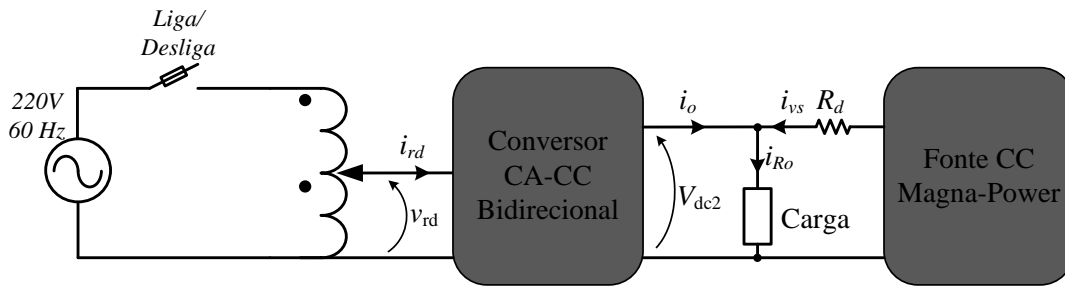
Fonte: O autor, 2019.

Figura 46 – Resultado experimental: Degrau de carga de 50% para 100% em modo retificador.



Fonte: O autor, 2019.

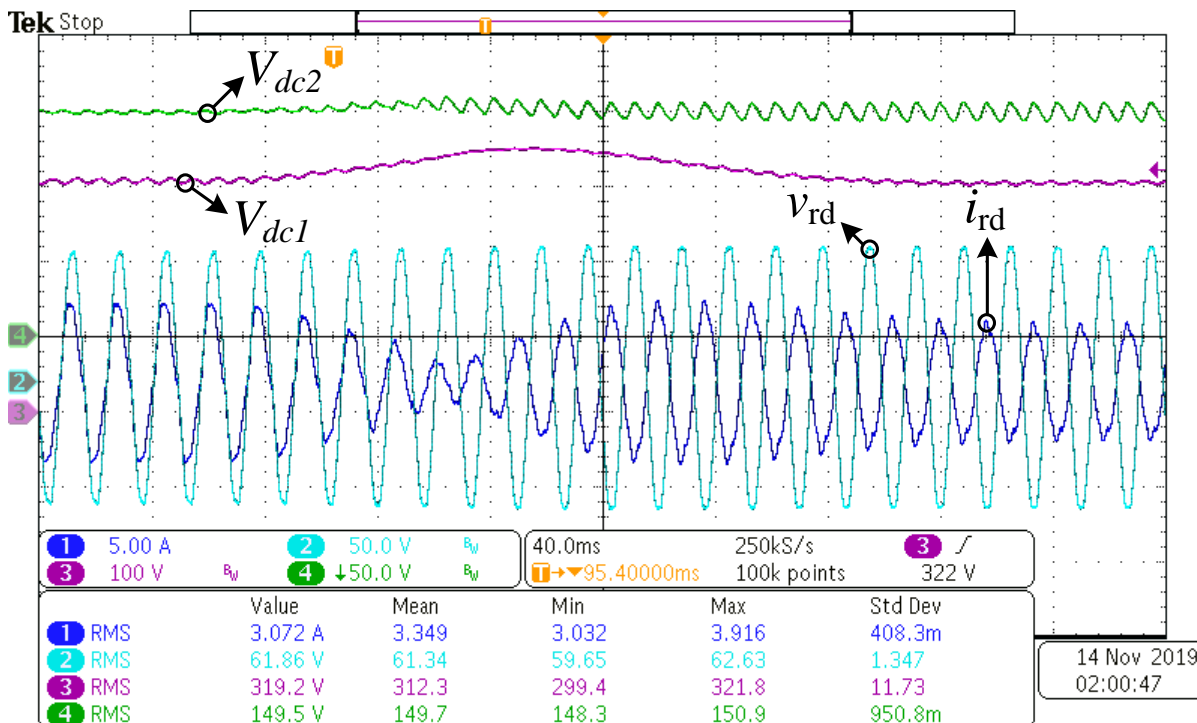
Figura 47 – Configuração para a operação de inversão do fluxo de potência do conversor.



Fonte: O autor, 2019.

ao conversor, são realizados alguns ensaios em que se inverte o fluxo de potência. Na Figura 48, apresenta-se a condição do conversor operando retificador, drenando 200 W da rede. Após um período, conecta-se a fonte CC ao barramento secundário e a própria fonte supri a potência da carga e faz com que o conversor injete na rede os mesmos 200 W. Percebe-se um sobressinal de 42 V no barramento primário, com tempo de resposta do controlador de 0,15 s. O controlador de tensão do barramentos secundário apresentou uma resposta mais rápida, em torno de 50 ms, com sobressinal de 12 V.

Figura 48 – Resultado experimental: Inversão do fluxo de potência (modo retificador para modo inversor).

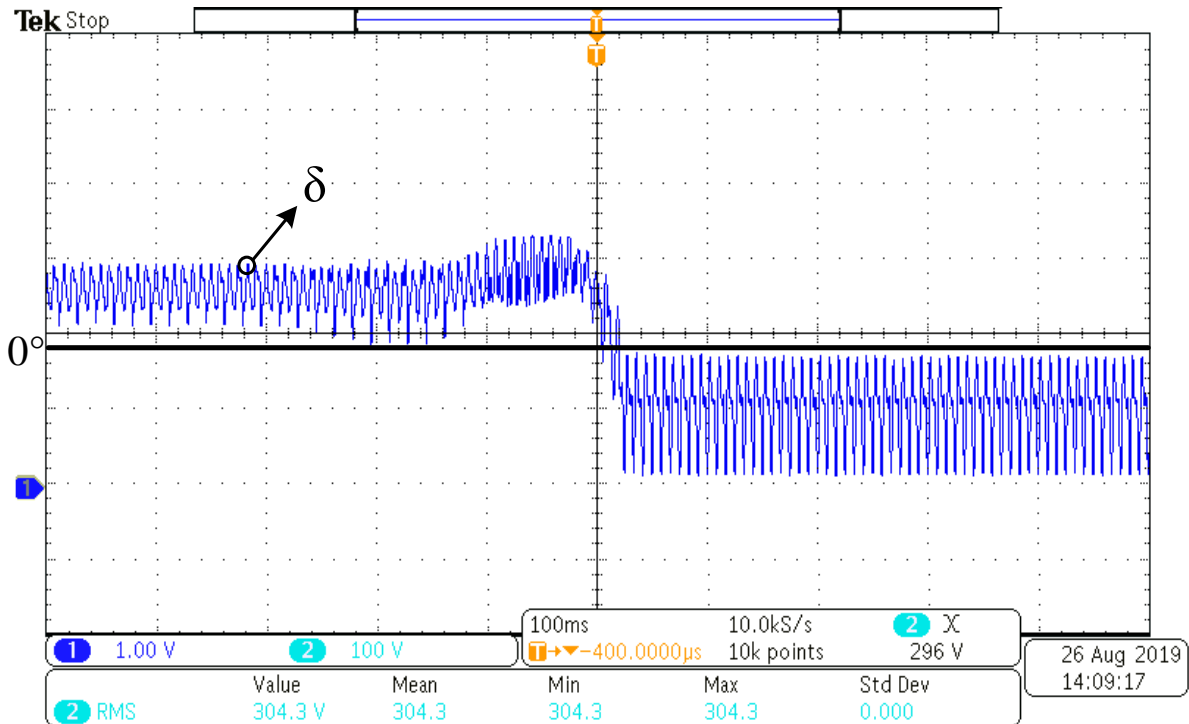


Fonte: O autor, 2019.

Na Figura 49, é apresentada a variação do ângulo *phase-shift* durante a inversão do fluxo de potência. Percebe-se que o ângulo δ , no modo de operação retificador, apresenta

valores positivos. No momento da inversão do fluxo, ele passa a apresentar valores negativos, comprovando a relação da bidirecionalidade com o *phase-shift*.

Figura 49 – Resultado experimental: Variação do ângulo *phase-shift* durante inversão do fluxo de potência (modo retificador para modo inversor).



Fonte: O autor, 2019.

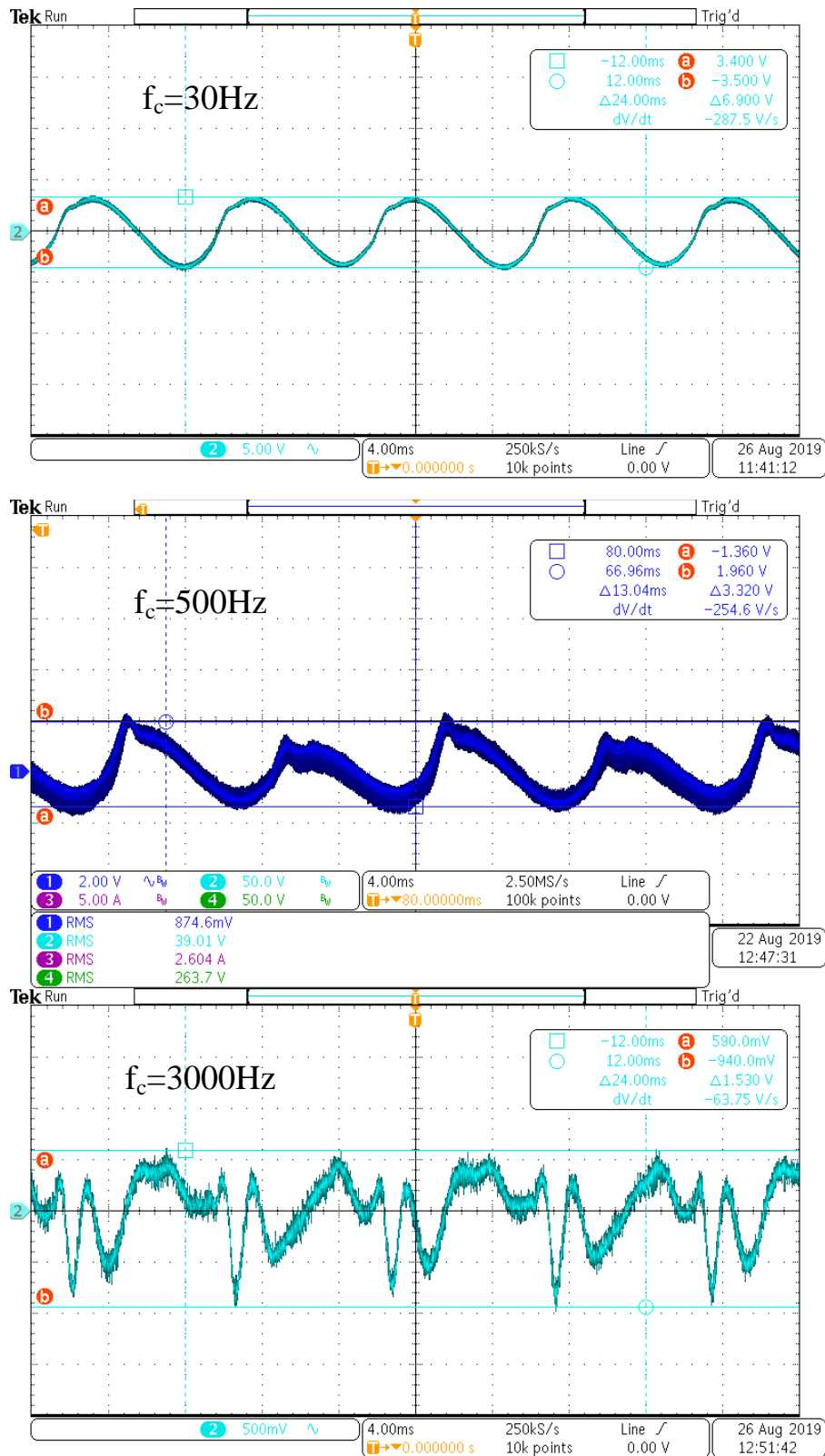
A última análise do conversor consiste na avaliação de ondulação em baixa frequência da tensão de saída (V_{dc2}). Realizou-se uma variação paramétrica da frequência de cruzamento do controlador da tensão de saída do conversor, os valores experimentados foram $f_c = 30$ Hz, $f_c = 500$ Hz e $f_c = 3$ kHz. Conclui-se que, o aumento na velocidade do controlador faz com que o mesmo tente compensar a pulsação de potência vinda do lado primário, a ação de controle faz isso variando o ângulo conforme a envoltória apresentada na Figura 19.

6.2.2 Rendimento do conversor

O rendimento do conversor foi obtido através da medição de tensão e corrente na entrada e saída do conversor, sem contabilizar a fonte auxiliar de alimentação dos circuitos auxiliares. Destaca-se que o rendimento foi obtido até a potência de 700 W, representando 70% da potência nominal, nessa condição o rendimento obtido foi de 89,522%. A curva de rendimento experimental é apresentada na Figura 51.

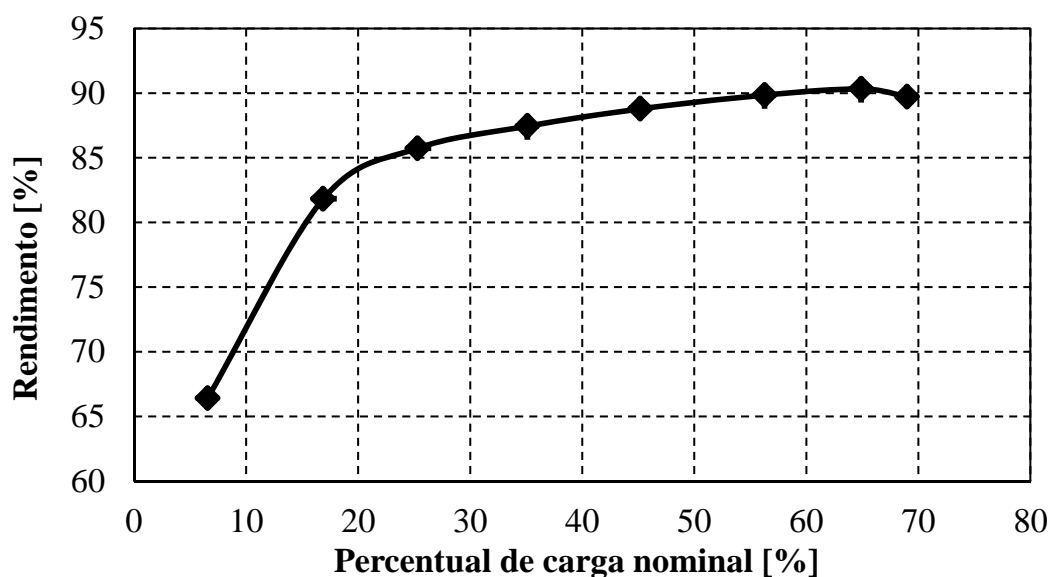
A Figura 52 apresenta os pontos medidos no ensaio de fator de potência, onde verifica-se que o protótipo construído opera com um fator de potência muito próximo da unidade. Percebe-se que a diminuição da carga está diretamente ligada a redução do FP.

Figura 50 – Resultado experimental: Ondulação da tensão de saída para diferentes frequências de cruzamentos do controle de tensão.



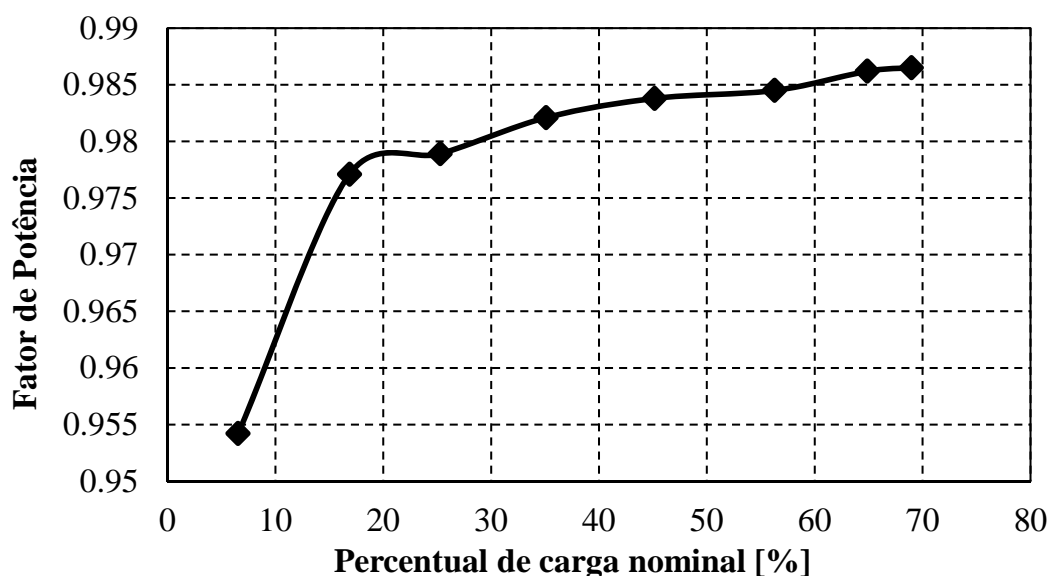
Fonte: O autor, 2019.

Figura 51 – Resultados experimentais: Curva de rendimento para degraus de potência.



Fonte: O autor, 2019.

Figura 52 – Resultados experimentais: Fator de potência obtido com a variação da carga.



Fonte: O autor, 2019.

6.3 CONCLUSÃO

Neste capítulo foi apresentado a verificação experimental da topologia estudada. Também foram realizadas as análises de rendimento, conteúdo harmônico e transferência de potência. Os ensaios foram realizados com uma potencia de saída equivalente a aproximadamente 55% da nominal, decorrentes do efeito de *false gate turn-on*. A redução de potência não comprometeu a validação do protótipo, tendo sido obtidos resultados coerentes com o equacionamento e forma de onda analíticas previamente apresentadas.

Foram realizados diferentes ensaios no conversor, iniciando com a validação dos

circuitos de condicionamento e de potência. Na sequência, implementou-se gradativamente as malhas de controle, de modo a validar a operação do conversor em regime permanente. Nesta etapa, confirmou-se a correção do fator de potência do conversor (0,995) e corrente drenada da rede com baixa distorção harmônica.

Ao final, avaliou-se o desempenho dinâmico do conversor em degraus de carga e inversão do fluxo de potência. O conversor apresentou um comportamento amortecido, com pouco mais de 10% de sobretensão/subtensão do barramento e restabelecimento total em aproximadamente 0,15 s.

7 CONCLUSÕES GERAIS

Este trabalho apresentou o estudo de um conversor CA-CC monofásico bidirecional de único estágio com correção de fator de potência e isolado em alta frequência. A topologia estudada é obtida da integração de dois conversores, compartilhando os mesmos braços de interruptores. A primeira é baseada na técnica de *interleaving* de retificadores meia-ponte, associado a estes, integra-se um circuito que opera de maneira similar ao conversor *dual active bridge* (DAB).

No lado da rede CA, é conectado o retificador *interleaved* cuja estrutura de controle é responsável por garantir elevado fator de potência e corrente com reduzido conteúdo harmônico. No lado secundário, utiliza-se a técnica de *phase-shift*, em que varia-se a defasagem das portadoras visando o controle do fluxo de potência. De modo geral, a proposta utilizou duas estruturas de conversores bastante estudadas na literatura e uniu suas características, resultando em um conversor de um único estágio.

As motivações para escolha do tema residiram na grande expectativa de crescimento do número de veículos elétricos no âmbito global. A aceitação dos EVs está condicionada a suplantação de três obstáculos, sendo eles: elevado custo das baterias, tempo de vida (degradação) e carregamento (infraestrutura). Este trabalho, buscou contribuir para o último item, propondo um topologia capaz de ser aplicada em carregadores veiculares embarcados no veículo elétrico.

Uma grande vantagem do conversor estudado é o fato de existir uma independência entre os controles do lado primário e secundário. No lado primário, utiliza-se a forma clássica de correção do fator de potência, na qual os controladores da tensão total e diferencial do barramento, em conjunto com o controle da corrente de entrada garantem corrente de entrada senoidal e em fase com a tensão da rede. No lado secundário, o controlador de tensão de saída é responsável pelo controle do fluxo de potência entre rede-carga ou vice-versa. Além disso, esse controlador foi projetado com uma frequência de cruzamento elevada, objetivando reduzir a ondulação em baixa frequência da tensão de saída do conversor e consequentemente permitindo redução de capacitores eletrolíticos no barramento.

Na implementação do protótipo foram encontrados alguns problemas referentes aos *drivers* utilizados para o acionamento dos MOSFETS SiC, observou-se um fenômeno tratado na literatura como *false gate turn-on*. Em função desse problema, optou-se por reduzir a potência de ensaios do conversor para 500 W. Mesmo com esse *derating* de potência, conseguiu-se validar os resultados experimentais satisfatoriamente, assim como, a metodologia de projeto utilizada para definir os componentes do conversor. Durante os ensaios, pode-se comprovar um excelente comportamento do conversor em situações de degraus de carga e inversão do fluxo de energia, com sobressinais menores que 15%

do valor nominal de tensão do barramento e tempo de acomodação na faixa de 0,15 s. Encontrou-se um rendimento teórico muito próximo do experimental, muito embora tenha sido calculado levando em consideração a potência nominal do conversor.

Como trabalhos futuros, propõem-se os seguintes temas:

- Estudo do conversor operando como uma topologia multiportas;
- Análise de comutação suave nos interruptores do conversor;
- Aplicação do conversor como carregador de baterias, realizando algum método de carga;
- Desenvolvimento de uma topologia trifásica, baseada nos mesmos princípios de operação do conversor proposto.

REFERÊNCIAS

- ABNT. *NBR/IEC 61851-1: Sistema de recarga condutiva para veículos elétricos*. [S.l.], 2013. Citado na página 32.
- AHMED, M. R.; TODD, R.; FORSYTH, A. J. Predicting sic mosfet behavior under hard-switching, soft-switching, and false turn-on conditions. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 64, n. 11, p. 9001–9011, Nov 2017. ISSN 0278-0046. Citado na página 93.
- BARBI, I. *Projeto de fontes chaveadas*. Edição do autor. [S.l.]: UFSC, 2007. Citado 4 vezes nas páginas 58, 59, 84 e 131.
- BARRETO, L. H. S. C. et al. An interleaved-stage ac–dc modular cascaded multilevel converter as a solution for mv railway applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 65, n. 4, p. 3008–3016, April 2018. ISSN 0278-0046. Citado 2 vezes nas páginas 36 e 37.
- BATSCHAUER, A. L. *Inversor multiníveis híbrido trifásico baseado em módulos meia-ponte*. Tese (Doutorado) — UFSC, 2011. Citado na página 59.
- BIANCHIN, C. G. *Retificador trifásico isolado em alta frequência para carregamento rápido de baterias de veículos elétricos*. 1-8 p. Tese (Doutorado) — UTFPR, Nov 2016. Citado na página 37.
- BLOOMBERG. *New Energy Outlook 2019*. [S.l.], 2019. Disponível em: <<https://bnf.turtl.co/story/neo2019?teaser=true>>. Citado 2 vezes nas páginas 25 e 26.
- BRASIL. Medida provisória n° 843 de 2018 - programa rota 2030: Estabelece requisitos obrigatórios para a comercialização de veículos no brasil, institui o programa rota 2030. *Presidência da República*, 2018. Citado na página 29.
- BUSO, P. M. S. *Digital Control in Power Electronics: Second Edition*. MORGAN & CLAYPOOL, 2015. ISBN 1627057536. Disponível em: <https://www.ebook.de/de/product/24273431/simone_buso_paolo_mattavelli_digital_control_in_power_electronics_second_edition.html>. Citado na página 83.
- CASANELLAS, F. Losses in pwm inverters using igbts. *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, v. 141, n. 5, p. 235–239, Sep. 1994. Citado na página 60.
- CHAKRABORTY, S.; CHATTOPADHYAY, S. Analysis and comparison of voltage-source and current-source asymmetric dual-active half-bridge converters. In: *2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 2072–2079. ISSN 2329-3721. Citado na página 35.
- CHAN, C. C. The state of the art of electric, hybrid, and fuel cell vehicles. *Proceedings of the IEEE*, v. 95, n. 4, p. 704–718, April 2007. ISSN 0018-9219. Citado na página 31.
- DANESHPAJOOH, H.; BAKHSHAI, A.; JAIN, P. Design of dc-dc converter with phase shift and duty cycle control for full range soft switching. In: *2011 IEEE 33rd International Telecommunications Energy Conference (INTELEC)*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1–6. ISSN 2158-5210. Citado na página 44.

DONCKER, R. W. A. A. D.; DIVAN, D. M.; KHERALUWALA, M. H. A three-phase soft-switched high-power-density dc/dc converter for high-power applications. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 27, n. 1, p. 63–73, Jan 1991. ISSN 0093-9994. Citado na página 47.

DROFENIK, U.; KOLAR, J. W. A general scheme for calculating switching- and conduction-losses of power semiconductors in numerical circuit simulations of power electronic systems. In: *in Proc. of the 2005 International Power Electronics Conf. (IPEC'05)*. [S.l.: s.n.], 2005. p. 4–88686. Citado 2 vezes nas páginas 59 e 60.

DUMORTIER, J. et al. Effects of providing total cost of ownership information on consumers' intent to purchase a hybrid or plug-in electric vehicle. *Transportation Research Part A: Policy and Practice*, Elsevier BV, v. 72, p. 71–86, feb 2015. Citado na página 26.

ELECTROLYTIC capacitors application guide. [S.l.], 2001. Citado na página 66.

ERB, D. C.; ONAR, O. C.; KHALIGH, A. Bi-directional charging topologies for plug-in hybrid electric vehicles. In: *2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 2066–2072. ISSN 1048-2334. Citado na página 34.

ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. *Fundamentals of Power Electronics*. 2ed. ed. [S.l.]: Springer, 2001. Citado 3 vezes nas páginas 45, 76 e 80.

FONTAÍNHAS, J.; CUNHA, J.; FERREIRA, P. Is investing in an electric car worthwhile from a consumers' perspective? *Energy*, Elsevier BV, v. 115, p. 1459–1477, nov 2016. Citado na página 26.

FONTES, F. A. de S. *Sistematização de Iniciativas de Mobilidade Elétrica no Brasil*. [S.l.], 2018. Disponível em: <http://www.ipdeletron.org.br/wwwroot/pdf-publicacoes/55/Sistematizacao_de_Iniciativas_de_Mobilidade_Eletrica_no_Brasil.pdf>. Citado 2 vezes nas páginas 29 e 30.

HABIB, S. et al. A comparative study of electric vehicles concerning charging infrastructure and power levels. In: *2017 International Conference on Frontiers of Information Technology (FIT)*. [S.l.: s.n.], 2017. p. 327–332. Citado na página 32.

HABIB, S. et al. A study of implemented international standards and infrastructural system for electric vehicles. In: *2018 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1783–1788. Citado na página 32.

IEA. *Global EV Outlook 2019*. [S.l.], 2019. Disponível em: <www.iea.org/publications/reports/globalevoutlook2019/>. Citado 2 vezes nas páginas 29 e 30.

JUNIOR, S. L. B. *Conversor cc-cc boost-flyback com divisão de esforços de corrente no estágio de entrada*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Catarina, 2017. Citado na página 25.

KAZIMIERCZUK. *High-Frequency*. John Wiley & Sons, 2014. ISBN 1118717791. Disponível em: <https://www.ebook.de/de/product/20997552/kazimierczuk_high_frequency_2e.html>. Citado 2 vezes nas páginas 119 e 125.

- KEMPTON, W.; TOMIĆ, J. Vehicle-to-grid power implementation: From stabilizing the grid to supporting large-scale renewable energy. *Journal of Power Sources*, Elsevier BV, v. 144, n. 1, p. 280–294, jun 2005. Citado na página 26.
- KHALIGH, A.; D’ANTONIO, M. Global trends in high-power on-board chargers for electric vehicles. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, v. 68, n. 4, p. 3306–3324, April 2019. ISSN 0018-9545. Citado 4 vezes nas páginas 29, 33, 34 e 63.
- KIRSTEN, A. L. et al. Phase-shift design methodology for the dab converter. *Eletrônica de Potência*, Associação Brasileira de Eletrônica de Potência SOBRAEP, v. 19, n. 3, p. 231–240, aug 2014. Citado na página 69.
- KUMAR, S.; USMAN, A. A review of converter topologies for battery charging applications in plug-in hybrid electric vehicles. In: *2018 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS)*. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1–9. ISSN 2576-702X. Citado na página 34.
- LIU, C. et al. Opportunities and challenges of vehicle-to-home, vehicle-to-vehicle, and vehicle-to-grid technologies. *Proceedings of the IEEE*, v. 101, n. 11, p. 2409–2427, Nov 2013. ISSN 0018-9219. Citado na página 25.
- LIU, C. et al. Opportunities and challenges of vehicle-to-home, vehicle-to-vehicle, and vehicle-to-grid technologies. *Proceedings of the IEEE*, v. 101, n. 11, p. 2409–2427, Nov 2013. ISSN 0018-9219. Citado na página 27.
- LU, J. et al. A modular-designed three-phase high-efficiency high-power-density ev battery charger using dual/triple-phase-shift control. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 33, n. 9, p. 8091–8100, Sep. 2018. ISSN 0885-8993. Citado 2 vezes nas páginas 35 e 36.
- MAGMATTEC. *Folha de dados de núcleos toroidais Sendust - S60*. [S.l.], 2019. Disponível em: <https://www.magmattec.com.br/wp-content/uploads/2019/09/SENDUST_01.pdf>. Citado na página 119.
- MAGNETICS. *Folha de dados Powder Cores*. [S.l.], 2015. Disponível em: <<https://www.mag-inc.com/Media/Magnetics/File-Library/Product%20Literature/Powder%20Core%20Literature/2015-Magnetics-Powder-Core-Catalog.pdf?ext=.pdf>>. Citado 2 vezes nas páginas 121 e 122.
- MAYER, R. *Conversor CC-CC multifásico bidirecional em corrente não isolado aplicado a sistemas elétricos de tração de veículos elétricos e híbridos leves*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Regional de Blumenau, 2014. Citado na página 31.
- MAYER, R. *Conversores CC-CC bidirecionais intercalados aplicados a bordo de veículos elétricos*. Tese (Doutorado) — Universidade do Estado de Santa Catarina, 2019. Citado na página 30.
- MCLYMAN, C. *Transformer and Inductor Design Handbook, Third Edition, Revised and Expanded (Electrical & Computer Engineering Book 121)*. Dekker, 2009. ISBN 978-0824753931. Disponível em: <<https://www.amazon.com/Transformer-Inductor-Handbook-Electrical-Engineering-ebook/dp/B001TKD4LW?SubscriptionId=AKIAIOBINVZYXZQZ2U3A&tag=chimbori05-20&linkCode=xm2&camp=2025&creative=165953&creativeASIN=B001TKD4LW>>. Citado 2 vezes nas páginas 67 e 125.

MELLINCOVSKY, M. et al. Low-frequency dc-link ripple elimination in power converters with reduced capacitance by multiresonant direct voltage regulation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 64, n. 3, p. 2015–2023, March 2017. Citado na página 52.

MUENCH, S.; THUSS, S.; GUENTHER, E. What hampers energy system transformations? the case of smart grids. *Energy Policy*, Elsevier BV, v. 73, p. 80–92, oct 2014. Citado na página 26.

NAGHIZADEH, N.; WILLIAMSON, S. S. A comprehensive review of power electronic converter topologies to integrate photovoltaics (pv), ac grid, and electric vehicles. In: *2013 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1–6. Citado na página 34.

OGATA, K. *Discrete-Time Control Systems (2nd Edition)*. Pearson, 1995. ISBN 978-0130342812. Disponível em: <<https://www.amazon.com/Discrete-Time-Control-Systems-Katsuhiko-Ogata/dp/0130342815?SubscriptionId=AKIAIOBINVZYXZQZ2U3A&tag=chimb05-20&linkCode=xm2&camp=2025&creative=165953&creativeASIN=0130342815>>. Citado na página 84.

PINHEIRO, J. R. et al. Control strategy of an interleaved boost power factor correction converter. In: *30th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Record. (Cat. No.99CH36321)*. [S.l.: s.n.], 1999. v. 1, p. 137–142 vol.1. ISSN 0275-9306. Citado na página 53.

PRASANNA, U. R.; SINGH, A. K.; RAJASHEKARA, K. Novel bidirectional single-phase single-stage isolated ac–dc converter with pfc for charging of electric vehicles. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, v. 3, n. 3, p. 536–544, Sep. 2017. ISSN 2332-7782. Citado 2 vezes nas páginas 35 e 36.

QIN, Z. et al. A dual active bridge converter with an extended high-efficiency range by dc blocking capacitor voltage control. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 33, n. 7, p. 5949–5966, July 2018. Citado na página 58.

RAMOS, L. A.; MEZARоба, M. Bidirectional isolated ac-dc converter for electric vehicles multifunctional chargers. In: *2018 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1789–1794. Citado na página 37.

RODRIGUES, M. do C. B. P. et al. Grid connection of electric vehicles for battery charging: A survey. *Eletrônica de Potência*, Associação Brasileira de Eletronica de Potencia SOBRAEP, v. 19, n. 2, p. 194–207, may 2014. Citado 2 vezes nas páginas 31 e 32.

ROLIM, L. G. B.; COSTA, D. Rodrigues da; AREDES, M. Analysis and software implementation of a robust synchronizing pll circuit based on the pq theory. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 53, n. 6, p. 1919–1926, Dec 2006. ISSN 0278-0046. Citado na página 81.

SAE. *Electric Vehicle and Plug-in Hybrid Electric Conductive Charger Coupler, SAE Standard J1772*. [S.l.], 2010. Citado na página 33.

SANTOS, W. M. dos et al. Design and conception of a dab converter (dual active bridge) using the gyrators theory. In: *XI Brazilian Power Electronics Conference*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 359–364. ISSN 2165-0454. Citado na página 80.

- SARLIOGLU, B. et al. Driving toward accessibility: A review of technological improvements for electric machines, power electronics, and batteries for electric and hybrid vehicles. *IEEE Industry Applications Magazine*, v. 23, n. 1, p. 14–25, Jan 2017. ISSN 1077-2618. Citado 2 vezes nas páginas 30 e 31.
- SILVA, F. B. da. *Otimização do Dual Active Bridge Trifásico Aplicada a Veículos Elétricos*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Ceará, 2018. Citado na página 128.
- SILVA, T. L. da. *Estudo do inversor monofásico NPC T-Type de cinco níveis para processamento de energia solar fotovoltaica*. Dissertação (Mestrado) — UDESC, 2014. Citado na página 81.
- SINGH, B. et al. Comprehensive study of dstatcom configurations. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, v. 10, n. 2, p. 854–870, May 2014. Citado na página 63.
- SMITH, W. J. Can EV (electric vehicles) address ireland’s CO2 emissions from transport? *Energy*, Elsevier BV, v. 35, n. 12, p. 4514–4521, dec 2010. Citado na página 26.
- THEOTONIO, S. B. *Veículos elétricos e híbridos: panorama patentário no Brasil*. [S.l.], 2018. Disponível em: <http://www.inpi.gov.br/menu-servicos/arquivos-dirpa/VeculosEletricoseHbridos_FINAL_Jan2019.pdf>. Citado na página 25.
- TUTTLE, D. P.; BALDICK, R. The evolution of plug-in electric vehicle-grid interactions. *IEEE Transactions on Smart Grid*, v. 3, n. 1, p. 500–505, March 2012. Citado na página 25.
- VAISHNAV, S. N.; KRISHNASWAMI, H. Single-stage isolated bi-directional converter topology using high frequency ac link for charging and v2g applications of phev. In: *2011 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1–4. ISSN 1938-8756. Citado na página 35.
- WENTLAND, A. Imagining and enacting the future of the german energy transition: electric vehicles as grid infrastructure. *Innovation: The European Journal of Social Science Research*, Informa UK Limited, v. 29, n. 3, p. 285–302, mar 2016. Citado na página 26.
- WÖLFLE, W. G. H. W. H. *Transformers and Inductors for Power Electronics*. John Wiley and Sons Ltd, 2013. ISBN 1119950570. Disponível em: <https://www.ebook.de/de/product/20197356/w_h_woelfle_w_g_hurley_transformers_and_inductors_for_power_electronics.html>. Citado 3 vezes nas páginas 64, 117 e 126.
- XUE, L. et al. Closed-loop control on dc link voltage ripple of plug-in hybrid electric vehicle charger with sinusoidal charging. In: *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 3607–3614. ISSN 2329-3721. Citado na página 56.
- YILMAZ, M.; KREIN, P. T. Review of battery charger topologies, charging power levels, and infrastructure for plug-in electric and hybrid vehicles. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 28, n. 5, p. 2151–2169, May 2013. ISSN 0885-8993. Citado na página 32.

APÊNDICES

APÊNDICE A – PROJETO FÍSICO DOS INDUTORES FILTRO DE ENTRADA

Neste trabalho, utilizou-se uma metodologia de projeto dos indutores, baseada em (WöLFLE, 2013). Considerou-se o emprego do núcleo toroidal de liga metálica Sendust, visando uma melhor disposição física dos indutores. Os parâmetros para o projeto dos indutores, são apresentados na Tabela 22.

Tabela 22 – Especificações para projeto físico dos indutores de filtro.

Descrição	Nomenclatura	Valor
Indutância mínima	L_{in1}/L_{in2}	1,6 mH
Valor de pico da corrente	i_{Lpk}	3,83 A
Valor eficaz da corrente	i_{Lrms}	2,36 A
Ondulação máxima de corrente	Δi_{Lmax}	2,5 A
Temperatura ambiente	T_{amb}	30 °C
Elevação de temperatura	ΔT	40 °C
Densidade de corrente máxima	J_{max}	460 A/cm ²
Fator de utilização da janela	k_u	0,4
Densidade de fluxo magnético máxima	B_{max}	0,45 T
Fator da forma de onda da corrente	k_i	1,0
Relação entre resistividade, coeficiente de transferência de calor e constantes do núcleo	k_t	$48,2 \cdot 10^3$
Permeabilidade magnética no vácuo	μ_0	$4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m
Resistividade do cobre (20 °C)	ρ_{cu}	$1,72 \cdot 10^{-8}$ Ω m
Coeficiente de variação da resistividade com a temperatura (20 °C)	α_{cu}	$0,0039$ °C ⁻¹

Fonte: O autor, 2019.

A.1 ESCOLHA DO NÚCLEO

A energia armazenada no indutor, equação (A.1), é calculada com base no valor de pico da corrente nos indutores.

$$E = L_{in} \cdot i_{Lpk}^2 = 0,023 \text{ J} \quad (\text{A.1})$$

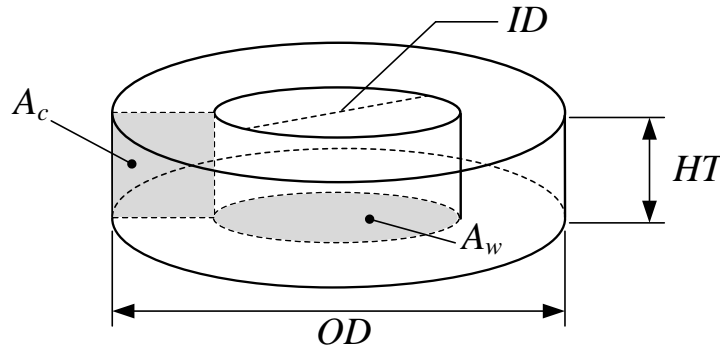
O produto da área da janela do núcleo com a sua área de seção transversal pode ser obtido através da equação (A.3).

$$A_p = \left(\frac{k_i \cdot E_{Lin}}{B_{max} \cdot k_t \cdot \sqrt{k_u \cdot \Delta T}} \right)^{8/7} \cdot 10^8 = 3,118 \text{ cm}^4 \quad (\text{A.2})$$

A premissa para o projeto do indutor foi a utilização de apenas uma camada de enrolamento em torno do núcleo, de modo a diminuir a capacitância parasita e minimizar problemas de isolamento entre as espiras. Sendo assim, opta-se por utilizar dois núcleos

MMTS60T5715 da Magmattec empilhados, apresentando produto de áreas A_p igual a $25,071 \text{ cm}^4$. A geometria de um núcleo toroidal é apresentada na Figura 53 e os parâmetros do indutor, considerando os dois núcleos empilhados, são descritos na Tabela 23.

Figura 53 – Geometria do núcleo toroidal.



Fonte: O autor, 2019.

Tabela 23 – Dados da associação dos núcleos magnéticos utilizados para confecção dos indutores.

Fabricante	Magmattec
Modelo do núcleo	MMTS60T5715
Densidade de fluxo de saturação (B_{sat})	1,05 T
Número de núcleos empilhados (N_e)	2
Fator de indutância total (A_L)	276 nH/esp ²
Comprimento do caminho magnético (l_c)	13,132 cm
Área de seção magnética total (A_{ct})	4,58 cm ²
Área da janela (A_w)	5,474 cm ²
Volume total de material magnético (V_c)	57,2 cm ³
Comprimento médio de uma espira (MLT)	11,908 cm
Área de superfície total (A_t)	129,655 cm ²
Dimensões do magnético ($OD_t \times ID_t \times HT_t$)	5,72 x 2,64 x 3,04 cm

Fonte: O autor, 2019.

A resistência térmica do núcleo é estimada através da equação (A.3), possibilitando o cálculo da dissipação máxima do núcleo (A.4).

$$R_{\theta} = \frac{0,06}{\sqrt{V_c}} = 7,933 \text{ }^{\circ}\text{C/W} \quad (\text{A.3})$$

$$P_d = \frac{\Delta T}{R_{\theta}} = 5,042 \text{ W} \quad (\text{A.4})$$

O valor ótimo da permeabilidade efetiva do núcleo escolhido é dado pela equação (A.5).

$$\mu_{opt} = \frac{B_{max} \cdot l_c \cdot k_i}{\mu_0 \cdot \sqrt{\frac{P_d \cdot k_u \cdot A_w}{\rho_{cu} \cdot MLT}}} = 64,052 \quad (\text{A.5})$$

Por meio do resultado obtido em (A.5), conclui-se que o núcleo escolhido pode ser utilizado, uma vez que este possui permeabilidade relativa 60 (MAGMATTEC, 2019).

A.2 CÁLCULO DO NÚMERO DE ESPIRAS

A indutância obtida através de um enrolamento de N espiras, em um núcleo toroidal de material magnético, é dada pela equação (A.6).

$$L = \frac{\mu_r \cdot \mu_0 \cdot A_c \cdot N^2}{l_c} \quad (\text{A.6})$$

Onde:

μ_0 - Permeabilidade absoluta do espaço vazio, igual a $4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m;

μ_r - Permeabilidade relativa do material do núcleo;

A_c - Área de seção magnética;

l_c - Comprimento do caminho magnético.

Para núcleos toroidais, é comum encontrar-se nas especificações do fabricante o parâmetro denominado fator de indutância A_L , definido por:

$$A_L = \frac{\mu_r \cdot \mu_0 \cdot A_c}{l_c} = \frac{L}{N^2} [\text{H/esp}^2] \quad (\text{A.7})$$

Este parâmetro é fornecido para cada modelo de núcleo, e seu valor difere de acordo com o material, a geometria e o tamanho do núcleo. De posse deste parâmetro, o número de espiras para obter-se determinado valor de indutância L , pode ser calculado como:

$$N = \sqrt{\frac{L}{A_L}} = 77 \quad (\text{A.8})$$

Deve-se dar atenção à variação da permeabilidade do material em função da intensidade de campo aplicado e da frequência. Dependendo do projeto, a permeabilidade efetiva pode reduzir-se a cerca de 60% do seu valor inicial (KAZIMIERCZUK, 2014), consequentemente afetando de forma significativa a indutância obtida.

Sabe-se que a permeabilidade magnética do material sofre maior redução quando a corrente no indutor encontra-se em seu valor de pico i_{Lpk} . Logo, a intensidade máxima de campo ocorre nesta condição e é calculada por:

$$H_{max} = \frac{N \cdot i_{Lpk}}{l_c} = 2243 \text{ A/m} \quad (\text{A.9})$$

A.3 PROJETO DO ENROLAMENTO

Nesta etapa, determina-se a bitola do condutor a ser utilizado dentre uma lista de condutores disponíveis. Uma vez que a densidade de corrente J_{max} e o valor eficaz da

corrente $i_{L_{rms}}$, estão definidas, tem-se então a seção total que o condutor como um todo deve ter em (A.10).

$$A_{cu_{total}} = \frac{i_{L_{rms}}}{J_{max}} = 0,513 \text{ mm}^2 \quad (\text{A.10})$$

Foi escolhido um condutor de cobre *AWG 20* ($S_{fio} = 0,5176 \text{ mm}^2$). As especificações deste condutor são listadas na Tabela 24 e serão tomadas como exemplo nos cálculos apresentados.

Tabela 24 – Especificações do condutor escolhido.

Bitola	AWG 20
Diâmetro do cobre (d_{fio})	0,81 mm
Diâmetro do cobre com isolamento ($d_{fio_{iso}}$)	0,89 mm
Área de cobre ($A_{cu_{20}}$)	0,5176 mm ²
Área de cobre com isolamento ($A_{cu_{20iso}}$)	0,6244 mm ²

Fonte: O autor, 2019.

O número de condutores em paralelo é então, calculado pela razão entre a área de cobre necessária para cada enrolamento e a área do condutor escolhido, apresentado na equação (A.11).

$$N_{fios_{paralelo}} = \frac{A_{cu_{total}}}{A_{cu_{20}}} \approx 1 \quad (\text{A.11})$$

Devido à elevada frequência de comutação do conversor, deve-se atentar ao efeito pelicular que existirá sobre os condutores dos indutores. Na prática, o efeito pelicular implica na redução da área útil de cobre do fio e, conseqüentemente, uma elevação de temperatura nos condutores. Como optou-se, em construir os indutores toroidais com enrolamento em camada única, o calor excedente gerado pelo efeito pelicular não se torna problemático, sendo desconsiderada a ação do efeito pelicular para a escolha do condutor.

Uma vez conhecido o número de espiras e o condutor a ser utilizado, deve-se estimar o número de camadas do enrolamento. Sabendo que o diâmetro do fio de cobre isolado é maior do que o diâmetro do fio de cobre nu e que se deseja enrolar os condutores utilizando uma única camada de enrolamento, pode-se fazer uma verificação da possibilidade de realização do projeto como sendo:

$$N_{fios_{max}} = \frac{2\pi \cdot \left(\frac{ID}{2} - \frac{d_{cabo}}{2}\right)}{d_{cabo}} = 89,876 \quad (\text{A.12})$$

Onde o diâmetro do cabo pode ser dado, aproximadamente por:

$$d_{cabo} = 2 \cdot \frac{\sqrt{A_{cu_{20iso}} \cdot N_{fios_{paralelo}}}}{K_e \cdot \pi} = 0,89 \text{ mm} \quad (\text{A.13})$$

E, neste caso, $K_e = 1$, pois o cabo é composto por um único condutor.

Como o número de espiras que podem ser enroladas numa única camada do núcleo é maior do que o número de espiras desejado, o projeto é fisicamente realizável.

A.4 CÁLCULO DE PERDAS NOS INDUTORES

As perdas nos indutores são divididas em perdas no núcleo e perdas nos enrolamentos.

A.4.1 Perdas no cobre

Com relação às perdas no cobre, calcula-se a temperatura máxima, equação (A.14), e posteriormente a resistência para o fio *AWG* 20, equação (A.15).

$$T_{max} = T_{amb} + \Delta T = 70^\circ\text{C} \quad (\text{A.14})$$

$$R_{cu} = N \cdot MLT \cdot \rho_{cu} \cdot [1 + \alpha_{cu} \cdot (T_{max} - 20^\circ\text{C})] = 690,14 \text{ m}\Omega \quad (\text{A.15})$$

Tendo o valor eficaz da corrente no indutor, as perdas nos condutores são dadas por (A.16):

$$P_{cu} = R_{cu} \cdot i_{L_{rms}}^2 = 3,844 \text{ W} \quad (\text{A.16})$$

A.4.2 Perdas no núcleo

As perdas no núcleo são calculadas com base em (MAGNETICS, 2015). Assim sendo, as equações (A.17) e (A.18) apresentam, respectivamente, o cálculo dos valores máximo e mínimo da intensidade do campo magnético.

$$H_{CAmax} = \left[\frac{N}{l_c} \cdot \left(i_{L_{rms}} + \frac{\Delta i_{L_{max}}}{2} \right) \right] = 21,168 \text{ AT/cm} \quad (\text{A.17})$$

$$H_{CAmin} = \left[\frac{N}{l_c} \cdot \left(i_{L_{rms}} - \frac{\Delta i_{L_{max}}}{2} \right) \right] = 6,509 \text{ AT/cm} \quad (\text{A.18})$$

As densidades de fluxo magnético máximo (A.19) e mínimo (A.20), são calculadas com base nos coeficientes do núcleo Kool $M\mu$ 60 μ (MAGNETICS, 2015), que são apresentados na Tabela 25.

Tabela 25 – Coeficientes do núcleo Kool $M\mu$ 60 μ .

a	b	d	d	e	x
$1,658 \cdot 10^{-4}$	$2,301 \cdot 10^{-5}$	$7,297 \cdot 10^{-5}$	$5,906 \cdot 10^{-3}$	$6,053 \cdot 10^{-5}$	0,5

Fonte: (MAGNETICS, 2015).

$$B_{CAmax} = \left(\frac{a + b \cdot H_{CAmax} + c \cdot H_{CAmax}^2}{1 + d \cdot H_{CAmax} + e \cdot H_{CAmax}^2} \right)^x = 0,17 \text{ T} \quad (\text{A.19})$$

$$B_{CAmin} = \left(\frac{a + b \cdot H_{CAmin} + c \cdot H_{CAmin}^2}{1 + d \cdot H_{CAmin} + e \cdot H_{CAmin}^2} \right)^x = 0,057 \text{ T} \quad (\text{A.20})$$

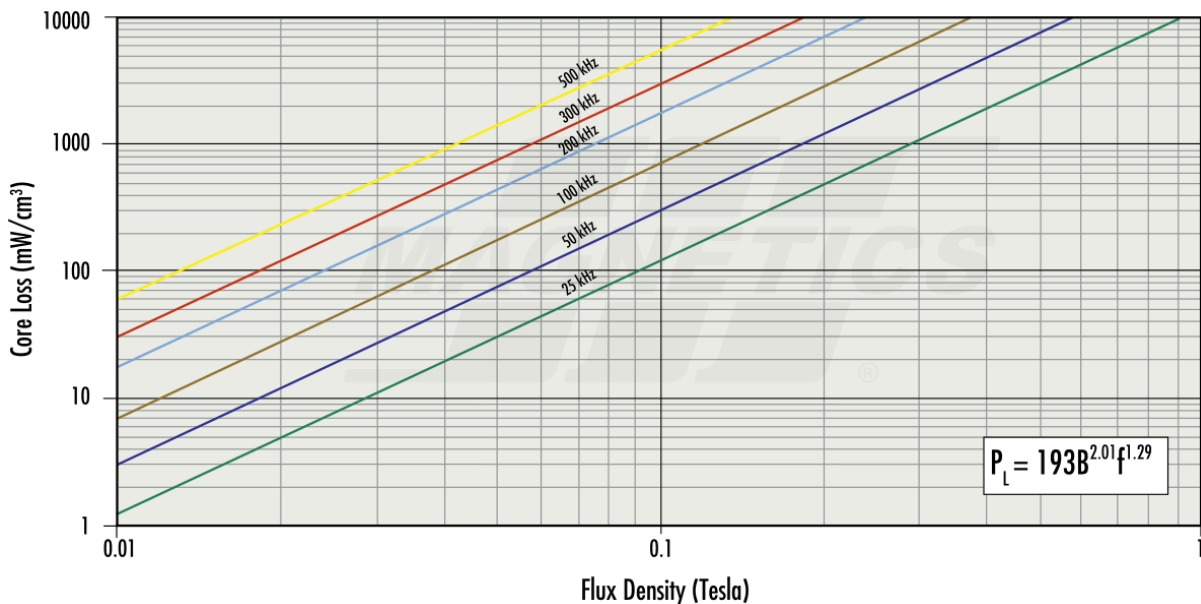
A variação da densidade de fluxo no indutor é calculada pela equação (A.21). Em seguida, determina-se o pico da densidade de fluxo (A.22).

$$\Delta B = B_{CAmax} - B_{CAmin} = 0,113 \text{ T} \quad (\text{A.21})$$

$$B_{pk} = \frac{\Delta B}{2} = 0,056 \text{ T} \quad (\text{A.22})$$

Com base no gráfico da densidade de perdas no núcleo (mW/cm^3) em função do pico da densidade de fluxo magnético (T), Figura 54, obtém-se a densidade de perdas do núcleo escolhido para a frequência de operação 50 kHz.

Figura 54 – Densidade de perdas no núcleo em função do fluxo magnético – Núcleo Kool $M\mu 60\mu$.



Fonte: Extraído de (MAGNETICS, 2015).

$$P_L = 193 \cdot B^{2,01} \cdot f^{1,29} = 92,955 \text{ mW}/\text{cm}^3 \quad (\text{A.23})$$

Finalmente, a potência dissipada pelo núcleo é calculada por:

$$P_{nucleo} = P_L \cdot V_c = 5,317 \text{ W} \quad (\text{A.24})$$

A.4.3 Elevação de temperatura

A elevação de temperatura é o último e decisivo critério para determinar se o núcleo escolhido pode ser utilizado no projeto. De posse da potência dissipada no cobre e no núcleo, calcula-se a potência total dissipada pelo indutor:

$$P_{Lin} = P_{cu} + P_{nucleo} = 9,161 \text{ W} \quad (\text{A.25})$$

A elevação de temperatura no indutor pode então ser estimada pela equação (A.26).

$$\Delta T = 450 \cdot \left(\frac{P_{Lin}}{A_t} \right)^{0,826} = 50,42 \text{ } ^\circ\text{C} \quad (\text{A.26})$$

A temperatura de operação é então calculada por:

$$T_{oper} = T_{amb} + \Delta T = 80,42 \text{ } ^\circ\text{C} \quad (\text{A.27})$$

A.5 POSSIBILIDADE DE EXECUÇÃO

A possibilidade de execução do projeto dos indutores é avaliada pela relação entre a área ocupada pelos enrolamentos e a janela do núcleo disponível. A razão deve ser menor que 1 para validar o projeto, como apresentado na equação (A.28).

$$Exec = \frac{N \cdot A_{cu20iso} \cdot N_{fiosparalelo}}{k_u \cdot A_w} < 1 = 0,227 \quad (\text{A.28})$$

APÊNDICE B – PROJETO FÍSICO DO TRANSFORMADOR DE ALTA FREQUÊNCIA

Neste apêndice, encontra-se a descrição do projeto do transformador empregado no conversor CA-CC estudado, sendo que os valores dos parâmetros utilizados para o projeto do transformador são apresentados na Tabela 26. O projeto do magnético tem como embasamento as referências (MCLYMAN, 2009; KAZIMIERCZUK, 2014).

Tabela 26 – Parâmetros para o projeto do transformador.

Parâmetro	Nomenclatura	Valor
Corrente eficaz no enrolamento primário	$I_{pri_{rms}}$	2,52 A
Corrente eficaz no enrolamento secundário	$I_{sec_{rms}}$	4,85 A
Tensão máxima no enrolamento primário	V_{pri}	800 V
Tensão máxima no enrolamento secundário	V_{sec}	400 V
Densidade de fluxo magnético máxima	B_{max}	0,1 T
Fator de utilização da janela	K_u	0,7
Coefficiente para a forma de onda	K_f	4 (quadrada)
Densidade máxima de corrente	J_{max}	400 A/cm ²
Rendimento do transformador	η	0,9
Temperatura ambiente	T_{amb}	30 °C

Fonte: O autor, 2019.

B.1 ESCOLHA DO NÚCLEO

Para o projeto, prezou-se pelo uso de núcleos do tipo “EE” que, além da grande disponibilidade, facilitam o aspecto construtivo do elemento. A potência total processada pelo transformador é dada pela soma da potência do enrolamento primário com a potência do enrolamento secundário, dada por:

$$P_t = V_{pri} \cdot I_{pri_{rms}} + V_{sec} \cdot I_{sec_{rms}} = 3956 \text{ W} \quad (\text{B.1})$$

O cálculo do produto das áreas ($A_e A_w$), equação (B.2), pode ser efetuado a fim de obter um critério para escolha do núcleo para o transformador.

$$A_e A_w = \frac{P_t}{\eta \cdot k_f \cdot k_u \cdot f_s \cdot B_{max} \cdot J_{max}} = 18,315 \text{ cm}^4 \quad (\text{B.2})$$

A partir do resultado do produto das áreas, deve ser escolhido um núcleo que forneça um produto de áreas maior do que o calculado. A elevação de temperatura, bem como o fator de ocupação devem ser verificados afim de garantir que o transformador é realizável para o núcleo em questão. O núcleo que atendeu os critérios mencionados é o EE 65/32/27 da TDK ($A_e A_w = 23,272 \text{ cm}^4$), o qual possui as especificações apresentadas na Tabela 27.

Tabela 27 – Características do núcleo TDK EE 65/32/27.

Descrição	Nomenclatura	Valor
Área da secção transversal do núcleo	A_e	5,35 cm ²
Área da janela do núcleo	A_w	4,35 cm ²
Comprimento médio de uma espira	MLT	14,32 cm
Volume do núcleo	V_n	78,65 cm ³

Fonte: O autor, 2019.

B.2 NÚMERO DE ESPIRAS DOS ENROLAMENTOS

Para o dimensionamento do número de espiras dos enrolamentos primário (N_{pri}) e secundário (N_{sec}) utilizam-se, respectivamente, as equações apresentadas em (B.3) e (B.4).

$$N_{pri} = \frac{V_{pri}}{k_f \cdot A_e \cdot B_{max} \cdot f_s} \approx 75 \quad (\text{B.3})$$

$$N_{sec} = \frac{V_{sec}}{k_f \cdot A_e \cdot B_{max} \cdot f_s} \approx 38 \quad (\text{B.4})$$

A relação de espiras entre o primário e o secundário está expressa em (B.5):

$$n = \frac{N_{pri}}{N_{sec}} \approx 2 \quad (\text{B.5})$$

B.3 PROJETO DO ENROLAMENTO

Para o dimensionamento dos condutores, deve-se levar em consideração o efeito pelicular, causado pela alta frequência nos condutores (WöLFLE, 2013). Calcula-se a máxima profundidade de penetração, utilizando-se (B.6), onde ρ é a resistividade elétrica do cobre (100 °C) e δ é o raio da secção transversal do condutor.

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \cdot \mu_0 \cdot f_s}} = 0,338 \text{ mm} \quad (\text{B.6})$$

O condutor escolhido deve então, ter um diâmetro menor do que $2\delta = 0,676$ mm.

O número mínimo de condutores em paralelo, necessários para suportar o valor eficaz da corrente, pode ser calculado pelas equações a seguir.

$$A_{cu_{pri}} = \frac{I_{pri_{rms}}}{J_{max}} = 0,63 \text{ mm}^2 \quad (\text{B.7})$$

$$A_{cu_{sec}} = \frac{I_{sec_{rms}}}{J_{max}} = 1,212 \text{ mm}^2 \quad (\text{B.8})$$

Sendo assim, foram escolhidos para o enrolamento primário o fio AWG 29 e para o secundário o fio AWG 26, suas especificações são apresentadas na Tabela 28. O número

Tabela 28 – Especificações dos condutores escolhidos.

Bitola	AWG 29	AWG 26
Diâmetro do cobre (d_{fio})	0,286 mm	0,405 mm
Diâmetro do cobre com isolamento ($d_{fio_{iso}}$)	0,33 mm	0,46 mm
Área de cobre (A_{cu})	0,0642 mm ²	0,129 mm ²
Área de cobre com isolamento ($A_{cu_{iso}}$)	0,087 mm ²	0,167 mm ²
Resistividade do fio 100 °C (ρ_{cu})	0,003587 Ω/cm	0,001789 Ω/cm

Fonte: O autor, 2019.

de condutores em paralelo é obtido pela razão entre a área de cobre necessária e a área do condutor escolhido, conforme equações (B.9) e (B.10).

$$n_{pri_{paralelo}} = \frac{A_{cu_{pri}}}{A_{cu_{29}}} \approx 10 \quad (\text{B.9})$$

$$n_{sec_{paralelo}} = \frac{A_{cu_{sec}}}{A_{cu_{26}}} \approx 10 \quad (\text{B.10})$$

B.4 CÁLCULO DE PERDAS NO TRANSFORMADOR

As perdas no transformador são divididas em perdas no núcleo e perdas nos enrolamentos.

B.4.1 Perdas no cobre

Com relação às perdas no cobre, calcula-se a resistência CC nos enrolamentos primário e secundário, conforme equações (B.11) e (B.12).

$$R_{cu_{pri}} = \frac{\rho_{cu_{29}} \cdot MLT \cdot N_{pri}}{n_{pri_{paralelo}}} = 377,364 \text{ m}\Omega \quad (\text{B.11})$$

$$R_{cu_{sec}} = \frac{\rho_{cu_{26}} \cdot MLT \cdot N_{sec}}{n_{sec_{paralelo}}} = 95,371 \text{ m}\Omega \quad (\text{B.12})$$

Tendo o valor eficaz da corrente através do transformador, as perdas nos enrolamentos são dadas a seguir:

$$P_{cu_{pri}} = R_{cu_{pri}} \cdot I_{pri_{rms}}^2 = 2,396 \text{ W} \quad (\text{B.13})$$

$$P_{cu_{sec}} = R_{cu_{sec}} \cdot I_{sec_{rms}}^2 = 2,243 \text{ W} \quad (\text{B.14})$$

As perdas totais no cobre, são dadas pela soma das perdas dos enrolamentos primário e secundário, conforme a equação (B.15).

$$P_{cu_{total}} = P_{cu_{pri}} + P_{cu_{sec}} = 4,64 \text{ W} \quad (\text{B.15})$$

B.4.2 Perdas no núcleo

Ao realizar o projeto dos magnéticos, deve-se conhecer qual será a máxima densidade de fluxo magnético ao qual o material será submetido, para evitar que ele atinja a saturação, e qual a máxima temperatura de operação. Para o cálculo das perdas no núcleo considerando a curva de histerese, utiliza-se a equação de *Steinmetz* (B.16).

$$P_V = k \cdot f_s^\alpha \cdot B_{max}^\beta \quad (\text{B.16})$$

Onde P_V é dita como densidade de potência por volume magnético W/m^3 e as constantes k , α e β são dependentes do material magnético utilizado. Existe outro fator importante para essa equação, com o aumento do volume do magnético as perdas crescem de forma diretamente proporcional, assim P_V é modificada para incluir o volume do magnético V_n .

$$P_{nucleo} = V_n \cdot k \cdot f_s^\alpha \cdot B_{max}^\beta \quad (\text{B.17})$$

Para o núcleos de ferrite N87 da fabricante TDK, utilizou-se os coeficientes apresentados em (SILVA, 2018). Esses coeficientes foram obtidos através de um processo de caracterização de materiais magnéticos, com uma excitação senoidal. Os coeficientes de Steinmetz do material N87, possuem os seguintes valores: $k = 0,4961$; $\alpha = 1,5756$ e $\beta = 2,8172$.

Substituindo-se os parâmetros na equação (B.17), tem-se:

$$P_{nucleo} = V_n \cdot k \cdot f_s^\alpha \cdot B_{max}^\beta = 1,457 \text{ W} \quad (\text{B.18})$$

B.4.3 Elevação de temperatura

De posse da potência dissipada no cobre e no núcleo, calcula-se a potência total dissipada pelo transformador:

$$P_{Tr} = P_{cu} + P_{nucleo} = 6,097 \text{ W} \quad (\text{B.19})$$

A elevação de temperatura no transformador, pode então ser estimada pela equação (B.20).

$$\Delta T = P_{Tr} \cdot 23 \cdot (A_e A_w)^{-0,37} = 43,76 \text{ }^\circ\text{C} \quad (\text{B.20})$$

A temperatura de operação é então calculada por:

$$T_{oper} = T_{amb} + \Delta T = 73,76 \text{ }^\circ\text{C} \quad (\text{B.21})$$

A confecção do transformador considerando a operação sob uma temperatura ambiente de $30 \text{ }^\circ\text{C}$ é satisfatória, visto que todo o material empregado na construção do transformador é capaz de suportar esta temperatura.

B.5 POSSIBILIDADE DE EXECUÇÃO

A possibilidade de execução do transformador é avaliada pela relação entre a área ocupada pelos enrolamentos primário e secundário e a janela do núcleo. A razão deve ser menor que 1 para validar o projeto, como apresentado na equação (B.22).

$$Exec = \frac{A_{cu_{pri}} + A_{cu_{sec}}}{k_u \cdot A_w} < 1 = 0,74 \quad (\text{B.22})$$

APÊNDICE C – PROJETO FÍSICO DO INDUTOR DE TRANSFERÊNCIA DE POTÊNCIA

Neste apêndice, encontra-se a descrição do projeto do indutor de transferência de potência, sendo que os valores dos parâmetros utilizados para o projeto são apresentados na Tabela 29. O projeto do magnético tem como embasamento a referência (BARBI, 2007).

Tabela 29 – Parâmetros para o projeto do transformador.

Parâmetro	Nomenclatura	Valor
Indutância mínima	L_s	30 μH
Valor eficaz da corrente	$I_{L_{srms}}$	4,91 A
Valor de pico da corrente	$I_{L_{spk}}$	15,2 A
Densidade de fluxo magnético máxima	B_{max}	0,125 T
Fator de enrolamento	K_w	0,7
Densidade máxima de corrente	J_{max}	450 A/cm ²
Temperatura ambiente	T_{amb}	30 °C

Fonte: O autor, 2019.

C.1 ESCOLHA DO NÚCLEO

Semelhante ao projeto do transformador, seguiu-se a equação do produto das áreas ($A_e A_w$) no projeto do indutor, equação (C.1)

$$A_e A_w = \frac{L_s \cdot I_{L_{spk}} \cdot I_{L_{srms}}}{k_w \cdot J_{max} \cdot B_{max}} = 0,569 \text{ cm}^4 \quad (\text{C.1})$$

O produto de áreas calculado leva ao uso do núcleo de ferrite EE 42/21/15 da TDK ($A_e A_w = 3,151 \text{ cm}^4$), o qual possui as especificações apresentadas na Tabela 30.

Tabela 30 – Características do núcleo TDK EE 42/21/15.

Descrição	Nomenclatura	Valor
Área da secção transversal do núcleo	A_e	1,78 cm ²
Área da janela do núcleo	A_w	1,77 cm ²
Comprimento médio de uma espira	MLT	8,94 cm
Volume do núcleo	V_n	17,3 cm ³

Fonte: O autor, 2019.

C.2 NÚMERO DE ESPIRAS

O número de espiras do indutor é calculado por meio da expressão (C.2).

$$N_{L_s} = \frac{L_s \cdot I_{L_{spk}}}{A_e \cdot B_{max}} \approx 21 \quad (\text{C.2})$$

C.3 CÁLCULO DO ENTREFERRO

O entreferro é importante para evitar a saturação magnética do núcleo, além de tornar a indutância menos dependente da permeabilidade magnética do núcleo que é afetada pela temperatura. A equação (C.3) especifica a espessura do entreferro a ser usado na construção do indutor.

$$l_g = \frac{N_{L_s}^2 \cdot \mu_0 \cdot A_e}{L_s} = 0,329 \text{ cm} \quad (\text{C.3})$$

O resultado desta equação se refere ao entreferro total, que no caso do núcleo EE, deve ser dividido por dois, pois o caminho magnético passa duas vezes pelo entreferro.

C.4 PROJETO DO ENROLAMENTO

O projeto que contempla a bitola do condutor e o número de condutores em paralelo, são realizados da mesma maneira que apresentado para o projeto do transformador, utilizando as equações (B.6), (B.7) e (B.9). A Tabela 31 resume os resultados obtidos através dessas equações.

Tabela 31 – Resultados do enrolamento do indutor.

Condutor utilizado	AWG26
Condutores em paralelo	9

Fonte: O autor, 2019.

C.5 CÁLCULO DE PERDAS NO INDUTOR

As perdas no indutor são divididas em perdas no núcleo e perdas no condutor.

C.5.1 Perdas no cobre

Com relação às perdas no cobre, calcula-se a resistência CC no enrolamento, conforme equação (C.4).

$$R_{cu} = \frac{\rho_{cu26} \cdot MLT \cdot N_{L_s}}{n_{L_s \text{ paralelo}}} = 0,03 \Omega \quad (\text{C.4})$$

Tendo o valor eficaz da corrente através indutor, as perdas no enrolamento é dada por:

$$P_{cu_{L_s}} = R_{cu} \cdot I_{L_s \text{ rms}}^2 = 0,714 \text{ W} \quad (\text{C.5})$$

C.5.2 Perdas no núcleo

Para o cálculo das perdas no núcleo considerando a curva de histerese, utiliza-se a equação de *Steinmetz* (B.16), seguindo o mesmo procedimento do transformador.

Substituindo-se os parâmetros do núcleo escolhido (material N87) na equação (C.6), tem-se:

$$P_{nucleo} = V_n \cdot k \cdot f_s^\alpha \cdot B_{max}^\beta = 1,051 \text{ W} \quad (\text{C.6})$$

C.5.3 Elevação de temperatura

De posse da potência dissipada no cobre e no núcleo, calcula-se a potência total dissipada pelo indutor:

$$P_{L_s} = P_{cu} + P_{nucleo} = 1,764 \text{ W} \quad (\text{C.7})$$

A elevação de temperatura no indutor pode então ser estimada pela equação (C.8).

$$\Delta T = P_{L_s} \cdot 23 \cdot (A_e A_w)^{-0,37} = 26,54 \text{ }^\circ\text{C} \quad (\text{C.8})$$

A temperatura de operação é então calculada por:

$$T_{oper} = T_{amb} + \Delta T = 56,54 \text{ }^\circ\text{C} \quad (\text{C.9})$$

A temperatura final de operação do indutor acabou sendo menor que o limite de 100 °C do magnético escolhido. Essa escolha, baseou-se na possibilidade de alteração da indutância durante os ensaios do conversor.

C.6 POSSIBILIDADE DE EXECUÇÃO

A possibilidade de execução do indutor é avaliada pela relação entre a área ocupada pelo enrolamento e a janela do núcleo. A razão deve ser menor que 1 para validar o projeto, como apresentado na equação (C.10).

$$Exec = \frac{A_{cu}}{k_w \cdot A_w} < 0,22 \quad (\text{C.10})$$