

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

RAFAEL FELIPE VAN KAN

**CONVERSOR CA-CC TRIFÁSICO BIDIRECIONAL E ISOLADO DE ÚNICO
ESTÁGIO PARA APLICAÇÃO EM CARREGADORES VEICULARES
MULTIFUNCIONAIS**

JOINVILLE

2022

RAFAEL FELIPE VAN KAN

**CONVERSOR CA-CC TRIFÁSICO BIDIRECIONAL E ISOLADO DE ÚNICO
ESTÁGIO PARA APLICAÇÃO EM CARREGADORES VEICULARES
MULTIFUNCIONAIS**

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

Orientador: Marcello Mezaroba
Coorientador: Cassiano Rech

**JOINVILLE
2022**

Para gerar a ficha catalográfica de teses e
dissertações acessar o link:
<https://www.udesc.br/bu/manuais/ficha>

Van Kan, Rafael Felipe
CONVERSOR CA-CC TRIFÁSICO BIDIRECIONAL E ISOLADO DE
ÚNICO ESTÁGIO PARA APLICAÇÃO EM CARREGADORES VEICULARES
MULTIFUNCIONAIS / Rafael Felipe Van Kan. - Joinville,
2023.
217 p. : il. ; 30 cm.

Orientador: Marcello Mezaroba.
Coorientador: Cassiano Rech.
Tese (Doutorado) - Universidade do Estado de Santa
Catarina, Centro de Ciências Tecnológicas, Programa de
Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Joinville, 2023.

1. Conversor CA-CC trifásico bidirecional. 2.
Correção do fator de potência. 3. Veículos elétricos.
4. Carregador de baterias. 5. Phase-shift. 6.
Dual-active-bridge. 7. G2V. 8. V2G. I. Mezaroba,
Marcello . II. Rech, Cassiano . III. Universidade
do Estado de Santa Catarina, Centro de Ciências
Tecnológicas, Programa de Pós-Graduação em Engenharia
Elétrica. IV. Conversor CA-CC Trifásico Bidirecional e
isolado de único estágio para aplicação em carregadores
veiculares multifuncionais.

RAFAEL FELIPE VAN KAN

**CONVERSOR CA-CC TRIFÁSICO BIDIRECIONAL E ISOLADO DE ÚNICO
ESTÁGIO PARA APLICAÇÃO EM CARREGADORES VEICULARES
MULTIFUNCIONAIS**

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

Orientador: Marcello Mezaroba
Coorientador: Cassiano Rech

BANCA EXAMINADORA:

Prof. Marcello Mezaroba, Dr. Eng.
UDESC (Presidente/Orientador)

Membros:

Prof. Alessandro Luiz Batschauer, Dr. Eng.
UDESC

Prof. Demercil Oliveira, Dr. Eng.
UFC

Prof. João Luiz Afonso, Dr. Eng.
Universidade do Minho

Prof. Roger Gules, Dr. Eng.
UTFPR

Joinville, 05 de dezembro de 2022

Dedico este trabalho
A Deus Nosso Senhor
A sua Mãe Maria Santíssima
Aos meus pais Marli e João
A minha irmã Fernanda
A todos da minha família

AGRADECIMENTOS

Agradeço a Deus por toda a minha vida, por ter me criado e dado tudo o que tenho e sou. Por ter me concedido todo amparo e bençãos nas dificuldades e conquistas. Minha vida, meu conforto, minha esperança e meu auxílio.

Agradeço à Maria, Nossa Senhora, a qual durante toda a minha caminhada torna-se presente, sendo minha auxiliadora e intercessora, meu conforto e minha esperança.

Agradeço aos meus pais, Marli e João, que me deram a vida e tudo o que sou e tenho, educação, valores, princípios e apoio incondicional. Este trabalho não seria possível sem eles.

Agradeço a minha irmã Fernanda, por ser exemplo para mim de dedicação e esforço, por todo o incentivo, motivação e apoio.

A todos da minha família que sempre me incentivaram, motivaram e aconselharam a seguir em frente, não desistir e continuar lutando mesmo diante das dificuldades. Em especial agradeço aos meus avós Mônica e Ludovico.

Agradeço ao orientador, Professor Marcello Mezaroba, pela confiança em mim depositada e no meu trabalho, pelo apoio, atenção e disponibilidade. Sua conduta como orientador me auxiliou no meu desenvolvimento profissional e pessoal.

Agradeço ao Prof. Cassiano Rech, o qual foi meu coorientador, e aos membros da banca examinadora: Prof. Alessandro Batschauer, Prof. Demercil Oliveira, Prof. João Luiz Afonso e Prof. Roger Gules. Suas contribuições foram essenciais para o término e êxito deste trabalho.

A todos os meus amigos, companheiros de batalha, que fiz durante esta caminhada e que sem medir esforços me ajudaram neste trabalho. Em especial, agradeço aos amigos Leonardo Adriano Ramos, Felipe Joel Zimann, Leandro Da Silva, Vinicius Guilherme Hoffmann, Rodrigo Heinrich e Daniel Gustavo Castellain.

À UDESC pelo ambiente, estrutura, apoio e seriedade.

A todas as outras pessoas que passaram por minha vida durante esta etapa e que me auxiliaram de alguma forma.

A todo o povo brasileiro, honestos, trabalhadores e justos que contribuem para o desenvolvimento do país.

Aos órgãos financiadores CNPq, CAPES e INCT-GD.

“Eu sou o caminho, a verdade e a vida.”

(Jesus Cristo, Rei do Universo)

“Então o Senhor Deus disse à serpente: Porque fizeste isso, serás maldita entre todos os animais domésticos e feras do campo; andarás de rastos sobre o teu ventre e comerás o pó todos os dias de tua vida. Porei ódio entre ti e a Mulher, entre a tua descendência e a dela.” (Gen 3, 14-15)

“Quando Jesus viu sua mãe e perto dela o discípulo que amava, disse à sua mãe: Mulher, eis aí teu filho. Depois disse ao discípulo: Eis aí tua mãe.” (Jo 19, 26-27)

“Apareceu em seguida um grande sinal no céu: uma Mulher revestida do sol, a lua debaixo dos seus pés e na cabeça uma coroa de doze estrelas.” (Ap 12, 1)

RESUMO

Neste trabalho, apresenta-se o estudo de um novo conversor CA-CC trifásico bidirecional, isolado em alta frequência, de único estágio com correção do fator de potência destinado para aplicação como carregador embarcado (*on-board*) de baterias de veículos elétricos, sendo possível sua operação nas funcionalidades *Grid-to-Vehicle* (G2V) e *Vehicle-to-Grid* (V2G). Esta topologia trifásica consiste de seis conversores *boost* em meia ponte conectados em paralelo, sendo que cada fase da alimentação é conectada por meio da técnica de *interleaving* à duas estruturas em meia ponte. Um barramento CC em ponto médio é formado e sua energia é transferida, pela modulação PWM simétrica senoidal dos interruptores, por meio de três enrolamentos, ao secundário. O lado secundário é composto por uma topologia em ponte completa com modulação PWM convencional e razão cíclica dos interruptores igual a 50 %. A transferência de potência do lado primário ao secundário é realizada por meio da técnica *phase-shift*, mesmo princípio utilizado em conversores *dual-active-bridge* (DAB). Deste modo é possível obter a transferência de potência constante por meio de um ângulo *phase-shift* também constante. Os princípios de operação supracitados são apresentados e demonstrados pelas análises qualitativa e quantitativa, apresentando-se as principais formas de onda, etapas e regiões de operação e análise do fluxo de potência. Adicionalmente, o projeto de controle da tensão da saída é realizado utilizando-se da técnica de *gyrator*. Ao final, um protótipo de potência de 3 kW é projetado e construído, sendo realizado ensaios experimentais com tensão de entrada da rede elétrica de 127 V/60 Hz, 300 V de tensão de saída e frequência de comutação de 50 kHz, obtendo-se fator de potência na entrada de 0,997, rendimento máximo de 82,5 % e dinâmica satisfatória e rápida durante ensaios de inversão do fluxo de potência.

Palavras-chave: Conversor CA-CC trifásico bidirecional, correção do fator de potência, veículos elétricos, carregador de baterias *phase-shift*, *dual-active-bridge*, G2V, V2G.

ABSTRACT

This work presents the study of a new bidirectional three-phase ac-dc converter, isolated at high frequency, single-stage with power factor correction proposed for application as on-board battery charger in electric vehicles, destined for the operation in Grid-to-Vehicle (G2V) and Vehicle-to-Grid (V2G) features. This three-phase topology consists of six half-bridge boost converters connected in parallel, each phase of the power supply is connected through the interleaving technique to the half-bridge structures. A midpoint dc bus is formed and its energy is transferred by the sine asymmetric PWM modulation of the switches through three windings to the secondary. The secondary side consists of full-bridge topology with conventional PWM modulation and duty-cycle of the switches equal to 50 %. The power transfer from the primary to the secondary side is performed within the phase-shift technique, the same principle used in dual-active bridge converters (DAB). This way, it is possible to obtain constant power transfer through a phase-shift angle which is also constant. The principles of operation above mentioned are presented and demonstrated by qualitative and quantitative analyses, presenting the main waveforms of operation, stages and regions of operation and power flow analysis. Additionally, the output voltage control is performed by using the gyrator technique. A 3 kW prototype was designed and built, and experimental tests were performed following specifications: grid of 127 V/60 Hz, output voltage of 300 V and switching frequency of 50 kHz, obtaining an power factor of 0.997, maximum efficiency of 82,5 % and satisfactory and fast dynamics during bidirectional tests.

Keywords: Three-phase ac-dc converter. power factor correction. battery charge. dual active bridge. phase-shift. G2V. V2G.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Conector padrão da norma SAE J1772.	30
Figura 2 – Conectores padrão IEC 62196-2: (a) Tipo 2 (Mennekes); (b) Tipo 3 (SCAME); (c) Tipo 4 (CHAdeMO).	30
Figura 3 – Automóvel <i>Nissan Leaf</i> com mais de um tipo de conector para recarga.	31
Figura 4 – Modo de carregamento 1 e 2.	32
Figura 5 – Modo de carregamento 3.	33
Figura 6 – Modo de carregamento 4.	33
Figura 7 – Sistema de carregamento de baterias em veículo elétrico.	35
Figura 8 – Funcionalidade <i>Grid-to-Vehicle</i> (G2V).	38
Figura 9 – Funcionalidade <i>Vehicle-to-Grid</i> (V2G).	39
Figura 10 – Funcionalidade <i>Vehicle-to-Home</i> (V2H): (a) Veículo elétrico como fonte de tensão; (b) Operando como UPS.	41
Figura 11 – Funcionalidade <i>Vehicle-for-Grid</i> (V4G): (a) Compensando potência reativa; (b) Compensando harmônicos de corrente.	42
Figura 12 – Representação generalizada de um carregador bidirecional de baterias de dois estágios.	44
Figura 13 – Representação generalizada de um carregador bidirecional de baterias de único estágio.	44
Figura 14 – Topologias convencionais de conversores CA-CC bidirecionais com CFP:(a) Conversor monofásico em meia ponte; (b) Conversor monofásico em ponte completa; (c) Conversor trifásico em ponte completa.	46
Figura 15 – Conversor CA-CC bidirecional DAB.	47
Figura 16 – Conversor CA-CC bidirecional em meia ponte no lado primário.	48
Figura 17 – Conversor CA-CC bidirecional DAB com lado primário em configuração <i>Push-pull</i>	48
Figura 18 – Conversor CA-CC bidirecional em meia ponte no lado primário e secundário.	49
Figura 19 – Conversor CA-CC bidirecional monofásico alimentado em corrente.	50
Figura 20 – Conversor CA-CC bidirecional monofásico e isolado de estágio único para sistemas de geração distribuída.	50
Figura 21 – Conversor CA-CC bidirecional monofásico do tipo DAB.	51
Figura 22 – Conversor CA-CC matricial indireto do tipo DAB para aplicação como carregador de baterias de nível 2.	52
Figura 23 – Conversor CA-CC bidirecional monofásico do tipo DAB para aplicação em V2G.	52
Figura 24 – Conversor CA-CC bidirecional monofásico e isolado de estágio único para aplicação em carregadores veiculares multifuncionais.	53

Figura 25 – Conversor CA-CC bidirecional monofásico e isolado de estágio único para aplicação em carregadores veiculares multifuncionais.	53
Figura 26 – Conversor CA-CC bidirecional trifásico com número reduzido de interruptores.	54
Figura 27 – Conversor CA-CC bidirecional trifásico matricial.	55
Figura 28 – Conversor CA-CC bidirecional trifásico matricial com estrutura em ponte completa no lado secundário.	55
Figura 29 – Conversor CA-CC bidirecional trifásico.	56
Figura 30 – Conversor CA-CC bidirecional trifásico de dois estágios.	57
Figura 31 – Conversor CA-CC bidirecional trifásico com somente dois interruptores no lado primário.	57
Figura 32 – Conversor CA-CC bidirecional trifásico paralelo/série.	58
Figura 33 – Conversor CA-CC bidirecional trifásico com múltiplas portas.	59
Figura 34 – Conversor CA-CC bidirecional trifásico do tipo DAB.	59
Figura 35 – Conversor CA-CC trifásico bidirecional Conergy NPC.	60
Figura 36 – Conversor CA-CC trifásico bidirecional NPC tipo T.	60
Figura 37 – Conversor CA-CC trifásico bidirecional NPC tipo T com conexão Y-Δ.	61
Figura 38 – Conversor CA-CC trifásico bidirecional isolado associado à célula de comunicação de três estados.	62
Figura 39 – Conversor CA-CC trifásico bidirecional QAB.	63
Figura 40 – Conversor CA-CC trifásico bidirecional de dois estágios para carregamento de baterias.	63
Figura 41 – Conversor CA-CC trifásico bidirecional <i>Dual Three-Phase Active Bridge</i> (D3AB).	64
Figura 42 – Proposta de uma topologia trifásica.	66
Figura 43 – Conversor CA-CC Trifásico Bidirecional e Isolado de único estágio proposto.	66
Figura 44 – Estratégia de modulação: (a) Modulação PWM senoidal aplicada nos interruptores dos lados primários (S_{1x}, S_{2x}, S_{3x} e S_{4x}) do transformador; (b) Modulação PWM de razão cíclica de 50% aplicada nos interruptores do lado secundário (S_{1s}, S_{2s}, S_{3s} e S_{4s}) do transformador; (c) Tensões impostas nos lados primário e secundário do transformador.	71
Figura 45 – Estratégia de controle proposta.	72
Figura 46 – Conversor proposto simplificado	74
Figura 47 – Principais formas de onda do conversor proposto.	75
Figura 48 – Primeira etapa de operação.	76
Figura 49 – Segunda etapa de operação.	76
Figura 50 – Terceira etapa de operação.	77
Figura 51 – Quinta etapa de operação.	78
Figura 52 – Sétima etapa de operação.	78
Figura 53 – Nona etapa de operação.	79

Figura 54 – Décima etapa de operação.	79
Figura 55 – Décima primeira etapa de operação.	80
Figura 56 – Décima quinta etapa de operação.	80
Figura 57 – Retificador trifásico <i>Boost</i> meia ponte <i>interleaved</i>	81
Figura 58 – Circuito elétrico equivalente do conversor operando como retificador PFC. .	82
Figura 59 – Razão cíclica nas três fases.	84
Figura 60 – Razão cíclica nas três fases para diversos valores de índice de modulação. .	85
Figura 61 – Formas de onda de corrente de entrada e corrente nos indutores (defasadas de 180°)	85
Figura 62 – Curvas da ondulação da corrente de entrada	87
Figura 63 – Modelo de circuito para análise do conversor.	88
Figura 64 – Regiões de operação do conversor para $\delta \geq 0$: (a) Região 1 ($d < 0,5$) (b) Região 2 ($d < 0,5$) (c) Região 3 ($d < 0,5$) (d) Região 4 ($d \geq 0,5$) (e) Região 5 ($d \geq 0,5$) (f) Região 6 ($d \geq 0,5$).	89
Figura 65 – Gráfico das regiões de operação do conversor.	92
Figura 66 – Circuitos equivalentes da Região 1:(a) Primeira etapa de operação; (b) Segunda etapa de operação; (c) Terceira etapa de operação.	92
Figura 67 – Circuitos equivalentes da Região 2:(a) Primeira etapa de operação; (b) Segunda etapa de operação; (c) Terceira etapa de operação.	95
Figura 68 – Circuitos equivalentes da Região 3:(a) Primeira etapa de operação; (b) Segunda etapa de operação; (c) Terceira etapa de operação.	97
Figura 69 – Circuitos equivalentes da Região 4:(a) Primeira etapa de operação; (b) Segunda etapa de operação; (c) Terceira etapa de operação.	99
Figura 70 – Circuitos equivalentes da Região 5:(a) Primeira etapa de operação; (b) Segunda etapa de operação; (c) Terceira etapa de operação.	101
Figura 71 – Circuitos equivalentes da Região 6:(a) Primeira etapa de operação; (b) Segunda etapa de operação; (c) Terceira etapa de operação.	103
Figura 72 – Fluxo de potência ativa em função do ângulo <i>phase-shift</i> (δ) e da razão cíclica senoidal.	106
Figura 73 – Curvas de potência ativa transferidas por cada fase.	107
Figura 74 – Curvas de potência ativa de cada fase e a soma das três, transferidas do primário ao secundário.	108
Figura 75 – Espectro harmônico das potências (amplitude).	109
Figura 76 – Espectro harmônico das potências (fase).	110
Figura 77 – Mudanças de regiões de operação do conversor.	111
Figura 78 – (a) Potência ativa média transferida para a saída em função de M_d e δ ; (b) Potência aparente transferida para a saída em função de M_d e δ ; (c) Fator de potência do transformador em função de M_d e δ	112

Figura 79 – Fluxo de potência ativa e aparente em função do ângulo <i>phase-shift</i> (δ) para diferentes índices de modulação.	113
Figura 80 – Gráfico para o cálculo de L_{d1} , L_{d2} e L_{d3}	115
Figura 81 – Circuito equivalente para o cálculo do capacitor de barramento CC	115
Figura 82 – Formas de onda de corrente nos interruptores (S_{zx}) e diodos (D_{zx}): (a) Detalhe da forma de onda de corrente nos interruptores no período de comutação; (b) Detalhe da forma de onda de corrente nos diodos no período de comutação.	117
Figura 83 – Fator de potência do transformador para $M_d = 0,598$	125
Figura 84 – Curvas de potência ativa e aparente considerando-se o índice de modulação calculado	125
Figura 85 – Estrutura do filtro <i>LC</i>	127
Figura 86 – Espectro harmônico da corrente em um dos capacitores do barramento CC primário	128
Figura 87 – Transformador acoplado construído.	132
Figura 88 – Curvas de corrente eficaz nos indutores de transferência de potência	133
Figura 89 – Estimativa das perdas nos semicondutores.	137
Figura 90 – Estimativa das perdas totais no conversor proposto.	138
Figura 91 – Circuito de condicionamento para tensão de entrada.	140
Figura 92 – Circuito de condicionamento da tensão do barramento CC.	140
Figura 93 – Diagrama esquemático do circuito do sensor de tensão LEM modelo LV 20-P.141	
Figura 94 – Circuito de condicionamento para corrente de entrada.	142
Figura 95 – Circuito <i>buffer</i> de tensão e demais circuitos auxiliares.	143
Figura 96 – Circuito para obtenção da planta de corrente.	146
Figura 97 – Malha de controle de corrente.	146
Figura 98 – Diagrama de Bode das funções $FTLAi_{nc}(w)$, $C_i(w)$ e $FTLAi_w(w)$	148
Figura 99 – Malha de controle da tensão total do barramento primário.	148
Figura 100 – Diagrama de Bode das funções $FTLAvt_{nc}(w)$, $C_{vt}(w)$ e $FTLAvt_c(w)$	150
Figura 101 – Malha de controle da tensão diferencial do barramento primário.	150
Figura 102 – Diagrama de Bode das funções $FTLAvd_{nc}(w)$, $C_{vd}(w)$ e $FTLAvd_c(w)$	151
Figura 103 – Representação generalizada do conversor proposto em circuitos <i>gyrator</i>	152
Figura 104 – Modelo elétrico do conversor utilizando a teoria de <i>gyrator</i>	153
Figura 105 – Diagrama de Bode das funções $FTLAvout_{nc}(s)$, $C_{vout}(s)$ e $FTLAvout_c(s)$	154
Figura 106 – Resultados de simulação: Configuração do circuito para operação no modo retificador.	155
Figura 107 – Resultados de simulação: Correntes de entrada do conversor e tensão da rede $v_a(t)$	155
Figura 108 – Resultados de simulação: Correntes nos indutores <i>interleaved</i>	156
Figura 109 – Resultados de simulação: Correntes de entrada das três fases da rede elétrica. .	156

Figura 110 – Resultados de simulação: Tensões nos lados primário (V_{a12} , V_{b12} e V_{c12}) e lado secundário (V_{sec}) e correntes no indutores de transferência de potência L_{d1} , L_{d2} e L_{d3} (modo retificador).	157
Figura 111 – Resultados de simulação: Tensão no barramento CC primário V_{dc1} , tensão de saída (V_{out}) e corrente de saída ($I_{out} \times 10$).	158
Figura 112 – Resultados de simulação: Potências transferidas pelas três fases do primário ao secundário e potência total transferida para a saída.	158
Figura 113 – Resultados de simulação: Comparação entre os comportamentos das variações de potência calculada e simulada.	159
Figura 114 – Resultados de simulação: Configuração do circuito para operação no modo inversor.	160
Figura 115 – Resultados de simulação: Tensões e correntes de entrada do conversor.	160
Figura 116 – Resultados de simulação: Tensões do lado primário e secundário e corrente no indutor de dispersão L_{d1} (modo inversor).	161
Figura 117 – Resultados de simulação: Comportamento do ângulo δ na inversão do fluxo de potência.	161
Figura 118 – Resultados de simulação: Comportamento das curvas de potência ativa durante a mudança do modo retificador para o inversor.	162
Figura 119 – Protótipo do conversor CA-CC trifásico bidirecional e isolado.	165
Figura 120 – Placa de condicionamento e DSP TMS320F28335.	166
Figura 121 – Protótipo do conversor CA-CC monofásico para testes.	167
Figura 122 – Resultado experimental: (a) Tensão de entrada, corrente de entrada, tensão do barramento primário e tensão de saída; (b) Tensões nos capacitores C_{b1} e C_{b2} e tensão total do barramento primário.	168
Figura 123 – Resultado experimental: (a) Correntes nos indutores de entrada; (b) Detalhe da técnica de intercalamento na corrente de entrada.	168
Figura 124 – Resultado experimental: Tensão nos lados primário e secundário do transformador e corrente em L_{d1}	169
Figura 125 – Resultado experimental: Tensão e corrente de entrada, tensão no barramento primário, tensão de saída e ângulo δ durante ensaios de bidirecionalidade; (a) e (b) Transição do modo G2V para o V2G; (c) e (d) Transição do modo V2G para o G2V.	170
Figura 126 – Resultado experimental: Configuração para a operação como retificador.	171
Figura 127 – Resultado experimental: Tensões e correntes de entrada.	172
Figura 128 – Resultado experimental: Tensões e correntes de entrada, potências de cada fase e potência total.	172
Figura 129 – Resultado experimental: Corrente de entrada e correntes nos indutores <i>inter-leaving</i>	173

Figura 130 – Resultado experimental: Tensão no barramento CC primário (V_{dc1}), tensão no barramento CC secundário (V_{out}), corrente de saída (I_{out}) e potência de saída (P_{out})	174
Figura 131 – Resultado experimental: Variação do ângulo de defasamento δ na potência nominal.	174
Figura 132 – Resultado experimental: Formas de onda das tensões nas pontes do lado primário e da ponte do lado secundário, correntes nos indutores de transferência de potência e corrente no secundário.	175
Figura 133 – Resultado experimental: Ângulo de defasamento δ para diferentes frequências de cruzamento do controlador de saída.	176
Figura 134 – Resultado experimental: (a) Tensões e correntes de entrada; (b) Correntes de entrada e tensão de saída.	178
Figura 135 – Resultado experimental: (a) Tensões e correntes de entrada em malha fechada no secundário; (b) Tensões e correntes de entrada em malha aberta no secundário.	179
Figura 136 – Resultado experimental: Tensão (V_{out}), corrente (I_{out}) e potência de saída (P_{out}).	180
Figura 137 – Resultado experimental: Curva teórica de potência em comparação com pontos obtidos de resultados experimentais.	180
Figura 138 – Resultado experimental: Curva de rendimento.	181
Figura 139 – Resultado experimental: Configuração para operação de inversão do fluxo de potência do conversor.	182
Figura 140 – Resultado experimental: Tensões e correntes de entrada, potência de cada fase e potência total na inversão do fluxo de potência.	183
Figura 141 – Resultado experimental: Tensão do barramento CC primário, tensão de saída, corrente de saída, potência de saída e ângulo de defasamento δ	184
Figura 142 – Resultado experimental: Transições entre os modos retificador e inversor. . . .	185

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Modos de carregamento de baterias de VE (IEC 61851)	34
Tabela 2 – Classificação de carregadores de baterias veiculares segundo a norma SAE J1772	35
Tabela 3 – Análise comparativa entre conversores trifásicos.	68
Tabela 4 – Regiões de operação do conversor trifásico proposto.	91
Tabela 5 – Regiões de operação do conversor.	105
Tabela 6 – Mudança de regiões de operação para $\delta > 0$	109
Tabela 7 – Principais componentes do protótipo e suas especificações.	123
Tabela 8 – Especificações dos indutores de entrada construídos.	126
Tabela 9 – Parâmetros dos indutores <i>interleaving</i> construídos.	127
Tabela 10 – Especificações dos capacitores eletrolíticos do barramento primário.	129
Tabela 11 – Parâmetros para o projeto do transformador.	130
Tabela 12 – Características construtivas do transformador acoplado.	131
Tabela 13 – Parâmetros do transformador acoplado construído.	131
Tabela 14 – Parâmetros para o projeto dos indutores de transferência de potência.	134
Tabela 15 – Parâmetros construtivos dos indutores de transferência de potência.	134
Tabela 16 – Parâmetros dos indutores de transferência de potência construídos.	134
Tabela 17 – Especificações do capacitor de bloqueio CC.	135
Tabela 18 – Esforços de corrente e tensão nos semicondutores.	136
Tabela 19 – Especificações dos semicondutores de potência utilizados no protótipo.	136
Tabela 20 – Especificações dos semicondutores de potência utilizados no protótipo.	137
Tabela 21 – Relação das perdas de energia nos elementos do conversor.	138
Tabela 22 – Principais componentes do protótipo e suas características.	165

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

AC	<i>Alternating Current</i>
A/D	Analógico/Digital
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CFP	Correção do fator de potência
DAB	<i>Dual-active-bridge</i>
FTLA	Função de transferência de laço aberto
G2V	<i>Grid-to-vehicle</i>
PLL	<i>Phase Locked Loop</i>
PI	Proporcional-integral
UPS	<i>Uninterruptible power supply</i>
VE	Veículo elétrico
V2G	<i>Vehicle-to-grid</i>
V2H	<i>Vehicle-to-home</i>
V4G	<i>Vehicle-for-grid</i>
ZVS	<i>Zero Voltage Switcing</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

δ	Ângulo de defasamento
d_x	Razão cíclica nas fases, sendo $x = a, b, c$
D	Razão cíclica
L_{xy}	Indutâncias de entrada, sendo $x = a, b, c$ e $y = 1, 2$
L_{d1}	Indutância de transferência de potência 1
L_{d2}	Indutância de transferência de potência 2
L_{d3}	Indutância de transferência de potência 2
L_{base}	Indutância de base
L_{dybase}	Indutância base de transferência de potência, sendo $y = 1, 2, 3$
M_d	Índice de Modulação
n	Relação de transformação do transformador
P_{Rbase}	Potência de base para regiões de operação
$I_{x_{ef}}$	Corrente eficaz das fases de entrada, sendo $x = a, b, c$
$I_{x_{pk}}$	Corrente de pico das fases de entrada, sendo $x = a, b, c$
I_{base}	Corrente de base
q	Ganho estático do transformador
I_1^{R1}	Corrente 1 do indutor L_{d1} da operação na Região 1
I_2^{R1}	Corrente 2 do indutor L_{d1} da operação na Região 1
I_3^{R1}	Corrente 3 do indutor L_{d1} da operação na Região 1
I_1^{R2}	Corrente 1 do indutor L_{d1} da operação na Região 2
I_2^{R2}	Corrente 2 do indutor L_{d1} da operação na Região 2
I_3^{R2}	Corrente 3 do indutor L_{d1} da operação na Região 2
I_1^{R3}	Corrente 1 do indutor L_{d1} da operação na Região 3
I_2^{R3}	Corrente 2 do indutor L_{d1} da operação na Região 3
I_3^{R3}	Corrente 3 do indutor L_{d1} da operação na Região 3
I_1^{R4}	Corrente 1 do indutor L_{d1} da operação na Região 4
I_2^{R4}	Corrente 2 do indutor L_{d1} da operação na Região 4
I_3^{R4}	Corrente 3 do indutor L_{d1} da operação na Região 4
I_1^{R5}	Corrente 1 do indutor L_{d1} da operação na Região 5
I_2^{R5}	Corrente 2 do indutor L_{d1} da operação na Região 5

I_3^{R5}	Corrente 3 do indutor L_{d1} da operação na Região 5
I_1^{R6}	Corrente 1 do indutor L_{d1} da operação na Região 6
I_2^{R6}	Corrente 2 do indutor L_{d1} da operação na Região 6
I_3^{R6}	Corrente 3 do indutor L_{d1} da operação na Região 6
$I_{S_{zx.med}}$	Corrente média no interruptor do lado primário, sendo $x = a, b, c$ e $z = 1, 2, 3, 4$
$I_{S_{zx.ef}}$	Corrente eficaz no interruptor do lado primário, sendo $x = a, b, c$ e $z = 1, 2, 3, 4$
$I_{D_{zx.med}}$	Corrente média no diodo do lado primário, sendo $x = a, b, c$ e $z = 1, 2, 3, 4$
$I_{D_{zx.ef}}$	Corrente eficaz no diodo do lado primário, sendo $x = a, b, c$ e $z = 1, 2, 3, 4$
$I_{S_{sz.med}}$	Corrente média no interruptor do lado secundário, sendo $z = 1, 2, 3, 4$
$I_{S_{sz.ef}}$	Corrente média no interruptor do lado secundário, sendo $z = 1, 2, 3, 4$
$I_{D_{sz.med}}$	Corrente média no diodo do lado secundário, sendo $z = 1, 2, 3, 4$
$I_{D_{sz.ef}}$	Corrente eficaz no diodo do lado secundário, sendo $z = 1, 2, 3, 4$
R_{bat}	Resistência da bateria
P_{R1}	Potência transferida na região 1
$P_{o(x)}$	Potência instantânea transferida do primário de cada fase, sendo $x = a, b, c$
$P_{o(3\phi)}$	Potência instantânea transferida dos três primários ao secundário transformador
P_6	Potência referente a componente harmônica de frequência igual a seis vezes a frequência da fundamental
$P_{T_{conversor}}$	Perdas totais de potência no conversor
$t_{R2;1}$	Tempo da transição entre as regiões 2 e 1
$t_{R2;3}$	Tempo da transição entre as regiões 2 e 3
$t_{R5;4}$	Tempo da transição entre as regiões 5 e 4
$t_{R5;6}$	Tempo da transição entre as regiões 5 e 6
VE	Veículo elétrico
VEs	Veículos elétricos
v_x	Tensão instantânea de entrada, sendo $x = a, b, c$
V_{dc1}	Tensão no barramento primário
V_{sec}	Tensão no barramento secundário
V_{out}	Tensão de saída do conversor

V_{ab}	Tensão entre os pontos a e b
V_{cd}	Tensão entre os pontos c e d
V_{ef}	Tensão entre os pontos e e f
$V_{x_{pk}}$	Tensão de pico das fases de entrada, sendo $x = a, b, c$
V_{bat}	Tensão da bateria
$V_{BT_{ref}}$	Tensão de referência do barramento total
$V_{BD_{ref}}$	Tensão de referência do barramento diferencial
$V_{out_{ref}}$	Tensão de referência da saída
V_{a12}	Tensão entre os pontos $a1$ e $a2$ ($V_{a12} = V_{dc1}$)
V_{b12}	Tensão entre os pontos $b1$ e $b2$ ($V_{b12} = V_{dc1}$)
V_{c12}	Tensão entre os pontos $c1$ e $c2$ ($V_{c12} = V_{dc1}$)
V_{AN}	Tensão entre fase A e neutro
$v_{L_{xy}}$	Tensão nos indutores de entrada L_{xy} , sendo $x = a, b, c$ e $y = 1, 2$
ω_s	Frequência angular de comutação
ω_{rd}	Frequência angular da rede

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO GERAL	23
1.1	OBJETIVOS E CONTRIBUIÇÕES DA TESE	24
1.2	ORGANIZAÇÃO DA TESE	25
2	CARREGAMENTO DE BATERIAS DE VEÍCULOS ELÉTRICOS	27
2.1	INTRODUÇÃO	27
2.2	PRINCIPAIS NORMAS E PADRONIZAÇÕES	27
2.3	CARREGADORES DE BATERIAS: NORMAS E PADRONIZAÇÕES	29
2.3.1	Conexão com Infraestrutura de Carregamento	29
2.3.2	Modos ou Níveis de Carregamento	31
2.3.3	Padrões de Operação de Carregadores Veiculares	35
2.3.4	Isolação Galvânica e Segurança	36
2.4	FUNCIONALIDADES APLICADAS A VEÍCULOS ELÉTRICOS	37
2.4.1	<i>Grid-to-Vehicle (G2V)</i>	38
2.4.2	<i>Vehicle-to-Grid (V2G)</i>	38
2.4.3	<i>Vehicle-to-Home (V2H)</i>	40
2.4.4	<i>Vehicle-for-Grid (V4G)</i>	41
2.5	CONCLUSÃO	42
3	CONVERSORES CA-CC BIDIRECIONAIS ISOLADOS	44
3.1	INTRODUÇÃO	44
3.2	CONVERSORES CA-CC MONOFÁSICOS BIDIRECIONAIS E ISOLADOS	46
3.3	CONVERSORES CA-CC TRIFÁSICOS BIDIRECIONAIS E ISOLADOS E A PROPOSTA DE UM NOVO CONVERSOR	54
3.3.1	Proposta de um Novo Conversor CA-CC Trifásico Bidirecional e Isolado de Único Estágio	64
3.4	ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE CONVERSORES TRIFÁSICOS	67
3.5	CONCLUSÃO	69
4	CONVERSOR CA-CC TRIFÁSICO BIDIRECIONAL PROPOSTO	70
4.1	INTRODUÇÃO	70
4.2	ANÁLISE QUALITATIVA	70
4.2.1	Estratégia de Modulação Proposta	70
4.2.2	Estratégia de Controle Proposta	72
4.2.3	Regiões e Etapas de Operação	73
4.3	ANÁLISE QUANTITATIVA	80
4.3.1	Análise da Variação da Razão Cíclica	81
4.3.2	Ondulação das Correntes de Entrada	84

4.3.3	Análise da Transferência de Potência	88
4.3.3.1	<i>Definições para o equacionamento</i>	90
4.3.3.2	<i>Região de operação 1</i>	91
4.3.3.3	<i>Região de operação 2</i>	95
4.3.3.4	<i>Região de operação 3</i>	97
4.3.3.5	<i>Região de operação 4</i>	99
4.3.3.6	<i>Região de operação 5</i>	101
4.3.3.7	<i>Região de operação 6</i>	102
4.3.3.8	<i>Regiões de operação do conversor e análise das potências</i>	104
4.3.3.9	<i>Análise da Transferência de Potência em Baixa Frequência</i>	107
4.3.4	Ângulo Phase-Shift (δ)	113
4.3.5	Indutores de Transferência de Potência	114
4.3.6	Ondulação de Tensão no Barramento CC Primário	114
4.3.7	Análise de Esforços nos Semicondutores	116
4.3.7.1	<i>Semicondutores da Lado Primário</i>	116
4.3.7.2	<i>Semicondutores do Lado Secundário</i>	119
4.3.7.3	<i>Cálculo de Perdas nos Semicondutores</i>	120
4.4	CONCLUSÃO	121
5	PROCEDIMENTO DE PROJETO E SIMULAÇÃO NUMÉRICA	123
5.1	INTRODUÇÃO	123
5.2	PARÂMETROS DE ENTRADA	124
5.3	DIMENSIONAMENTO DOS INDUTORES DE ENTRADA <i>INTERLEAVING</i>	126
5.4	DIMENSIONAMENTO DO CAPACITOR DE FILTRO	127
5.5	DIMENSIONAMENTO DOS CAPACITORES DO BARRAMENTO PRIMÁRIO	128
5.6	DIMENSIONAMENTO DO TRANSFORMADOR ACOPLADO	129
5.7	DIMENSIONAMENTO DOS INDUTORES DE TRANSFERÊNCIA DE POTÊNCIA	132
5.8	DIMENSIONAMENTO DO CAPACITOR DE BLOQUEIO CC	135
5.9	DIMENSIONAMENTO DOS INTERRUPTORES	135
5.10	ESTIMATIVA DE RENDIMENTO	137
5.11	PROJETO DE CONDICIONAMENTO DE SINAIS	138
5.11.1	Condicionamento do Sinais de Tensão	139
5.11.2	Condicionamento dos Sinais de Corrente	142
5.11.3	Circuito <i>Buffer</i> de Tensão	143
5.11.4	Circuito do <i>Driver</i>	144
5.11.5	Processador digital de sinais	144

5.12	PROJETO DOS CONTROLADORES	145
5.12.1	Controladores das Correntes de Entrada	146
5.12.2	Controlador da Tensão de Barramento Total do Primário	147
5.12.3	Controlador da Tensão Diferencial do Barramento Primário	149
5.12.4	Controlador da Tensão de Saída	151
5.13	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	154
5.13.1	Operação no Modo Retificador	154
5.13.2	Operação no Modo Inversor	159
5.14	CONCLUSÃO	163
6	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	164
6.1	INTRODUÇÃO	164
6.2	PROTÓTIPO DO CONVERSOR	164
6.3	RESULTADOS DO CONVERSOR CA-CC BIDIRECIONAL MONOFÁSICO	166
6.4	RESULTADOS DO CONVERSOR TRIFÁSICO PROPOSTO	170
6.5	OPERAÇÃO NO MODO RETIFICADOR	170
6.5.1	Operação em Malha Fechada no Secundário	171
6.5.2	Operação em Malha Aberta no Secundário	177
6.6	OPERAÇÃO NO MODO INVERSOR	181
6.7	CONCLUSÃO	185
7	CONCLUSÃO GERAL	187
7.1	CONCLUSÕES GERAIS DA TESE	187
7.2	RECOMENDAÇÕES PARA TRABALHOS FUTUROS	188
7.3	PUBLICAÇÕES RESULTANTES	189
	REFERÊNCIAS	190
	ANEXO A – TRANSFORMADOR ACOPLADO	197
	ANEXO B – INDUTORES DE TRANSFERÊNCIA DE POTÊNCIA .	205
	ANEXO C – LAYOUT DA PLACA DE CONDICIONAMENTO DE SINAIS	214

1 INTRODUÇÃO GERAL

O desenvolvimento de veículos elétricos (VEs) não é algo novo, pois ele remete ao início do desenvolvimento da eletricidade, antes mesmo da difusão dos veículos de motores a combustão. A grande exploração do petróleo e consequente baixa no seu custo impulsionou o desenvolvimento de veículos à combustão, inviabilizando praticamente os veículos elétricos. Poucas iniciativas, geralmente em transportes de massa, resistiram ao petróleo (RYAN, 1994; CHAU, 2015).

Durante praticamente todo o século passado, apenas durante períodos de crise e aumento do custo do petróleo, surgiram iniciativas de retomar o desenvolvimento de veículos elétricos. Isso passou a mudar a partir de 1990 com a conscientização da população sobre as mudanças climáticas e a sustentabilidade. Com o passar dos anos, o apelo pela redução das emissões de gases poluentes incentivou pesquisadores acadêmicos e da indústria a desenvolver novamente soluções aplicadas aos veículos elétricos e híbridos. Atualmente os veículos elétricos e híbridos já estão disponíveis em todos os continentes, sendo que praticamente todos os fabricantes desenvolvem opções em suas linhas de produção (CHAU, 2015; LARMINIE J.; LOWRY, 2012).

Nos últimos anos, as tecnologias envolvendo os veículos elétricos foram focadas em seus componentes individuais, tais como motores elétricos, sistemas de acionamento, baterias, carregadores de baterias, entre outros. Nesse contexto, destacam-se as baterias e os obstáculos enfrentados para viabilizar sua utilização em veículos elétricos. Os principais desafios encontrados são o elevado custo, o tempo de vida útil, carregamento e infraestrutura para a recarga das baterias. Atualmente os governos de países desenvolvidos vêm trabalhando em conjunto com o setor privado, destinado ao desenvolvimento tecnológico, para incentivar ações que busquem ampliar a utilização de veículos elétricos, e como consequência, toda a infraestrutura necessária para suportar esse avanço (SU WENCONG; EICHI, 2012).

No conceito emergente de redes inteligentes ou *Smart Grids*, os veículos elétricos irão desempenhar um novo papel, por meio da troca de energia com a rede elétrica de distribuição. Para isso, necessita-se de conversores bidirecionais que possibilitem o gerenciamento da energia, permitindo não somente o carregamento das baterias, como também que os veículos elétricos funcionem como sistemas distribuídos de armazenamento de energia, sistema conhecido como *Vehicle-to-Grid* (V2G). De modo geral, na operação V2G, as baterias de um veículo elétrico podem armazenar energia em momentos de excesso de oferta, e suprir a eletricidade para a rede em momentos de pico de demanda (LOPES JOÃO A. P.; SOARES, 2011).

Outras funcionalidades estão sendo desenvolvidas pela comunidade científica a partir dos carregadores bidirecionais, que passam a ter aplicação multifuncional. Dentre essas novas funcionalidades se destacam a operação *Vehicle-to-Home* (V2H) e *Vehicle-for-Grid* (V4G) (MONTEIRO V.; FERREIRA, 2018). Na operação V2H, o carregador de baterias pode se comportar como uma UPS (*Uninterruptible Power Supply*) fornecendo energia para as cargas residenciais em que estão conectadas durante eventuais falhas da distribuição de energia da rede

elétrica. Já na operação V4G, o carregador pode ser ativado para operar como um filtro ativo de potência, processando o reativo da fundamental e os harmônicos produzidos pelas cargas não lineares das aplicações residenciais.

As funcionalidades supracitadas podem ser aplicadas em um contexto mais amplo, o de microrredes de energia. Nesse contexto, elas não estarão apenas relacionadas individualmente com as residências, mas farão parte de um conjunto maior de geradores distribuídos e cargas controladas que deverão operar em conjunto a fim de manter a operação e estabilidade de uma microrrede (MONTEIRO V.; PINTO, 2016).

Para que haja este fluxo de energia entre todas as possíveis funcionalidades supracitadas, é necessário a utilização de um circuito de conversão que seja bidirecional, permitindo que este fluxo de energia seja direcionado para ambos os lados de um sistema. Estes circuitos são denominados na literatura como conversores CA-CC bidirecionais, que vêm sendo amplamente estudados e aplicados (YILMAZ; KREIN, 2013).

Visando atender as aplicações e funcionalidades *Vehicle-to-Grid* (V2G) e *Grid-to-Vehicle* (G2V), o apelo por topologias de conversores CA-CC trifásicas bidirecionais e outras características, propõe-se nesta tese uma nova topologia de conversor CA-CC trifásica bidirecional e isolada de único estágio. Realizando-se a análise do conversor proposto, obtém-se as equações que regem seu funcionamento e metodologias de projeto dos elementos que o compõem.

1.1 OBJETIVOS E CONTRIBUIÇÕES DA TESE

O objetivo principal desta tese é realizar uma contribuição ao mercado emergente de carregadores veiculares, propondo uma nova topologia. A topologia proposta é um conversor CA-CC trifásico estruturado pela associação do conversor *Dual Active Bridge* (DAB) e de seis retificadores meia ponte conectados em paralelo, em que cada fase da alimentação é conectada, pela técnica de *interleaving*, a duas estruturas em meia ponte. Como conversores monofásicos possuem ondulação de potência igual a duas vezes a frequência da rede, o conversor proposto possibilita a transferência de uma potência quase constante a saída. Esta potência é resultante da soma das potências pulsadas transferidas por cada conjunto monofásico (dois conversores em meia ponte interligados pela técnica de *interleaving*), defasadas em 120° .

A possibilidade da operação *Vehicle-to-Grid* (V2G) tem orientado ao desenvolvimento de carregadores bidirecionais que possibilitam o controle do fluxo de carga e descarga das baterias. Além disso, requisitos de segurança durante as funções de carregamento de um VE são importantes aos usuários e podem ser realizados por meio de isolação galvânica. Neste contexto, o conversor proposto possibilita operação bidirecional e possui isolação galvânica em alta frequência entre a rede e a bateria. Além do mais, adota-se uma única estrutura em ponte completa no lado secundário, com razão cíclica fixa aplicada aos interruptores, minimizando a complexidade na operação.

As principais desvantagens observadas em análises preliminares são uma maior circulação

de potência reativa no transformador e elevados níveis de corrente nos semicondutores do lado secundário.

Os objetivos e contribuições do estudo realizado nesta tese são os relacionados abaixo:

- Revisar aos propostas da literatura sobre sistemas de carregamento de baterias de VE;
- Estudar as principais normas e padronizações internacionais e brasileiras para o carregamento de VEs;
- Revisar e avaliar as principais topologias de conversores CA-CC monofásicos e trifásicos bidirecionais e isolados;
- Estudar e propor técnica de modulação para o acionamento dos interruptores da topologia proposta;
- Realizar as análises qualitativa e quantitativa da topologia proposta;
- Desenvolver uma metodologia de projeto para o conversor em estudo, no qual o dimensionamento de todos os componentes da estrutura é apresentado;
- Propor uma estratégia de controle e realizar o seu dimensionamento;
- Obter resultados experimentais com o uso de um protótipo para validar os estudos realizados.

1.2 ORGANIZAÇÃO DA TESE

Este trabalho está dividido em capítulos que apresentam o embasamento teórico e a descrição e desenvolvimento do conversor proposto. Os capítulos estão distribuídos da seguinte forma:

- Capítulo 2: Nesse capítulo são apresentadas as principais normas e padronizações quanto ao carregamento de baterias de VEs, desde a conexão de um sistema com a rede elétrica até a conexão ao veículo elétrico.
- Capítulo 3: Apresenta uma revisão bibliográfica a respeito de conversores CA-CC bidirecionais e isolados, monofásicos e trifásicos e por fim a apresentação do novo conversor trifásico CA-CC bidirecional e isolado.
- Capítulo 4: Trata das análises qualitativas e quantitativas do conversor proposto, obtendo-se equações matemáticas que descrevem o seu funcionamento e utilizadas para o projeto dos seus componentes.
- Capítulo 5: Aplicação das análises em um exemplo de projeto, em que o dimensionamento de todos os componentes da estrutura e projetos dos controladores são apresentados.

Além disso, os principais resultados de simulação são apresentados a fim de validar o equacionamento desenvolvido e mostrar o desempenho do conversor proposto;

- Capítulo 6: Composto da apresentação do protótipo construído e os resultados obtidos em ensaios de laboratório, os quais servem como validação das análises teóricas realizadas no decorrer do documento;
- Capítulo 7: Conclusão geral é apresentada a fim de mostrar as principais características e resultados do estudo realizado, confrontando os resultados esperados com os resultados experimentais obtidos. Além disso, são apresentadas algumas recomendações para trabalhos futuros relacionados a topologia, a fim de obter-se melhores resultados e outras contribuições na área de eletrônica de potência.

2 CARREGAMENTO DE BATERIAS DE VEÍCULOS ELÉTRICOS

2.1 INTRODUÇÃO

A implantação de uma infraestrutura capaz de realizar o carregamento de baterias de veículos elétricos (VE) é considerada fundamental e importante para a popularização e consolidação do transporte elétrico no mercado automobilístico. No entanto, muitas questões precisam ser definidas como o tempo de recarga, a distribuição da energia elétrica, políticas de demanda, conexão à rede elétrica, entre outras. Portanto, espera-se que normas e padrões internacionais sejam estabelecidos para o carregamento de baterias de veículos elétricos (YILMAZ; KREIN, 2013). Atualmente, governos de países desenvolvidos tem trabalhado em associação com órgãos de desenvolvimento tecnológico a fim de incentivar o uso de veículos elétricos e estabelecer normas e padronizações que possam desenvolver este mercado automobilístico (BIANCHIN, 2017).

A padronização e regulamentação, em nível global, está sendo tratada principalmente por duas instituições: a *International Electrotechnical Commission* (IEC) e a *International Organization for Standardization* (ISO). Nos Estados Unidos, quem estabelece os padrões é a SAE (*Society of Automotive Engineers*), uma associação profissional e organização de desenvolvimento de padrões para profissionais de engenharia em diversas indústrias (KETTLES, 2015). Já no Brasil, a organização que adota e impõe padrões e regulamentações quanto a recarga de VEs é a ABNT (Associação Brasileira de Normas Técnicas), que baseia-se nos padrões da IEC.

Neste capítulo, é apresentada uma revisão geral sobre as principais normas e padronizações vigentes atualmente, em âmbito internacional, relacionadas ao processo de carregamento de baterias de veículos elétricos. São apresentados tópicos referentes a conexão com a rede elétrica, modos de carregamento e classificações de carregadores de baterias. Também são apresentadas as principais tecnologias emergentes relacionadas as funcionalidades dos veículos elétricos.

2.2 PRINCIPAIS NORMAS E PADRONIZAÇÕES

Nos Estados Unidos da América, a SAE coordena e desenvolve padrões técnicos baseados nas melhores práticas identificadas e descritas por seus comitês. As principais normas desenvolvidas por esta organização relacionadas a recarga de baterias de veículos elétricos são:

- J1772: *Electric Vehicle and Plug-in Hybrid Electric Vehicle Conductive Charge Coupler*;
- J1773: *Electric Vehicle Inductively Coupled Charging*;
- J2293: *Energy Transfer System for Electric Vehicles*;
- J2344: *Guidelines for Electric Vehicle Safety*;
- J2836: *Use Cases for Customer Communication for Plug-in Electric Vehicles*;

- J2847: *Communication Between Plug-in Vehicles and Off-board DC Chargers*;
- J2894: *Power Quality Test Procedures for Plug-in Electric Vehicle Chargers*;
- J2931: *Digital Communications for Plug-in Electric Vehicles*;
- J2953: *Plug-in Electric Vehicle(PEV) Interoperability with Electric Vehicle Supply Equipment (EVSE)*.

No cenário europeu, as organizações IEC e ISO são quem estabelecem normas e padrões para VEs. Ambas trabalham em conjunto no desenvolvimento de regulamentações e padronizações. Enquanto a IEC desenvolve trabalhos relacionados a componentes elétricos e infraestrutura de fornecimento de energia, a ISO desenvolve trabalhos relacionados ao VE como um todo (MULLER B.; MEYER, 2015). Há duas normas definidas pela IEC para recarga condutiva de baterias de veículos elétricos: IEC 61851 e IEC 62196. A norma IEC 61851 (*Electric Vehicle Conductive Charging System*) define equipamentos para recarga de VEs em corrente alternada e corrente contínua e a norma IEC 62195 (*Plugs, Sockets Outlets, Vehicle Coupler and Vehicles Inlets - Conductive Charging of Electric Vehicles*) estabelece os padrões de conectores utilizados no processo de recarga de baterias de VEs. As principais normas derivadas da IEC 61851 e 62196 são listadas abaixo:

- IEC 61851-1: *Electric vehicle conductive charging system - General requirements*;
- IEC 61851-21: *Electric Vehicle requirements for conductive connection to an AC/DC Supply*;
- IEC 61851-23: *DC Electric vehicle charging station*;
- IEC 61851-24: *Digital communication between a DC EV charging station and an electric vehicle for control of DC charging*;
- IEC 62196-1: *Plugs, socket-outlet and vehicle couplers - General requirements*;
- IEC 62196-2: *Dimensional compatibility and interchangeability requirements for AC pin and contact-tube accessories*;
- IEC 62196-3: *Dimensional compatibility and interchangeability requirements for DC and AC/DC pin and contact-tube vehicle couplers*.

No Brasil, estes padrões da IEC foram adotados pela ABNT, sendo as principais a seguir:

- NBR/IEC 61851: Sistema de Recarga Condutiva para Veículos Elétricos;
- NBR/IEC 62196: Plugues, Tomadas, Tomadas Móveis para Veículo Elétrico e Plugues Fixos de Veículos Elétricos - Recarga Condutiva para Veículos Elétricos.

É importante ressaltar que os veículos elétricos continuam sendo o principal assunto nos futuros trabalhos de padronização. Os padrões e regulamentações para VEs pertencem a três pilares principais relacionados a segurança, compatibilidade e desempenho. As padronizações de segurança têm como enfoque a garantia da proteção do usuário contra choques elétricos e outros riscos relacionados. Os padrões de compatibilidade se preocupam com a definição de plugues e tomadas adequadas a recarga de VEs, mas também se referem a definir uma infraestrutura universal utilizável. Já os padrões de desempenho dizem respeito a medição de desempenho das baterias, do estado da carga e vida útil.

Uma série de questões sobre padronizações e normas ainda precisam ser definidas, pois uma padronização global ainda não foi alcançada. Um caso é a existência de vários conectores mutuamente incompatíveis. Um trabalho contínuo está sendo realizado por organizações internacionais de padronização, a fim de estabelecer soluções unificadas que terão um papel importante na implantação de veículos elétricos em nível global (MULLER B.; MEYER, 2015).

2.3 CARREGADORES DE BATERIAS: NORMAS E PADRONIZAÇÕES

Nesta seção são apresentados tópicos relacionados a normas e padronizações aplicados aos carregadores condutivos de baterias de veículos elétricos.

2.3.1 Conexão com Infraestrutura de Carregamento

Na recarga das baterias de um veículo elétrico, é necessário um conjunto de cabos e conectores que proporcionem o fluxo da energia. Estes podem estar alojados no VE ou dispostos em estações de carregamento, sendo parte constituinte da conexão com a infraestrutura de carregamento. Este conjunto de cabos e conectores podem ser diferentes com relação ao tipo de carregamento, podendo ser em corrente alternada (CA) ou corrente contínua (CC), ou conforme a infraestrutura elétrica de determinado país.

Atualmente há padrões importantes de conectores e formas de carregamento condutivo que vêm sendo estabelecidos e utilizados por fabricantes de automóveis elétricos, em âmbito internacional. Nos Estados Unidos, o padrão de conector utilizado é definido pela organização SAE (*Society of Automotive Engineers*), a partir de sua norma denominada J1772 - *Electric Vehicle and Plug in Hybrid Electric Vehicle Conductive Charge Coupler*. Este conector é desenvolvido com a finalidade de disponibilizar energia alternada (três pinos superiores) ou contínua (dois pinos inferiores) as baterias, em somente um invólucro, como apresentado na Figura 1. Na Figura 1(a) é apresentado um conector, considerado universal (Fabricante Yazaki), utilizado pelo padrão J1772 para os métodos de carregamento em corrente alternada nível 1 (tensão monofásica de 120 V e corrente máxima de 16 A) e nível 2 (tensão monofásica de 240 V ou trifásica de 400 V e corrente máxima de 80 A). Já o conector da Figura 1(b), denominado de CCS (*Combined Charging System*), é desenvolvido para suportar tanto recarga CA (três pinos superiores) ou recarga CC rápida (dois pinos inferiores), em somente um invólucro.

Figura 1 – Conector padrão da norma SAE J1772.

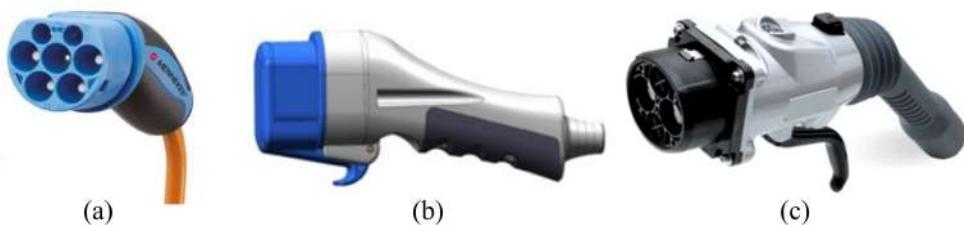


Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

Na Europa, a norma IEC 62196 estabelece além do conector universal (*Yazaki*), mais três conectores padronizados, descritos a seguir e que são mostrados na Figura 2:

- Tipo 1 - *Yazaki*; CCS: Utilizado nos Estados Unidos e também no Japão, equivalente ao conector da SAE (Fig. 1(a)). Utilizado para alimentação monofásica em corrente alternada de até 250 V/32 A;
- Tipo 2 - *Mennekes*: Desenvolvido na Alemanha tornando-se padrão europeu, é utilizado para alimentação CA monofásica (até 250 V/70 A) ou trifásica (380 V-480 V/63 A);
- Tipo 3 - *Scame*: Apresenta características nominais semelhantes ao conector Tipo 2. Possui uma capa de proteção (*shutter*), realizando a cobertura de seus contatos, sendo requisito de segurança estabelecido por alguns países europeus;
- Tipo 4 - *CHAdeMO*: Conector de recarga rápida em corrente contínua, estabelecido por uma associação de empresas do setor automobilístico e de energia e equipamentos elétricos de vários países, liderada por fabricantes japoneses e franceses de automóveis e pela empresa de energia *TEPCO* de Tóquio. Este conector é utilizado para alimentação CC de até 500 V/125 A.

Figura 2 – Conectores padrão IEC 62196-2: (a) Tipo 2 (Mennekes); (b) Tipo 3 (SCAME); Tipo 4 (CHAdeMO).



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

Há veículos elétricos já comercializados que possuem mais de um tipo de conector. Um exemplo disso é o automóvel *Nissan Leaf*, o qual possui um conector do padrão SAE J1772 para recarga lenta em corrente alternada e um conector *CHAdeMO* para recarga rápida em corrente

contínua. Na Figura 3, o automóvel conectado a uma estação de carregamento e em detalhe os dois tipos de conectores para recarga são ilustrados.

Figura 3 – Automóvel *Nissan Leaf* com mais de um tipo de conector para recarga.



Fonte: Adaptada de (HERRON, 2017)

No entanto, em 2012, fabricantes de automóveis elétricos dos Estados Unidos e da Europa optaram pela utilização do novo conector padrão SAE J1772, visualizado na Figura 1(b), possibilitando recarga lenta em corrente alternada e recarga rápida em corrente contínua. Além disso proporcionou redução do custo de implantação da infraestrutura (RODRIGUES M. C. B. P.; OLIVEIRA, 2014).

2.3.2 Modos ou Níveis de Carregamento

As baterias de veículos elétricos são dependentes de um fornecimento externo de energia elétrica para serem carregadas quando necessário. No começo do desenvolvimento de VEs, a maioria destes, de uso industrial, eram carregados por meio de carregadores fixos e externos (*off-board*), ou seja, estações de carregamento. Como foi mostrado anteriormente, vários conectores foram padronizados, sendo utilizados na indústria. Todavia, são geralmente usados por pessoas treinadas e qualificadas e, além disso, são desenvolvidos considerando baixos níveis de tensão.

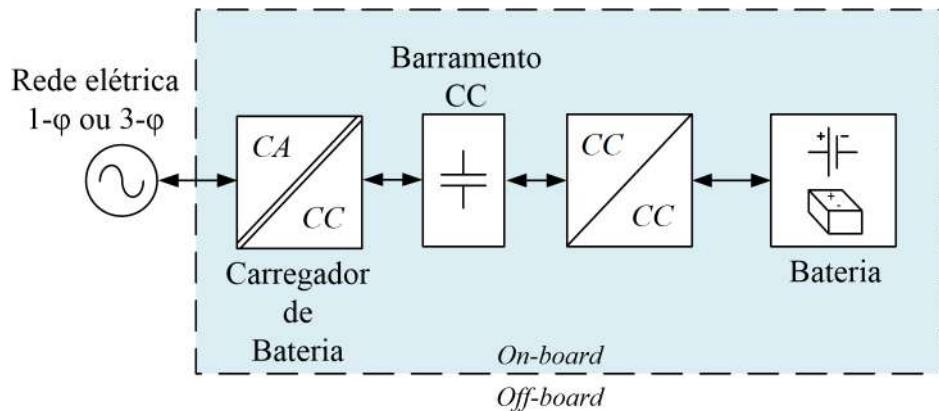
Com o advento dos veículos elétricos em âmbito global, vários países têm desenvolvido diferentes abordagens relativas ao carregamento de baterias de VEs, levando em conta questões específicas como segurança e proteção. Deste modo, organizações de padronização também têm definido normas, requisitos, modos e classificações quanto ao carregamento de baterias por meio de carregadores, a fim de auxiliar na escolha da melhor solução.

Com relação aos modos de carregamento, a norma IEC 61851 especificou quatro modos de carregamento condutivo aplicado a veículos elétricos, a saber:

- **Modo 1:** Caracteriza-se por ser um modo de carregamento lento em corrente alternada e embarcado (*on-board*), utilizando-se tomada de uso geral residencial, que pode ser instalada a baixo custo. A corrente máxima de recarga é limitada em 16 A. Já a tensão CA não pode exceder 250 V para o caso monofásico, e 480 V para um sistema trifásico. No entanto, a norma recomenda uma tensão alternada eficaz de 230 V / 400 V, proporcionando uma potência máxima de 3,7 kW (monofásica) e 11 kW (trifásica). Este modo

está sendo proibido e descontinuado por muitos países e montadores de VE. Os níveis de 230 V / 16 A é a especificação padrão na Europa, correspondendo ao carregamento normal de veículos de pequeno porte e médio porte (BOSSCHE, 2003; SFAKIANAKIS; EVERTS; LOMONOVA, 2015). A Figura 4 apresenta a configuração adotada por este modo.

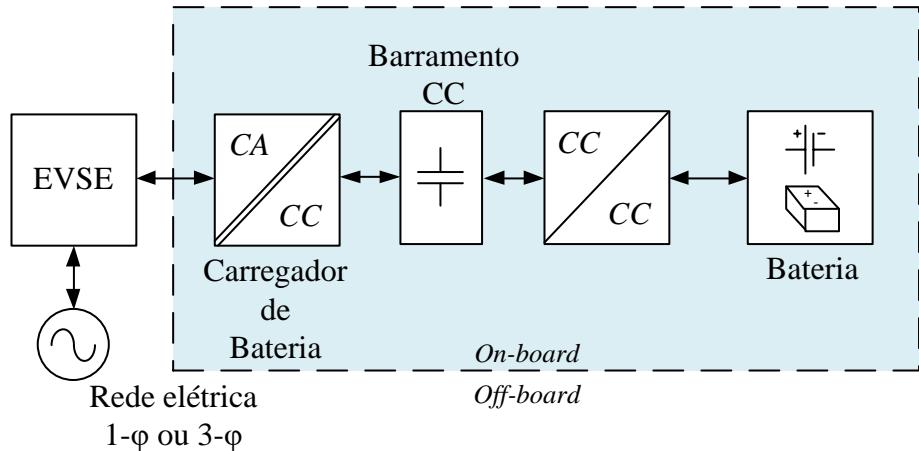
Figura 4 – Modo de carregamento 1 e 2.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

- **Modo 2:** O modo de recarga 2, também para carregamento lento e embarcado, ao contrário do modo 1, oferece conexão à rede por meio de um EVSE com conectores, com função piloto e proteções incorporadas contra choque elétrico. As especificações deste modo são as mesmas do modo 1, no entanto, a corrente máxima é de 32 A. Portanto, a potência de carregamento é de 7,4 kW (monofásico) e 22 kW (trifásico) (SFAKIANAKIS; EVERTS; LOMONOVA, 2015; RODRIGUES M. C. B. P.; OLIVEIRA, 2014). Na Figura 4 tem-se também a representação do modo 2.
- **Modo 3:** Este modo é caracterizado por carregamento lento e rápido, utilizando-se do sistema EVSE, com uma tomada com controle, função de proteção, entre outros recursos de segurança. O modo 3 refere-se a estações de carregamento privadas ou públicas em que é necessário a segurança dos usuários. A norma IEC 61851-1 exige que haja um sistema de controle que garanta a proteção quando o VE estiver conectado a rede elétrica. Além do mais, a norma exige as seguintes funções do sistema de controle de proteção: verificação de conexão correta do VE, verificação contínua da integridade do condutor terra, energização e desenergização do sistema, seleção da taxa de carregamento. As especificações de até 63 A são permitidas. O nível máximo de potência é de 14,5 kW (monofásico) e 43,5 kW (trifásico) (RODRIGUES M. C. B. P.; OLIVEIRA, 2014; SFAKIANAKIS; EVERTS; LOMONOVA, 2015). A Figura 5 ilustra este modo de recarga.

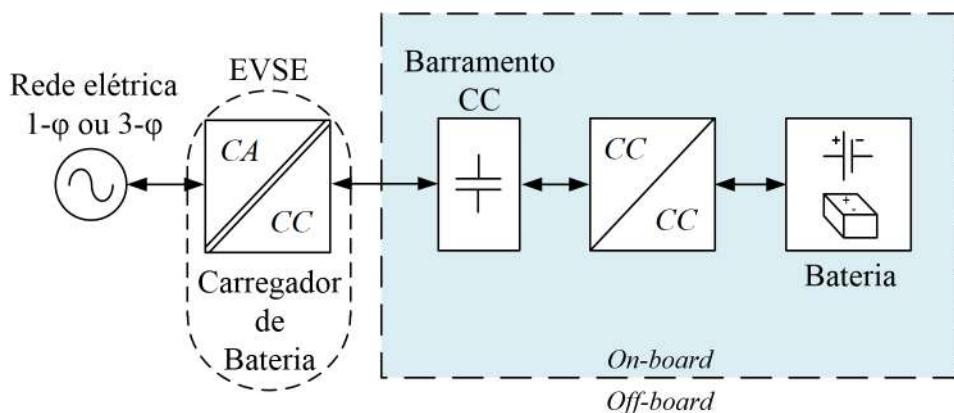
Figura 5 – Modo de carregamento 3.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

- **Modo 4:** O modo 4, tendo sua representação em blocos na Figura 6, engloba a recarga em corrente contínua (carregamento rápido) e atualmente ainda está em desenvolvimento. Com correntes de carga de até 400 A, são fornecidas por um carregador *off-board* localizado dentro do sistema EVSE. Valores típicos de potência estendem-se a 50 kW, 120 kW, 150 kW, e futuramente em desenvolvimento potências da magnitude de 350 kW e 400 kW.

Figura 6 – Modo de carregamento 4.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

Na Tabela 1 é possível visualizar de maneira simplificada as principais informações destes quatro modos de carregamento estabelecidos pela IEC.

Não obstante, o órgão de padronização SAE dos Estados Unidos estabelece, com sua norma J1772, uma classificação dos carregadores de baterias veiculares. Esta norma classifica os carregadores veiculares em três níveis. Os níveis de recarga em corrente alternada 1 e 2 são tipicamente monofásicos. Assim como o modo 1 da norma IEC 61851, o nível 1 da SAE J1772 permite realizar o carregamento de um VE a partir de tomada residencial comum. O nível 3

Tabela 1 – Modos de carregamento de baterias de VE (IEC 61851).

Modo de recarga	Características/Aplicação	Tensão de operação	Corrente de operação
Modo 1	<ul style="list-style-type: none"> - Carregamento lento CA monofásico ou trifásico; - Recarga em tomada residencial de uso geral. 	até 250 V (monofásico) até 480 V (trifásico) Recomendado 230/400 V	16 A
Modo 2	<ul style="list-style-type: none"> - Carregamento lento CA monofásico ou trifásico; - Recarga em tomada de uso específico (proteção e controle incorporados ao cabo ou conector). 	até 250 V (monofásico) até 480 V (trifásico)	32 A
Modo 3	<ul style="list-style-type: none"> - Carregamento lento CA monofásico ou trifásico utilizando EVSE; - Carregamento privado ou público. 	até 250 V (monofásico) até 480 V (trifásico)	até 63 A
Modo 4	<ul style="list-style-type: none"> - Carregamento rápido em CC; - Estações de carregamento. 	-	até 400 A

Fonte: Norma IEC 61851.

da SAE também possui compatibilidade com o modo 2 da IEC 61851. Já o nível 3 é aplicado à estações de recarga comerciais, com carga rápida em corrente contínua. Vale ressaltar que a SAE não estabelece recarga com alimentação trifásica, devido não ser um tipo de fonte de energia comum e disponível nos Estados Unidos. Na Tabela 2 são apresentados estes níveis de carregamento da SAE, elencando suas principais características quanto a instalação, níveis de potência, local de utilização, tempo de recarga e tecnologia utilizada.

Os modos ou níveis de carregamento e demais formas possíveis de se carregar baterias de VEs podem ser representadas a partir de diagramas de blocos, como ilustrado na Figura 7.

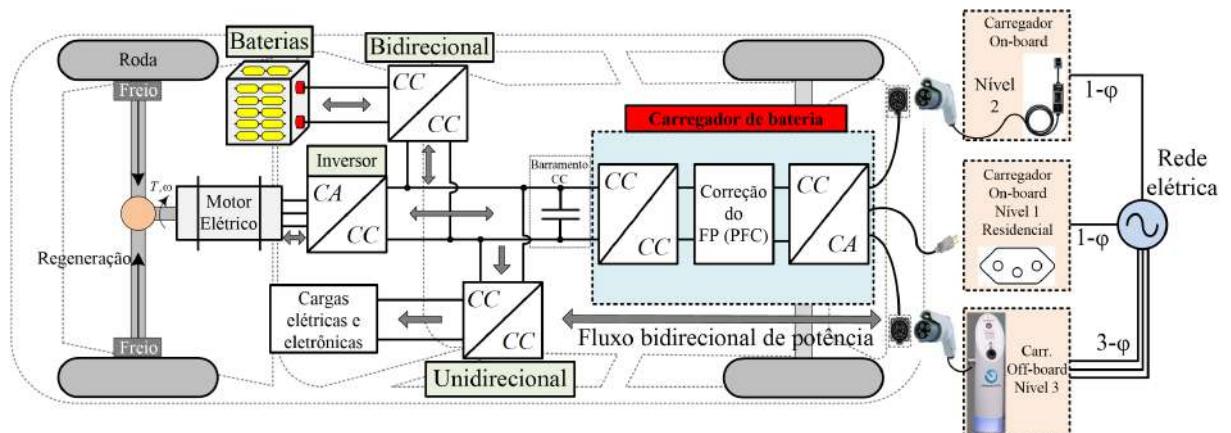
No caso do carregamento indutivo de baterias de veículos elétricos, este é realizado por meio de acoplamento magnético. Esta tecnologia pode oferecer isolação galvânica, conexão robusta, compatibilidade de energia, durabilidade e uma interface amigável. Porém, há desvantagens como baixa eficiência de conversão e necessidade de infraestrutura de elevado custo. A SAE está definindo uma padronização internacional para o carregamento indutivo pela norma SAE J2954. Carregadores de baterias que usam esta tecnologia não serão abordados nesta tese.

Tabela 2 – Classificação de carregadores de baterias veiculares segundo a norma SAE J1772

Níveis	Tensão de alimentação	Instalação do carregador	Níveis de potência	Tempo de carga	Tecnologia Veicular
Nível 1	120 Vac	On-board	1,4 kW (12 A)	4-11 horas	Híbrida (5-15 kWh) Puramente elétrico (16-50 kWh)
	230 Vac	Monofásico	1,9 kW (20 A)	11-36 horas	
Nível 2	240 Vac	On-board	4 kW (17 A)	1-4 horas	Híbrida (5-15 kWh) Puramente elétrico (16-30 kWh)
	400 Vac	Monofásico ou Trifásico	8 kW (32 A)	2-6 horas	
Nível 3	208 - 600 Vac ou Vdc	Off-board	50 kW	0,4-1 horas	Puramente elétrico (20-50 kWh)
		Trifásico	100 kW	0,2-0,5 horas	

Fonte: Norma SAE J1772.

Figura 7 – Sistema de carregamento de baterias em veículo elétrico.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

2.3.3 Padrões de Operação de Carregadores Veiculares

Carregadores de baterias, principalmente aqueles que são conectados a rede elétrica, ou seja, utilizando-se de conversores CA-CC, devem seguir determinadas normas com relação ao fator de potência e taxa de distorção harmônica (THD).

A qualidade de energia de um conversor conectado a rede elétrica pode ser quantificada pelo fator de potência ou pela quantidade de injeção de correntes harmônicas na entrada CA.

Para conversores monofásicos e trifásicos com correntes menores do que 16 A por fase, em que os carregadores modo 1 ou nível 1 são incluídos, a IEC definiu a norma de padrão internacional IEC 61000-3-2, a qual limita a injeção de correntes harmônicas na rede de distribuição. No caso de conversores CA-CC com correntes maiores do que 16 A por fase, geralmente aqueles conectados a sistemas públicos de energia elétrica, aplica-se a norma IEC 61000-3-4.

Além disso, a IEEE criou alguns requisitos com relação a distorção harmônica da corrente para conversores monofásicos com especificações inferiores a 600 V e 40 A. Estes requisitos são: a THD da corrente deve ser inferior a 15 % e a terceira harmônica deve ser inferior a 10 % em relação a corrente fundamental.

Outra questão que deve ser levada em consideração é a compatibilidade eletromagnética (EMC), já que conversores de energia possuem como principais características, elevados níveis de tensões e correntes comutadas (HELDWEIN, 2008). Estas características resultam na geração/emissão de campos eletromagnéticos por meio de condutores, podendo ser emissão conduzida (150 kHz a 30 MHz) ou emissão irradiada (30 MHz a 1 GHz), causando interferência eletromagnética (EMI). Portanto, a IEC criou o Comitê Especial Internacional sobre Interferência de Rádio (CISPR - *Special Committee on Radio Interference*) a fim de estabelecer padrões e normas sobre compatibilidade eletromagnética para conversores comerciais (SFAKIANAKIS; EVERTS; LOMONOVA, 2015).

Apesar dos estudos realizados sobre os impactos de estratégias de modulação e técnicas de comutação suave nas emissões eletromagnéticas, os circuitos de filtragem não podem ser descartados, pois limitam a propagação de ruídos elétricos (HELDWEIN, 2008). Logo, uma frequência de comutação deve ser cuidadosamente especificada a fim de minimizar o impacto da densidade de potência e rendimento e maximizar a resposta dinâmica. Com um bom projeto de *layout* das placas eletrônicas e blindagem, as emissões irradiadas podem ser reduzidas e controladas.

2.3.4 Isolação Galvânica e Segurança

A necessidade de isolação galvânica com a utilização de transformadores está presente em vários circuitos de um veículo elétrico. Exemplos disso são: bateria de elevada tensão, conversor CC-CC, conversor CA-CC para acionamento do motor elétrico e também o conversor CA-CC que é conectado a rede elétrica. Portanto, o componente fundamental na interface entre a rede elétrica e o sistema de alimentação do VE é o transformador (KIM SUNG YOUNG; HONG-SEOK; NAM, 2011).

Além do mais, o isolamento galvânico é importante em carregadores de baterias devido a garantia de segurança do usuário do VE. Além do aumento do nível de segurança, o isolamento galvânico garante que requisitos estabelecidos por normas sejam atendidos, pois em carregadores não isolados, a presença de correntes de modo comum e ruídos requerem um esforço considerável para evitar o acionamento de proteções. No entanto, muitas vezes o transformador não é implementado em carregadores embarcados devido ao impacto no custo, peso e volume do

sistema (HAGHBIN S.; LUNDMARK, 2013).

A seguir são apresentadas algumas normas e padrões técnicos aplicáveis a dispositivos ou sistemas com o objetivo de reduzir os riscos de choque elétrico para o usuário no carregamento de baterias de VEs.

- SAE J2344: *Guide lines for Electric Vehicle Safety*;
- SAE J2464: *EV/HEV Rechargeable Energy Storage System Safety and Abuse Testing*;
- SAE J2910: *Recommended Practice for the Design and Test of Hybrid Electric and Electric Trucks and Buses for Electrical Safety*;
- SAE J2929: *EV/HEV Propulsion Battery System Safety Standard - Lithium-based Rechargeable Cells*;
- UL 2202: *Safety of EV Charging System Equipment*;
- UL 2231: *Safety of Personnel Protection Systems for EV Supply Circuits*;
- UL 225a: *Safety of Plugs, Receptacles and Couplers for EV*;
- IEC TC 69: *Safety and charger infrastructure*;
- IEC TCs 64: *Electrical Installations and Protection Electric Shock*.

A utilização de transformador de alta frequência é geralmente aplicada no estágio do conversor CC-CC, sendo o seu projeto feito de maneira otimizada, uma etapa importante na redução do seu tamanho, custo e perdas. A isolação galvânica com uso de transformador também fornece ajuste de tensão, segurança, compactação e adequação para várias aplicações.

2.4 FUNCIONALIDADES APLICADAS A VEÍCULOS ELÉTRICOS

Como visto até então, os veículos elétricos vêm desempenhando um papel cada vez mais importante no transporte rodoviário. Estes podem ser classificados em veículos híbridos, puramente elétricos e veículos elétricos a células de combustível. As baterias destes veículos podem injetar energia na rede elétrica, em picos de demanda, ou fornecer energia a outras cargas conectadas ao VE. Embora a integração de vários veículos elétricos na rede elétrica traga novos desafios técnicos e de infraestrutura, apresenta-se também novas oportunidades para fornecer flexibilidade no gerenciamento de energia nas redes de distribuição (CLEMENT-NYNS K.; HAESEN, 2010; JIANG; BAO; WANG, 2014).

Além de suas funções típicas de fornecer a energia elétrica para a locomoção do VE, as baterias também podem servir como um sistema de armazenamento de energia distribuída para o gerenciamento de energia da rede elétrica. Com um gerenciamento adequado desta energia proveniente das baterias, a confiabilidade e estabilidade da rede elétrica podem ser melhoradas,

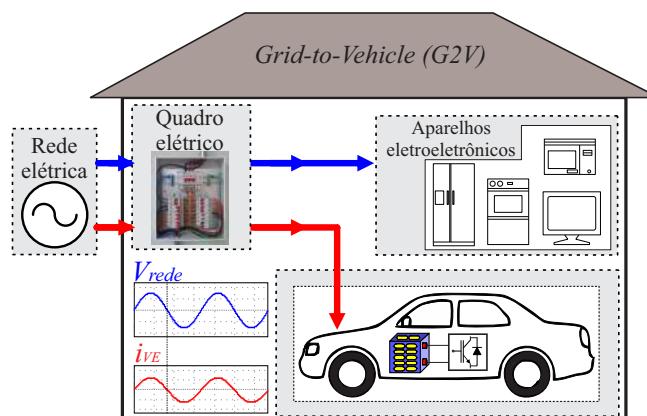
podem fornecer suporte na integração de fontes renováveis de energia e melhorar a eficiência global do sistema, tornando possível o conceito de *Vehicle-to-Grid* (V2G) (JIANG; BAO; WANG, 2014; KEMPTON WILLETT; TOMIĆ, 2005).

Além da funcionalidade V2G, há outras tecnologias emergentes para VEs que estão em estudo e desenvolvimento. A seguir são apresentadas as principais funcionalidades.

2.4.1 *Grid-to-Vehicle* (G2V)

No modo de operação *Grid-to-Vehicle* (G2V), a energia flui da rede elétrica para as baterias de um veículo elétrico, carregando-as. Na Figura 8 tem-se uma representação deste modo de operação.

Figura 8 – Funcionalidade *Grid-to-Vehicle* (G2V).



Fonte: Adaptada de (MONTEIRO V.; PINTO, 2016).

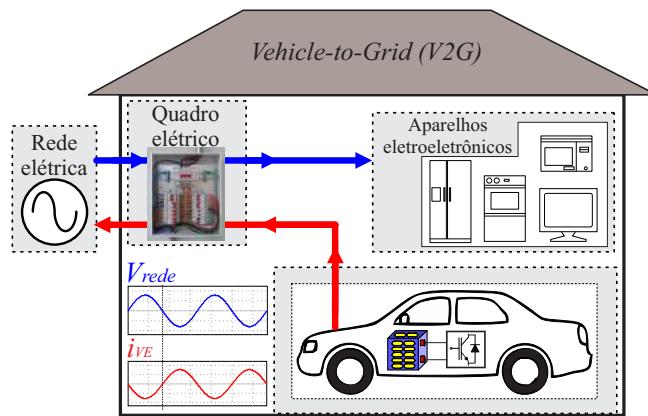
No trabalho apresentado em (MONTEIRO V.; PINTO, 2016), um carregador de baterias foi desenvolvido para validar este modo de operação. Durante esta funcionalidade, o estágio CC-CC do conversor estudado opera como um conversor *Buck*, controlando a tensão e corrente das baterias. Observa-se que durante a operação G2V, a corrente no carregador do veículo elétrico é senoidal e está em fase com a tensão fornecida pela rede elétrica, caracterizando a operação com correção do fator de potência, sendo um resultado esperado do conversor proposto nesta tese.

2.4.2 *Vehicle-to-Grid* (V2G)

Somente um VE tem impacto pouco significativo quando conectado a rede elétrica. Entretanto, a funcionalidade V2G visa um grupo de VEs conectados à rede (GAO SHUANG; KT, 2011). A proposta da funcionalidade V2G consiste de vários VEs conectados a rede elétrica, localizados em estacionamentos, residências, integrados com energias renováveis. O modo *Grid-to-Vehicle* (G2V), ou seja, quando a rede elétrica está fornecendo energia ao VE, é o principal modo de operação de carregadores de baterias, tanto unidirecionais quanto bidirecionais.

Entretanto, durante alguns períodos, que estão inteiramente ligados aos requisitos da rede elétrica e disponibilidade de energia das baterias, um carregador bidirecional pode ser utilizado no modo V2G, fornecendo parte da energia armazenada nas baterias para a rede elétrica. Durante esta operação, o conversor CA-CC (carregador) é utilizado como inversor, controlando a corrente que deve estar em oposição de fase com relação a tensão da rede elétrica. Logo, a potência é negativa e tem seu fluxo direcionado a rede elétrica. A Figura 9 ilustra esta funcionalidade.

Figura 9 – Funcionalidade *Vehicle-to-Grid (V2G)*.



Fonte: Adaptada de (MONTEIRO V.; PINTO, 2016).

A operação no modo V2G proporciona diversos serviços de suporte a rede. A implantação desta funcionalidade pode proporcionar regulação de frequência, filtragem de harmônicos e até recuperação de falhas na distribuição de energia por parte da rede de distribuição. As vantagens do V2G não beneficiam somente a concessionária de energia, mas também os proprietários dos VEs, podendo proporcionar suporte ininterrupto de energia para as residências, suporte de armazenamento de energia proveniente de fontes renováveis e desconto na cobrança da energia consumida (TAN KANG MIAO; RAMACHANDARAMURTHY, 2016).

Segundo o trabalho apresentado em (LIU C.; CHAU, 2013), a tecnologia V2G possui os seguintes recursos, características e funções:

- Envolve um grande número de veículos elétricos conectados a rede elétrica;
- Os VEs atuam como fontes de energia, fornecendo serviços auxiliares a rede elétrica;
- Podem utilizar residências, estacionamentos, mercados e postos de carregamento para a troca de energia com a rede elétrica;
- Os VEs assumem um papel ativo no modo V2G na distribuição de energia;
- Os carregadores de baterias podem fornecer potência reativa a rede elétrica por meio de seus capacitores internos, geralmente um barramento CC;
- É considerado um sistema flexível de ser otimizado;

- Possui um controle complexo;
- Estrutura altamente complexa e significativas perdas na transmissão da energia;
- Pode estabilizar, por períodos curtos, o fornecimento de energia elétrica por parte da rede, quando ocorre algum problema na transmissão;
- Pode fornecer a energia armazenada nas baterias para a rede elétrica em horários de pico de demanda com um preço mais elevado;
- Pode operar em associação com fontes de energia renováveis.

2.4.3 *Vehicle-to-Home (V2H)*

Neste modo, o carregador de baterias do VE é controlado para operar como uma fonte de tensão, em que as baterias fornecem a energia as cargas residenciais. O V2H é dividido em dois casos distintos: quando o carregador de baterias é usado para fornecer energia aos aparelhos eletroeletrônicos, formando uma fonte de tensão para sistemas isolados; ou quando o carregador de baterias é utilizado para operar como um sistema UPS (*Uninterruptible Power Supply*) (MONTEIRO V.; PINTO, 2016). Na Figura 10 estão representados os dois casos de operação do modo V2H.

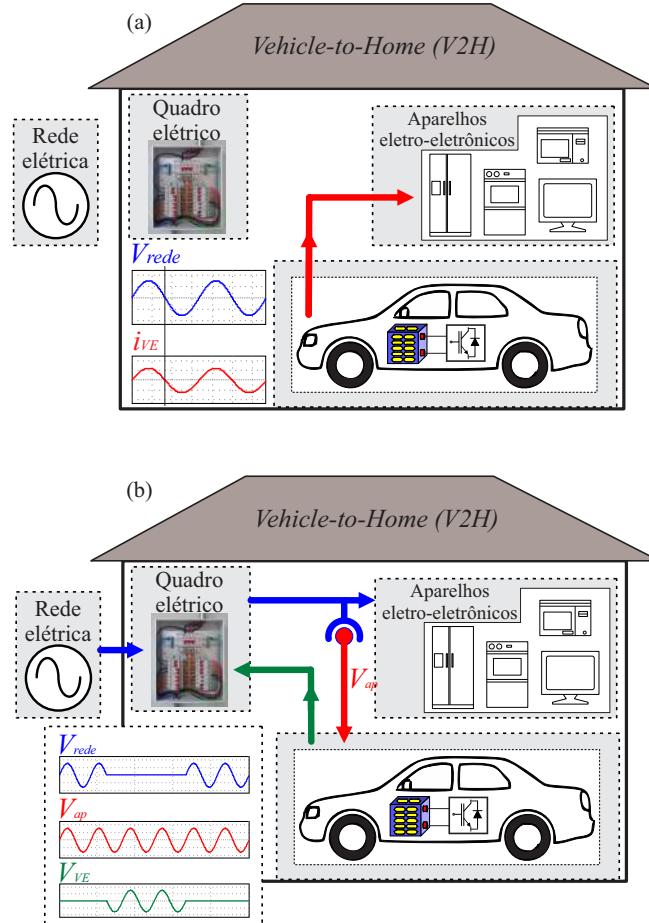
No caso em que o modo V2H o carregador opera como uma fonte de tensão para sistemas isolados, o conversor CA-CC é controlado para sintetizar uma tensão com formato senoidal, de frequência e amplitude desejadas, a fim de alimentar o sistema elétrico da casa e suas cargas. Já o estágio CC-CC opera como um conversor do tipo *Boost*, que mantém a tensão no barramento CC com amplitude adequada para o correto funcionamento do estágio CA-CC.

Quando há uma falha na distribuição de energia por parte da concessionária e o carregador de baterias passa a operar como uma fonte de tensão, alimentando as cargas da rede doméstica, tem-se o caso da operação como UPS, no modo V2H.

A seguir são apresentadas algumas características, funções e recursos oferecidos pela funcionalidade V2H (LIU C.; CHAU, 2013).

- Geralmente o modo V2H envolve somente um VE conectado em uma rede doméstica;
- Considerada como tendo uma configuração simples, sendo fácil de ser implementada;
- Capacidade de fornecer potência reativa a rede doméstica, com capacidade independente da energia das baterias do VE, pois um carregador pode apenas fornecer a energia armazenada no barramento CC;
- Possibilita a interação com outras funcionalidades como V2G;
- Pode oferecer rendimento elevado durante a operação;
- Facilidade na adequação com a rede doméstica e suas cargas;

Figura 10 – Funcionalidade *Vehicle-to-Home* (V2H): (a) Veículo elétrico como fonte de tensão; (b) Operando como UPS.



Fonte: Adaptada de (MONTEIRO V.; PINTO, 2016).

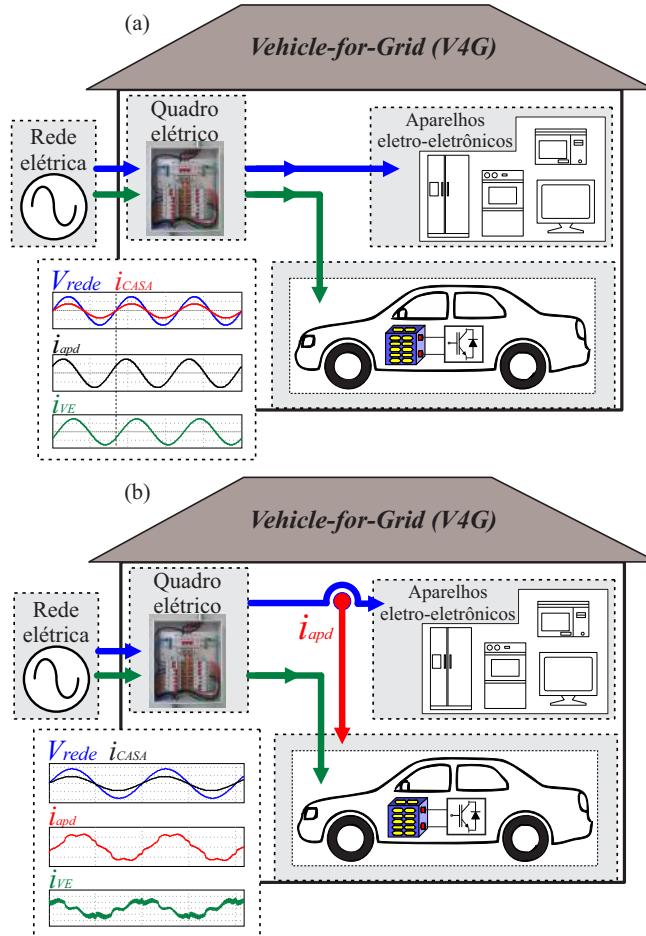
- Pode melhorar a eficácia da operação de fontes renováveis de energia conectadas a rede doméstica, por oferecer o armazenamento de energia nas baterias;
- Possibilita trazer melhorias no desenvolvimento de redes inteligentes (*Smart-Grids*);
- Possui infraestrutura simples e oferece menores perdas na transmissão;
- Possibilita a entrega da energia excedente armazenada nas baterias em horários de elevada demanda de energia, por preços altos, favorecendo o proprietário do VE;
- Contribui com a distribuição de energia em uma rede doméstica ou em uma microrrede.

2.4.4 *Vehicle-for-Grid* (V4G)

A funcionalidade *Vehicle-for-Grid* (V4G) é ilustrada na Figura 11, em que pode ser utilizada a fim de produzir somente potência reativa na rede, como ilustrado na Figura 11(a)

ou atuar como um filtro ativo de potência, representado na Figura 11(b), compensando os harmônicos de corrente gerados por equipamentos e cargas domésticas não lineares.

Figura 11 – Funcionalidade *Vehicle-for-Grid* (V4G): (a) Compensando potência reativa; (b) Compensando harmônicos de corrente.



Fonte: Adaptada de (MONTEIRO V.; PINTO, 2016).

A operação V4G pode tornar-se operacional, produzindo potência reativa indutiva ou capacitiva e compensar harmônicas de corrente, quando as funcionalidades G2V e V2G não operam. Neste caso, a potência total do carregador de baterias pode ser usada sem a utilização da energia das baterias. Entretanto, a função V4G pode operar ao mesmo tempo em que o carregador de baterias está operando no modo G2V ou quando está operando no modo V2G. No entanto, nestes casos, apenas parte da potência do carregador do VE, que não está sendo utilizada no modo G2V ou V2G, pode ser usada para produzir potência reativa ou compensar harmônicos de corrente (MONTEIRO V.; PINTO, 2016).

2.5 CONCLUSÃO

Nosso modo de vida moderno, em que a tecnologia está presente e vem evoluindo a cada dia, são necessários padrões e regulamentações. Do ponto de vista elétrico, basta analisar o

que aconteceria se houvessem vários conectores diferentes em cada país, com diferentes níveis de tensão e frequências. O mesmo vem acontecendo com os veículos elétricos em que muitos aspectos destes ainda precisam e podem ser padronizados, como por exemplo os conectores para interface com a rede elétrica, tensões dos carregadores, medidas de segurança, entre outras.

Este capítulo abordou as principais normas regulamentadoras atuais aplicadas ao carregamento de baterias de VEs. Normas e padrões relacionadas a conexão com a infraestrutura de carregamento, modos ou níveis de carregamento, padrões de operação de carregadores veiculares e isolação galvânica foram apresentados. Além disso, foram apresentadas as principais funcionalidades aplicadas a carregadores veiculares, seus funcionamentos e características. Com base neste estudo, observou-se o grande envolvimento da eletrônica de potência e do processamento de energia em vários aspectos relacionados aos VEs.

Os proprietários de VEs ainda não se beneficiam completamente de instalações padronizadas de recarga e há ainda uma compatibilidade limitada na padronização da infraestrutura. As normas e padrões até agora estabelecidos fornecem subsídios para que haja a integração dos VEs com as redes inteligentes. No entanto, a infraestrutura está sendo implantada de maneira lenta e grande parte das tecnologias e padrões estão ainda em desenvolvimento e aprimoramento. Muitos destes padrões e normas estão sendo aprimorados a medida que cresce o número de usuários de veículos elétricos.

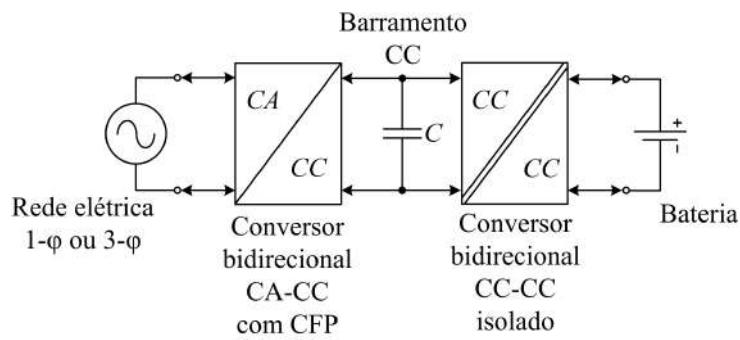
Quanto as principais funcionalidades, observa-se um emergente desenvolvimento e estudo de suas operações, sendo que algumas se mostram complexas, abrangendo vários tópicos relacionados a eletrônica de potência e processamento da energia elétrica.

3 CONVERSORES CA-CC BIDIRECIONAIS ISOLADOS

3.1 INTRODUÇÃO

Uma característica essencial em sistemas de energia elétrica em que conversores bidirecionais desempenham um papel significativo é o fluxo de potência bidirecional. Conversores embarcados e conversores dispostos em estações de carregamento de baterias admitem esta característica que realiza a interface entre a rede elétrica e as baterias do VE. Já existem diversos estudos na literatura sobre topologias de carregadores de baterias de VEs. Dentre estas topologias, têm-se estruturas de dois estágios e de único estágio. Um carregador de dois estágios, representado pela Figura 12, é geralmente construído utilizando-se um conversor CA-CC com correção do fator de potência (CFP) como primeiro estágio. Como segundo estágio, utiliza-se um conversor CC-CC bidirecional, geralmente isolado em alta frequência (PUENTES M. P.; RAMOS, 2013). O estágio CFP possibilita a obtenção de qualidade da potência de entrada em termos de fator de

Figura 12 – Representação generalizada de um carregador bidirecional de baterias de dois estágios.

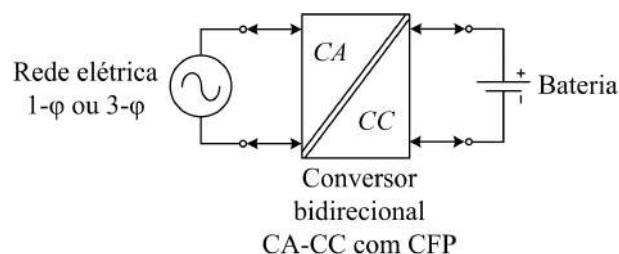


Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

potência e distorção harmônica (THD) e correntes com formatos senoidais. Conversores de dois estágios possuem a vantagem de que o estágio CFP pode ser desacoplado do estágio CC-CC isolado por meio de uma barramento CC (SFAKIANAKIS; EVERTS; LOMONOVA, 2015).

Na Figura 13 tem-se uma representação genérica de conversores CA-CC de único estágio.

Figura 13 – Representação generalizada de um carregador bidirecional de baterias de único estágio.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

Sendo necessário o controle da tensão de saída, obtendo corrente senoidal na entrada com apenas um estágio, estes conversores podem apresentar um sistema de controle mais complexo em comparação aos conversores CA-CC de dois estágios, devido aos interruptores atuarem tanto na dinâmica de entrada quanto na dinâmica de saída.

Além do mais, como já mencionado, os carregadores de baterias podem ser divididos em duas classes: carregadores bidirecionais externos ao veículo (*off-board*) e carregadores bidirecionais embarcados (*on-board*) (YILMAZ; KREIN, 2013).

Carregadores bidirecionais *off-board* são geralmente construídos com dois estágios, composto por um conversor trifásico PWM e um conversor CC-CC bidirecional. Seus componentes são geralmente volumosos, de elevada potência e aplicados no carregamento rápido de baterias (INOUE S.; AKAGI, 2007; KHALIGH A.; DUSMWZ, 2007).

Carregadores bidirecionais embarcados são normalmente projetados para a utilização pelos usuários em suas próprias residências, com carregamento lento das baterias. Além disso, são associados a recarga noturna ou de oportunidade, e por serem embarcados, o peso e volume são atributos que devem ser minimizados no projeto, o que restringe a aplicação em potências elevadas.

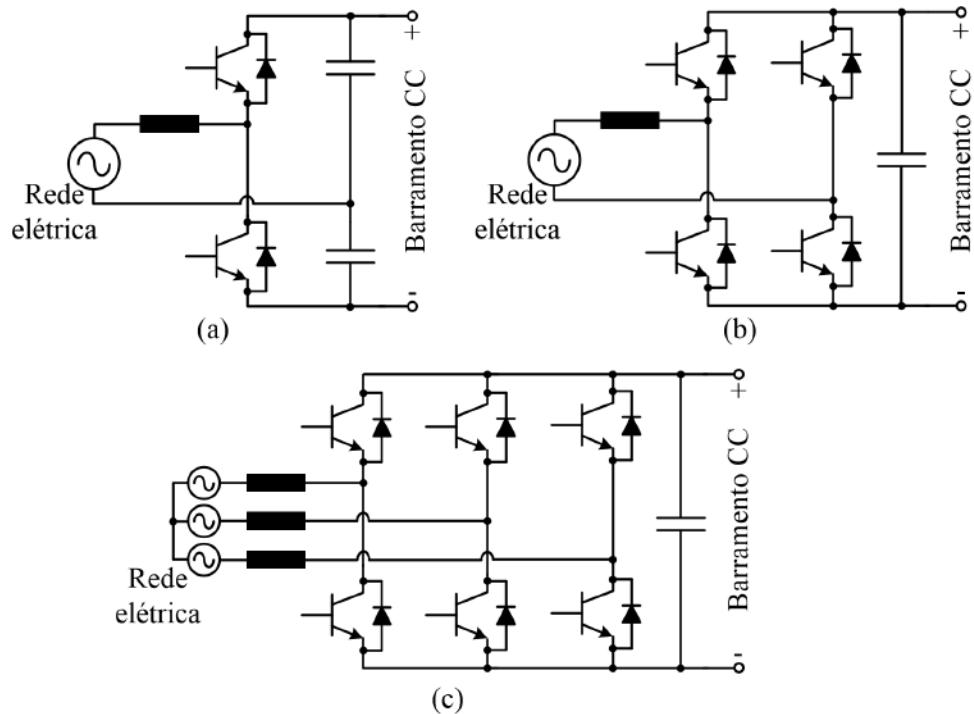
Para a interface entre o VE e a rede elétrica de distribuição, o conversor bidirecional deve atender a certos requisitos tanto do VE quanto de rede elétrica. Os veículos elétricos geralmente possuem uma tensão máxima da bateria em torno de 300 V e 400 V, no entanto já há alguns VE com tensões de bateria na faixa de 800 V. Em relação as características de isolamento galvânico e esforços de tensão e corrente, as topologias em ponte completa são geralmente preferíveis. Além disso, para que o carregador esteja embarcado ao VE, há algumas exigências por parte dos fabricantes, sendo necessário elevada densidade de potência, baixo peso e volume e que tenha confiabilidade e segurança em sua operação.

As estruturas bidirecionais mais comumente utilizadas para realizar a correção do fator de potência, conexão com a rede elétrica e interface com o barramento CC, são os circuitos com configuração em ponte e modulação PWM. Na Figura 14, são apresentados estes circuitos em ponte bidirecionais tipo fonte de tensão.

É importante que o módulo do conversor CA-CC consuma corrente praticamente senoidal da rede elétrica e que esteja em conformidade com os limites de distorção harmônica impostos por normas internacionais. Para isso, geralmente são inseridos indutores na entrada para suprir os harmônicos de corrente injetados na rede elétrica pela modulação PWM dos interruptores. Nos artigos apresentados em (SINGH B.; SINHH, 2003) e (FIGUEIREDO J. P. M.; TOFOLI, 2010) é apresentada uma extensa revisão de conversores CA-CC monofásicos com correção do fator de potência do tipo *Boost*, além de outras topologias como conversores multiníveis (NPC e Tipo T), estruturas tipo *Buck* e *Buck-Boost*.

Com relação a conversão CC-CC bidirecional para o carregamento de baterias, há várias opções de topologias, sendo as mais interessantes o conversor CC-CC *Buck-Boost* bidirecional, conversor CC-CC em meia ponte e conversor CC-CC em ponte completa, cujas estruturas são

Figura 14 – Topologias convencionais de conversores CA-CC bidirecionais com CFP:(a) Conversor monofásico em meia ponte; (b) Conversor monofásico em ponte completa; (c) Conversor trifásico em ponte completa.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

simples, possibilitam elevado rendimento, baixo custo e confiabilidade.

Selecionar uma topologia ideal e avaliar as perdas de potência em seus semicondutores e elementos passivos são etapas importantes no projeto e desenvolvimento de carregadores de baterias, a fim de que possam atender aos requisitos elétricos dos fabricantes e da rede elétrica de distribuição.

Neste capítulo, uma revisão de literatura envolvendo os principais conversores CA-CC bidirecionais isolados monofásicos e trifásicos é realizada, não somente aplicados ao carregamento de baterias, mas também para outros tipos de aplicação.

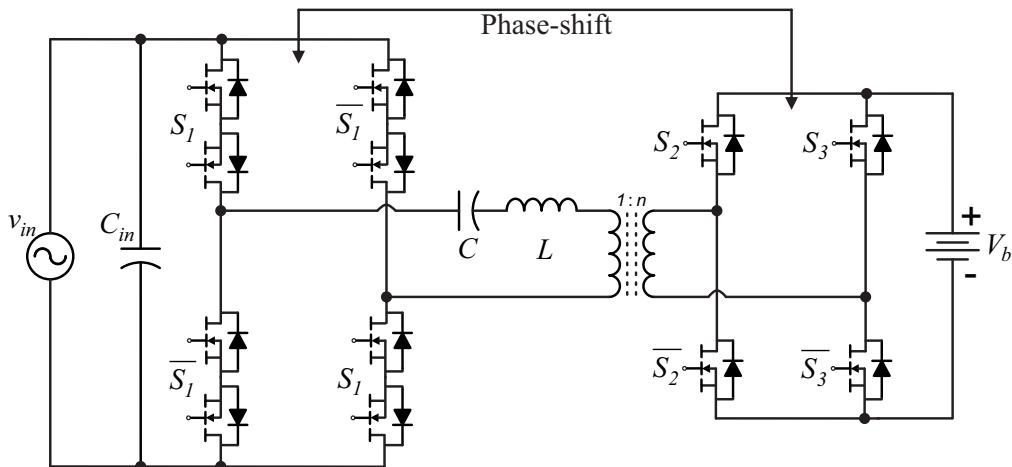
3.2 CONVERSORES CA-CC MONOFÁSICOS BIDIRECIONAIS E ISOLADOS

Conversores CA-CC bidirecionais monofásicos e isolados são amplamente utilizados na recarga de baterias de veículos elétricos. Além das topologias básicas de dois estágios com um retificador com correção do fator de potência (CFP) e um conversor CC-CC isolado em alta frequência, como segundo estágio, várias outras topologias de conversores CA-CC isoladas de estágio único foram propostas na literatura.

Devido a esta variedade de topologias de conversores CA-CC bidirecionais isoladas monofásicas já propostas, nesta seção são apresentadas algumas estruturas que apresentam interessantes características.

O primeiro conversor CA-CC monofásico apresentado nesta tese é ilustrado na Figura 15. Esta topologia proposta em (VAISHNAV S. N.; KRISHNASWAMI, 2011) pode ser empregada para o carregamento de baterias de VEs e podendo operar no modo *Vehicle-to-Grid* (V2G). Sua estrutura é formada por duas pontes ativas conectadas por meio de um capacitor e indutor ressonantes e um transformador de alta frequência e seus interruptores são do lado primário são bidirecionais em tensão e corrente. O controle do fluxo bidirecional de potência é realizado pela técnica de modulação *Phase-shift*, tendo o mesmo princípio do conversor *Dual Active Bridge* (DAB).

Figura 15 – Conversor CA-CC bidirecional DAB.



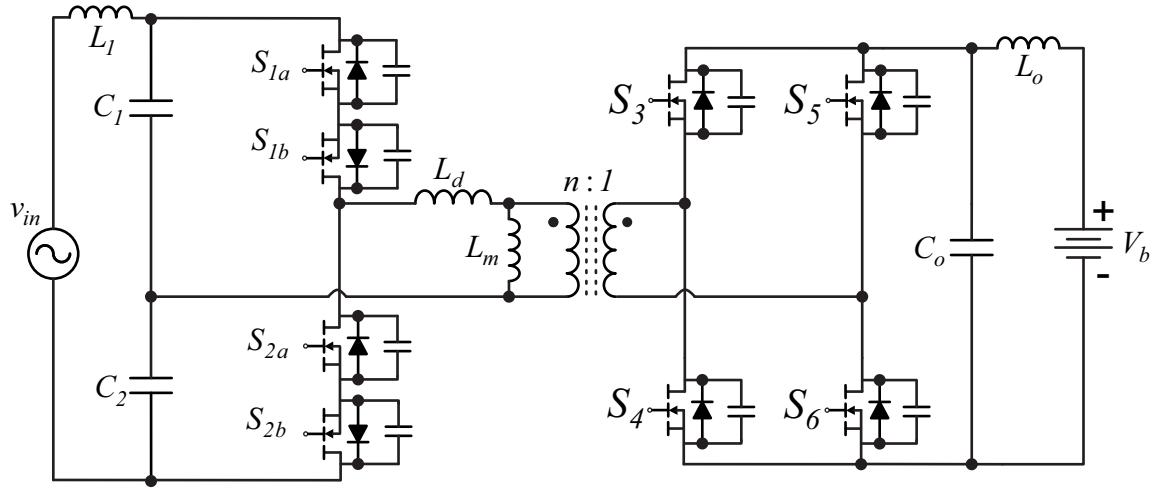
Fonte: Adaptada de (VAISHNAV S. N.; KRISHNASWAMI, 2011).

Segundo os autores, as vantagens apresentadas por este conversor são: conversão de energia em estágio único e isolação galvânica com transformador de alta frequência, resultando na redução de componentes e no consequente aumento da densidade de potência; comutação suave do tipo ZVS (do inglês, *Zero Voltage Switching* - comutação com tensão nula nos terminais do interruptor) nos oito interruptores do lado primário, devido a presença do par LC, reduzindo as perdas de comutação e aumentando o rendimento. O nível de potência do protótipo deste conversor é de 650 W e frequência de comutação de 100 kHz.

Utilizando uma estrutura em meia ponte no lado primário e ponte completa no lado secundário, gerando uma topologia de estágio único, (JAUCH F.; BIELA, 2012) propõem o conversor apresentado na Figura 16. Utilizando-se um esquema de controle com a combinação entre as técnicas de modulação em frequência e *phase-shift*, foi obtida comutação suave ZVS para toda a faixa de tensão de linha da entrada. JAUCH F.; BIELA (2012) validaram a análise deste conversor com um protótipo de potência de 3,3 kW e faixa de tensão de bateria de 280 V a 430 V, conectado a uma rede monofásica de 230 V/50 Hz, alcançando em condições de baixa potência um rendimento de 97,8 %.

Baseado no mesmo princípio do conversor DAB, mas com estrutura do tipo *Push-Pull* no lado primário, em (CASTELINO G.; BASU, 2012b) propõe a topologia apresentada na

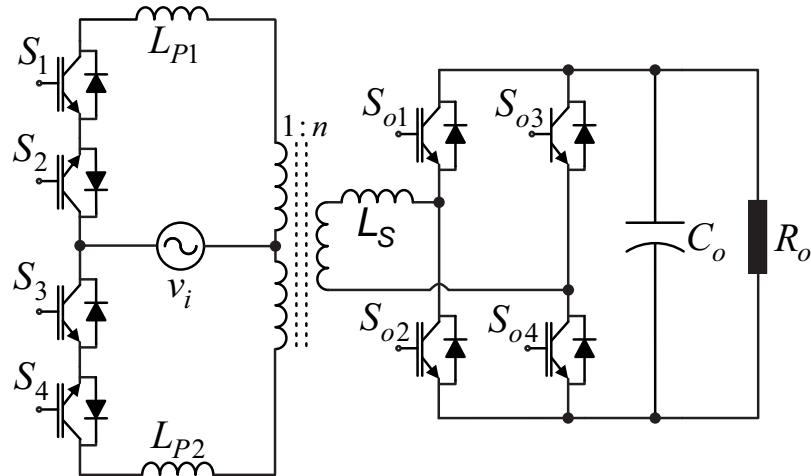
Figura 16 – Conversor CA-CC bidirecional em meia ponte no lado primário.



Fonte: Adaptada de (JAUCH F.; BIELA, 2012).

Figura 17. Além da característica da bidirecionalidade do fluxo de potência proporcionada por um único estágio, este conversor apresenta fator de potência próximo a unidade, comutação suave do tipo ZCS (do inglês, *Zero Current Switcing* - comutação com corrente nula) no lado primário sob todas as condições de carga, comutação do tipo ZVS em todos os interruptores do lado secundário, elevada densidade de potência, isolamento galvânico e esforços reduzidos nos semicondutores. Já a principal desvantagem desta topologia são os elevados esforços de tensão nos interruptores do lado primário. Com todas estas vantagens, este conversor pode ser aplicado

Figura 17 – Conversor CA-CC bidirecional DAB com lado primário em configuração *Push-pull*.



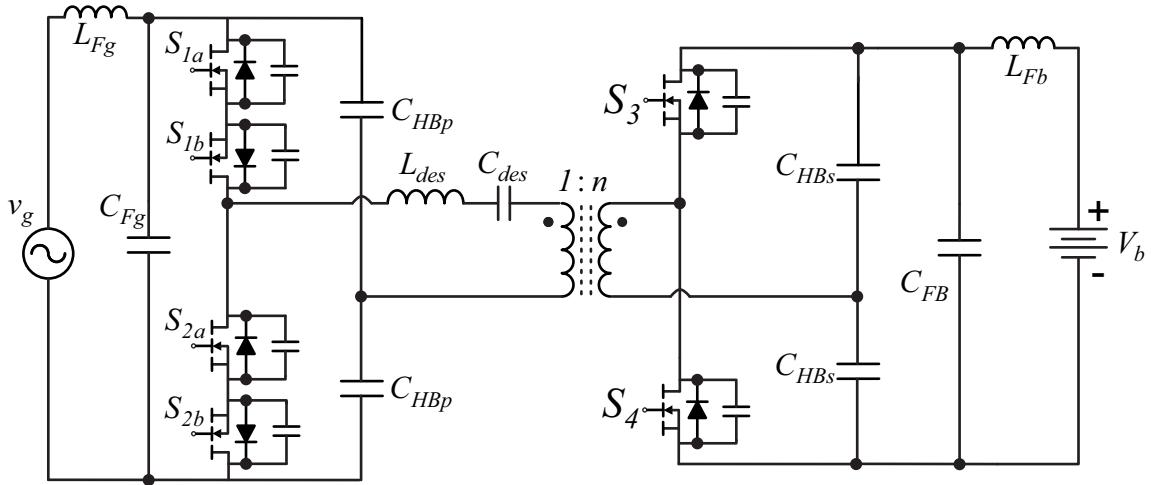
Fonte: Adaptada de (CASTELINO G.; BASU, 2012b).

na distribuição de energia proveniente de baterias.

No artigo apresentado (KOUSHKI B.; SAFAEE, 2015), apresenta-se uma topologia CA-CC bidirecional de único estágio com seis interruptores, composta por duas estruturas em

meia ponte conectadas por meio de um par LC ressonante e um transformador, como ilustrado na Figura 18.

Figura 18 – Conversor CA-CC bidirecional em meia ponte no lado primário e secundário.



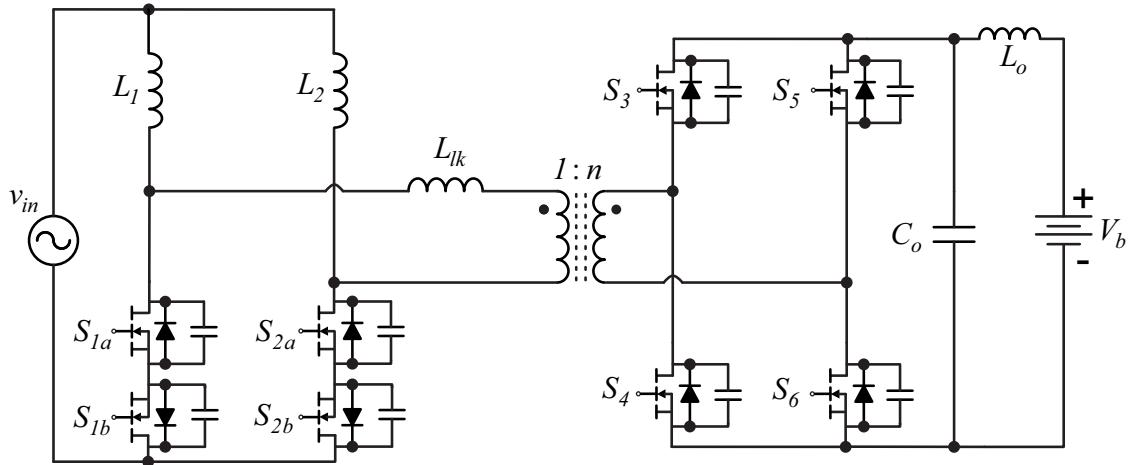
Fonte: Adaptada de (KOUSHKI B.; SAFAEE, 2015).

As estruturas em meia ponte proporcionam redução do número de interruptores e consequentemente minimiza o custo, tamanho e volume do conversor. O filtro de saída composto por L_{Fb} e C_{Fb} é usado para reduzir a ondulação na frequência de comutação e o capacitor reduz a ondulação de baixa frequência da entrada CA. Além disso, foi utilizado um circuito LC ressonante com a finalidade de permitir que o circuito de controle seja capaz de impor diferentes razões cíclicas para cada meia ponte e frequência variável, otimizando o desempenho do conversor. Para o controle do fluxo de potência, em (KOUSHKI B.; SAFAEE, 2015) utilizaram a técnica *phase-shift*, garantindo comutação ZVS em todos os interruptores.

Como sugestão de aplicação como carregador de baterias de VE de nível 1, em (PRASANNA; SINGH; RAJASHEKARA, 2017) foi proposto um conversor CA-CC bidirecional monofásico de estágio único alimentado em corrente, apresentado na Figura 19. A alimentação em corrente proporcionou um melhor perfil da corrente de entrada, proporcionando melhoria da distorção harmônica. Segundo Prasanna, Singh e Rajashekara (2017), a configuração em meia ponte no lado CA reduz a ondulação da corrente de entrada e obtém-se naturalmente comutação suave ZCS em todos os interruptores sem a utilização de circuitos adicionais.

Além disso, os autores utilizaram um controlador proporcional ressonante com estratégia de modulação de quatro quadrantes para a obtenção da comutação suave nos dois sentidos de fluxo de potência. Foram obtidos resultados experimentais de um protótipo com tensão de entrada de 120 V e potência de 1,5 kW, obtendo-se um rendimento de 96,5 % em condições de carga máxima. Com o controle da corrente de entrada, (PRASANNA; SINGH; RAJASHEKARA, 2017) obtiveram um fator de potência de 0,99 e THD de 2,5 %, resultado este menor que os 5 % exigido pela norma IEEE 519. A principal desvantagem relatada pelos mesmos autores é

Figura 19 – Conversor CA-CC bidirecional monofásico alimentado em corrente.

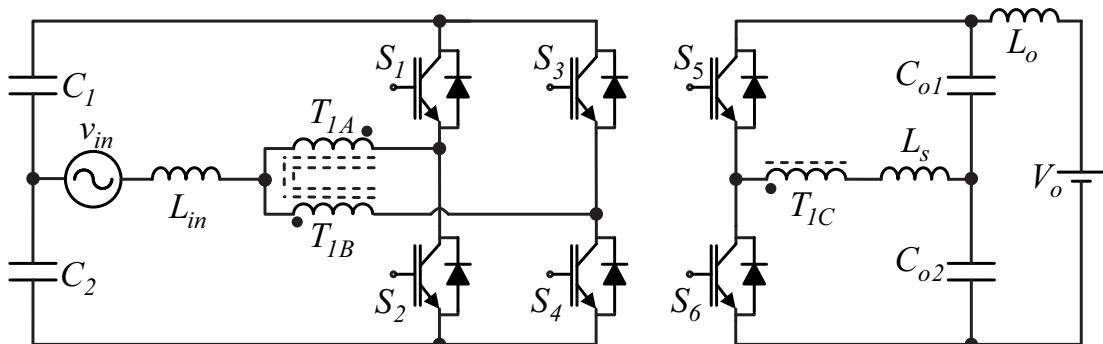


Fonte: Adaptada de (PRASANNA; SINGH; RAJASHEKARA, 2017)

o capacitor eletrolítico volumoso ($1200 \mu\text{F}/400 \text{ V}$) empregado para minimizar a ondulação na saída, igual a duas vezes a frequência de comutação.

Com a expansão da geração distribuída (GD) e energias renováveis, o conceito de redes inteligentes ou *Smart-Grids* vem permitindo a integração de fontes distribuídas de energia com rede elétrica principal (ARRITT R. F.; DUGAN, 2011). Neste contexto, em (OLIVEIRA D. S.; BATISTA, 2012) propuseram um conversor CA-CC bidirecional de estágio único e isolado, mostrado na Figura 20, para a aplicação em GD.

Figura 20 – Conversor CA-CC bidirecional monofásico e isolado de estágio único para sistemas de geração distribuída.



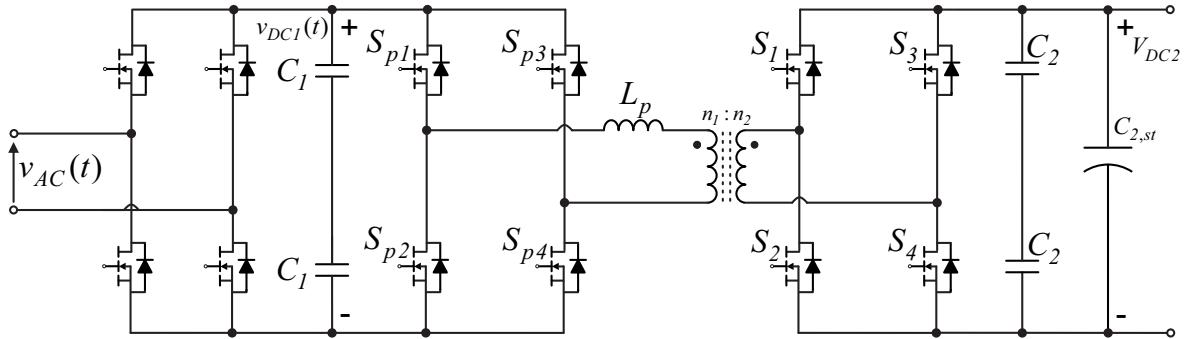
Fonte: Adaptada de (OLIVEIRA D. S.; BATISTA, 2012)

Esta estrutura opera com variação senoidal da razão cíclica para o acionamento dos interruptores da estrutura em ponte completa do lado primário, proporcionando correção do fator de potência. Enquanto isso, a técnica de modulação *phase-shift* foi utilizada entre as duas estruturas em ponte para o controle do fluxo de potência. Com isso, esta topologia proposta apresentou as seguintes vantagens: capacidade de operação em elevados níveis de potência, baixa ondulação de corrente na entrada e saída, volume e tamanho reduzidos do indutor de entrada,

garantindo menores perdas e menor peso e volume. Em (OLIVEIRA D. S.; BATISTA, 2012) ainda propõem outras variações topológicas de conversores CA-CC bidirecionais, monofásicos e trifásicos, com características similares à estrutura da Figura 20.

Um conversor CA-CC bidirecional, isolado, de dois estágios do tipo DAB, representado pela Figura 21, é estudado em (EVERTS J.; VAN DEN KEYBUS, 2011), (EVERTS J.; VAN DEN KEYBUS, 2012b) e (EVERTS J.; VAN DEN KEYBUS, 2012a).

Figura 21 – Conversor CA-CC bidirecional monofásico do tipo DAB.



Fonte: Adaptada de (EVERTS J.; VAN DEN KEYBUS, 2012b).

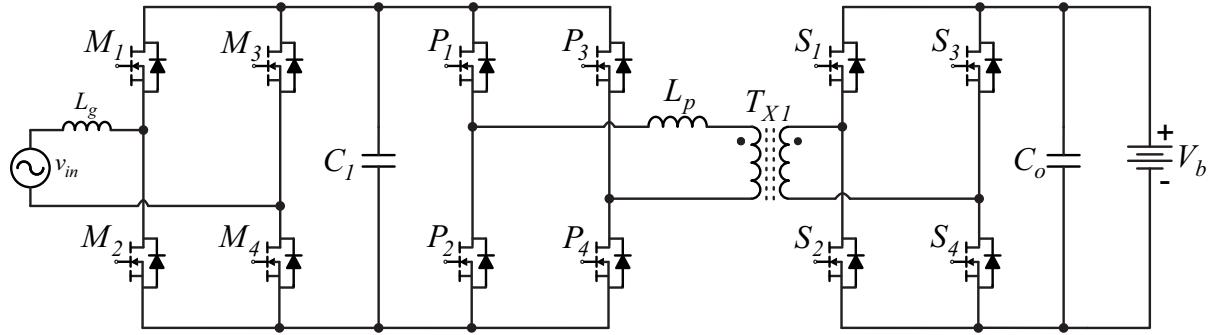
O primeiro estágio deste conversor é constituído por um retificador síncrono, gerando um barramento CC para o segundo estágio, que consiste de um conversor CC-CC DAB. Ambas as configurações, em ponte completa e meia ponte no lado primário do transformador e estrutura em ponte completa no secundário, foram investigadas. Foi obtido comutação suave do tipo ZVS para os interruptores deste conversor, alcançando rendimento de 96 % na potência nominal de 3,7 kW (EVERTS J.; VAN DEN KEYBUS, 2012a). Na topologia apresentada em (EVERTS J.; VAN DEN KEYBUS, 2012a), o capacitor C_1 possui um valor de capacitância pequeno para filtrar somente o conteúdo de alta frequência. Isto causa uma variação na tensão do barramento que consequentemente aumenta a quantidade de potência reativa circulante no transformador, o que compromete o desempenho deste conversor.

Em (LU J.; TIAN, 2015) é realizado um estudo sobre a topologia apresentada em (EVERTS J.; VAN DEN KEYBUS, 2012a). Em (LU J.; TIAN, 2015), denominaram a topologia de: conversor matricial indireto CA-CC. Este conversor, representado na Figura 22, foi estudado para aplicação como carregador de baterias embarcado de nível 2.

Os autores utilizaram interruptores de Nitreto de Gálio (GaN HEMTs - *High Electron Mobility Transistors*), que vem tornando-se uma tecnologia comum na indústria da eletrônica de potência, pois oferecem menores perdas de comutação, maior capacidade térmica e maior densidade de potência em comparação com os semicondutores de silício convencionais (QIAN W.; ZHANG, 2017). Com um protótipo de tensão de entrada de 80 V a 260 V, tensão de bateria de 200 V a 500 V e potência de 7,2 kW, (LU J.; TIAN, 2015) obtiveram um rendimento de aproximadamente 97 % e comutação suave do tipo ZVS.

Além de ser aplicado como carregador de baterias de VE, funcionando também no

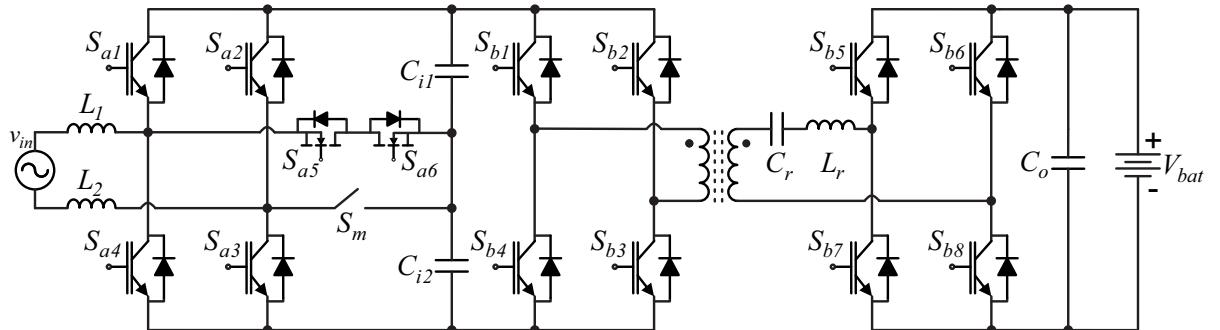
Figura 22 – Conversor CA-CC matricial indireto do tipo DAB para aplicação como carregador de baterias de nível 2.



Fonte: Adaptada de (LU J.; TIAN, 2015).

modo de operação V2G, (LIU Y.; ZHONG, 2017) propuseram a topologia CA-CC bidirecional mostrada na Figura 23. Este conversor é considerado pelos autores como sendo uma estrutura de dois estágios, em que o primeiro estágio é composto por um conversor CA-CC bidirecional e o segundo estágio por um conversor bidirecional ressonante. O interruptor S_m é usado para a alteração entre os modos G2V e V2G.

Figura 23 – Conversor CA-CC bidirecional monofásico do tipo DAB para aplicação em V2G.



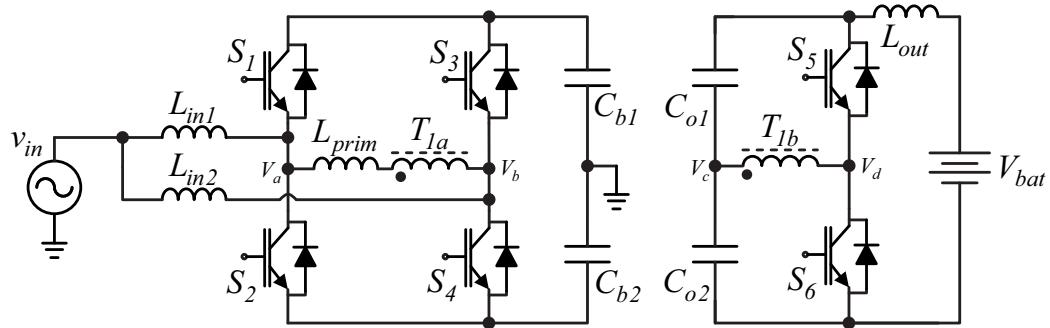
Fonte: Adaptada de (LIU Y.; ZHONG, 2017).

Um protótipo com especificações de 3,3 kW de potência, tensão de saída de 200 V a 400 V, frequência de comutação de 20 kHz a 40 kHz foi construído.

A fim de ser também aplicado como carregador de baterias veicular, para aplicação multifuncional ou em *smart-grids*, (RAMOS L. A.; MEZAROBA, 2018) propuseram o estudo de um conversor CA-CC bidirecional de estágio único com isolamento galvânico em alta frequência e controle independente para os lados primário e secundário. Tal topologia consiste na integração entre um conversor CA-CC *Boost* meia ponte intercalado e um conversor CC-CC do tipo DAB. Este conversor proposto é apresentado na Figura 24.

A operação deste conversor monofásico é baseada no funcionamento multifásico dos dois retificadores em meia ponte. Para a operação no modo intercalado (*interleaved*), os interruptores de cada estrutura em meia ponte do lado primário são comandados a partir da comparação

Figura 24 – Conversor CA-CC bidirecional monofásico e isolado de estágio único para aplicação em carregadores veiculares multifuncionais.

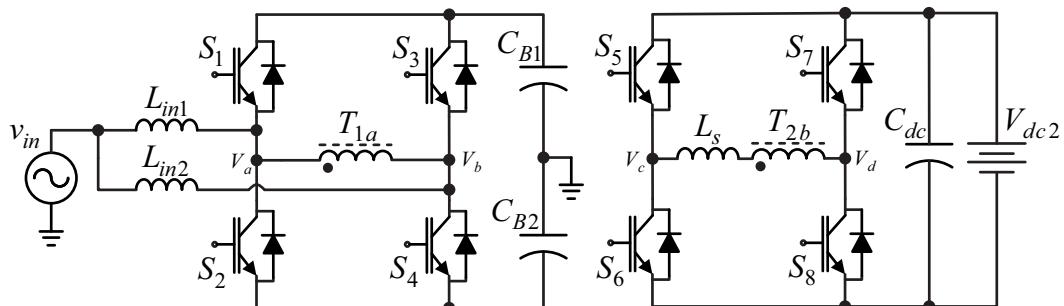


Fonte: Adaptada de (RAMOS L. A.; MEZAROBA, 2018).

entre um sinal modulante com duas portadoras defasadas de 180° entre si, caracterizando uma modulação PWM assimétrica. Para o controle do fluxo de potência entre os lados primário e secundário do conversor, foi utilizada a técnica *Phase-shift*, em que a variação do ângulo *phase-shift* (δ) entre a tensão no primário e do secundário do transformador define a direção do fluxo de potência. Logo, (RAMOS L. A.; MEZAROBA, 2018) classificaram o conversor como um topologia bidirecional CA-CC, sendo controlada pela variação senoidal da razão cíclica e pelo ângulo δ que pode ser positivo ou negativo. Além disso, foi relatado que a técnica *interleaved* contribui para a redução dos esforços de corrente nos semicondutores e elementos magnéticos.

Seguindo o mesmo princípio de operação, (RAMOS L. A.; MEZAROBA, 2018), (RAMOS L. A.; VAN KAN, 2019) e (RAMOS L. A.; VAN KAN, 2022) propõem uma outra topologia com configuração em ponte completa no lado secundário e dispensando o indutor de saída. Esta topologia é ilustrada na Figura 25.

Figura 25 – Conversor CA-CC bidirecional monofásico e isolado de estágio único para aplicação em carregadores veiculares multifuncionais.



Fonte: Adaptada de (RAMOS L. A.; VAN KAN, 2019).

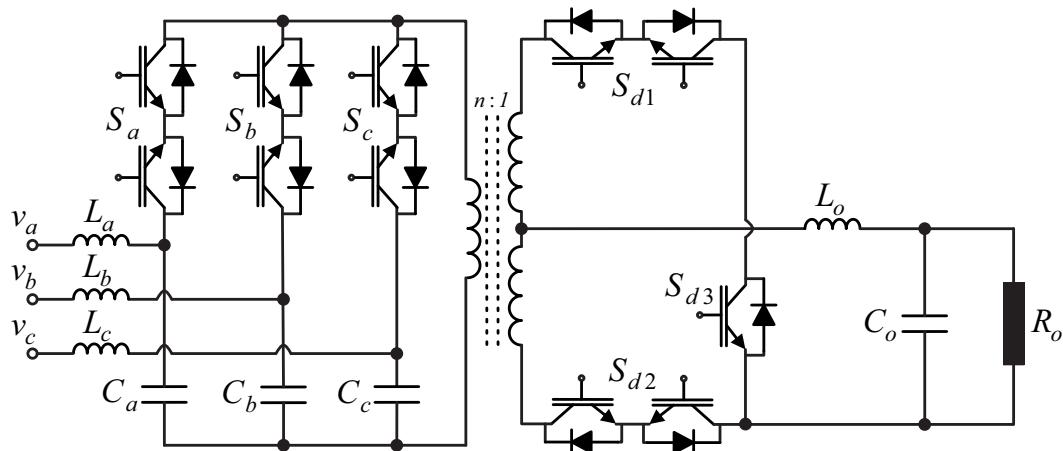
Foi constatado no estudo desta topologia a aplicação de um estratégia de modulação que proporcionou redução da ondulação de baixa frequência da tensão do barramento CC primário, utilizando-se da variação do ângulo de defasamento entre as tensões do primário e secundário do transformador.

3.3 CONVERSORES CA-CC TRIFÁSICOS BIDIRECIONAIS E ISOLADOS E A PROPOSTA DE UM NOVO CONVERSOR

Quando há a necessidade de operação em médias ou elevadas potências, em aplicações como fontes de alimentação, motores elétricos e diversos outros equipamentos, é necessário o emprego de fontes de alimentação trifásicas. Nesta seção, são apresentados conversores CA-CC trifásicos bidirecionais e isolados já estudados na literatura, aplicados ou não no carregamento de baterias de veículos elétricos.

O primeiro conversor CA-CC trifásico bidirecional aqui apresentado já foi proposto há mais de duas décadas. Este conversor, apresentado na Figura 26, possui número reduzido de interruptores controlados, o que possibilita a redução do custo no seu desenvolvimento.

Figura 26 – Conversor CA-CC bidirecional trifásico com número reduzido de interruptores.



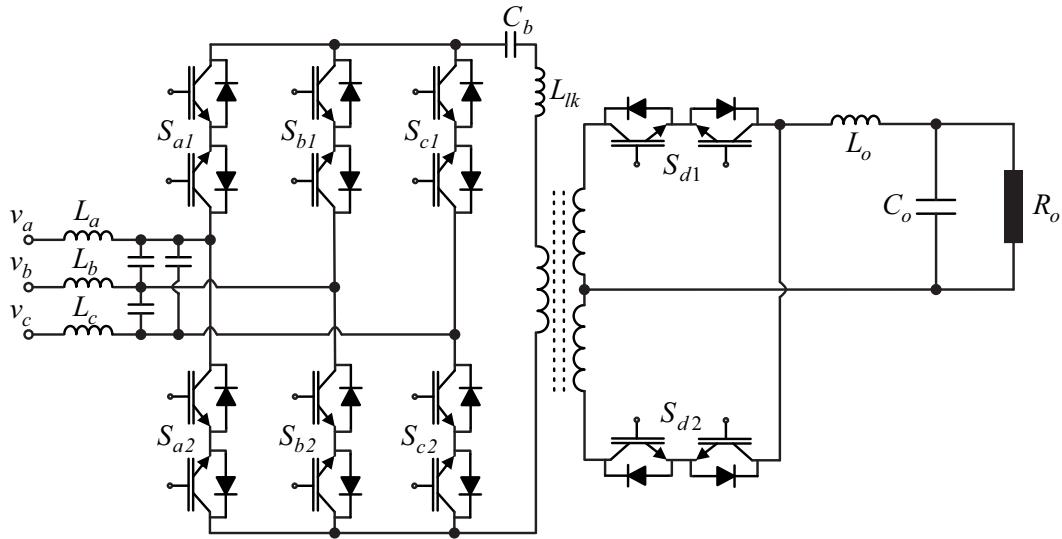
Fonte: Adaptada de (TAKEUCHI A.; ENDO, 1997).

Este conversor é composto por interruptores bidirecionais (S_a , S_b e S_c) e capacitores (C_a , C_b e C_c) no lado primário. Apesar de elevadas ondulações de corrente fluírem pelos capacitores, seus valores de capacitância são pequenos comparados com os filtros usados para reduzir a ondulação da frequência de comutação. Além disso, segundo (TAKEUCHI A.; ENDO, 1997), as correntes de entrada podem ser controladas a partir de circuitos simples e de fácil implementação.

Em (GARCIA-GIL R.; ESPI, 2005), é proposto um conversor CA-CC trifásico bidirecional com o objetivo de ser aplicado em um acelerador de partículas. O diagrama esquemático desta topologia é apresentado na Figura 27. Os seis interruptores do lado primário são bidirecionais e o lado secundário têm-se um retificador ativo com dois interruptores também bidirecionais. (GARCIA-GIL R.; ESPI, 2005) obtiveram um rendimento de 88,6 % a partir de um protótipo de potência de 1,2 kW e frequência de comutação de 20 kHz. Além disso, os autores obtiveram um fator de potência próximo a unidade e comutação suave na maioria dos interruptores.

Com o objetivo de reduzir perdas no lado secundário do conversor e processar maiores potências, o conversor ilustrado na Figura 28 é estudado em (MEIER S.; KUSCHKE, 2005) e (NORRGA S.; MEIER, 2008). Este conversor, além de ser estudado com alimentação trifásica,

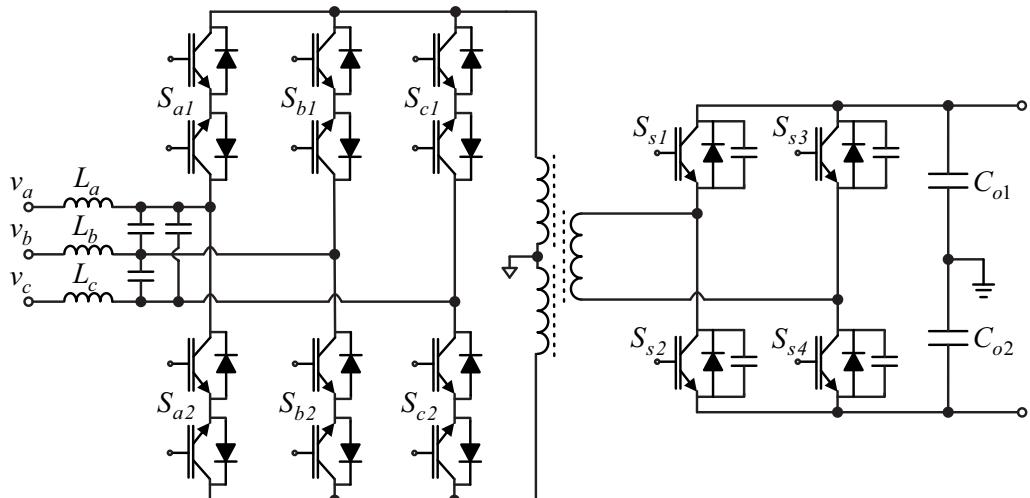
Figura 27 – Conversor CA-CC bidirecional trifásico matricial.



Fonte: Adaptada de (GARCIA-GIL R.; ESPI, 2005).

foi implementado em estrutura monofásica, ambos apresentando características favoráveis em uma ampla gama de aplicações, como sistemas ininterruptos de energia e filtros ativos.

Figura 28 – Conversor CA-CC bidirecional trifásico matricial com estrutura em ponte completa no lado secundário.



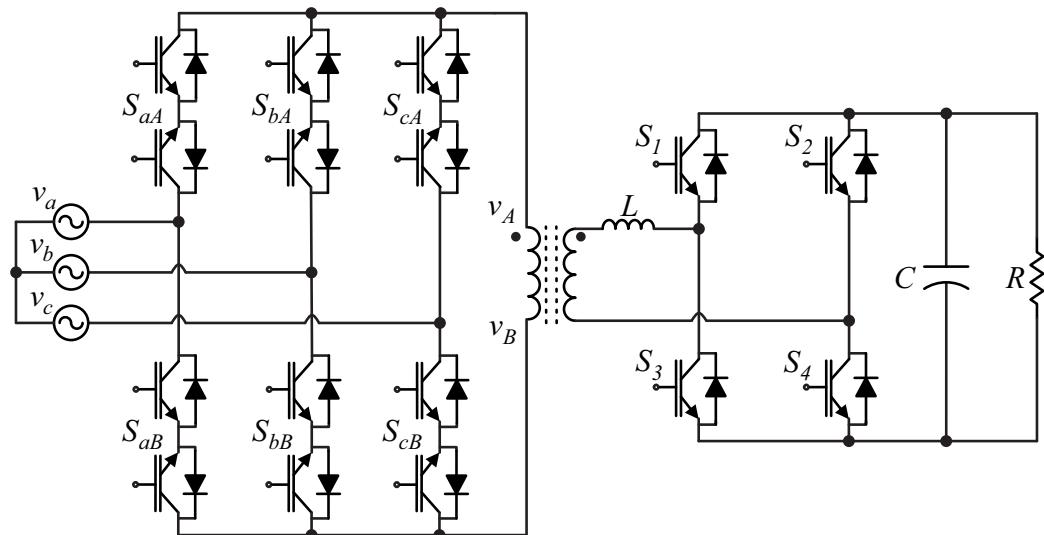
Fonte: Adaptada de (MEIER S.; KUSCHKE, 2005).

Este conversor CA-CC bidirecional e isolado tem como função básica produzir por parte do lado primário, composto por um cicloconversor, uma tensão de média frequência que magnetiza o transformador. Essa tensão então é convertida em uma tensão modulada por largura de pulso (PWM) pela configuração em ponte completa do lado secundário do transformador. Os autores obtiveram um rendimento de aproximadamente 92 %, próximo da potência nominal do protótipo do conversor de 40 kVA. Além disso, foi demonstrado que a comutação suave é

possível para todos os semicondutores, em todos os pontos de operação do conversor.

Em (WEISE N. D.; MOHAPATRA, 2010) é proposta uma topologia trifásica com capacidade de fluxo bidirecional de potência para aplicação como carregador de baterias embarcado em um VE. Esta topologia, representada pela Figura 29, consiste de um conversor matricial composto por seis interruptores bidirecionais que comandados produzem uma forma de onda de dois níveis submetida no primário do transformador. As principais características deste conversor são: fator de potência controlável, isolação galvânica em alta frequência, baixo volume, peso e custo e possibilidade de operar no modo V2G. As principais desvantagens deste conversor são a presença de harmônicos de baixa ordem na corrente de entrada, parcial correção do fator de potência e controle complexo.

Figura 29 – Conversor CA-CC bidirecional trifásico.



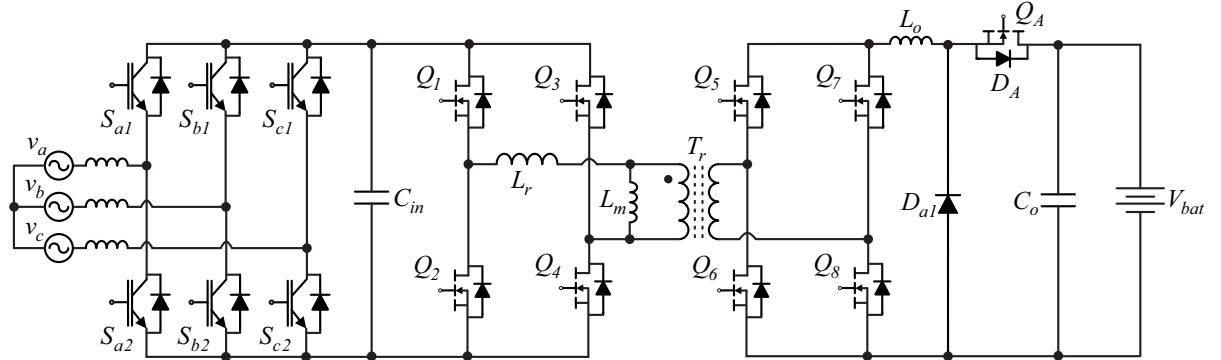
Fonte: Adaptada de (WEISE N. D.; MOHAPATRA, 2010).

Ainda para a aplicação como carregador de baterias de veículos elétricos, em (HUANG MING-SHI; YEH, 2011) é desenvolvido um conversor CA-CC bidirecional, com estrutura mostrada na Figura 30.

Este conversor proposto consiste de dois estágios bidirecionais. O estágio inicial é composto por um conversor CA-CC trifásico com o objetivo de fornecer uma tensão estável no barramento. O segundo estágio é formado por um conversor CC-CC bidirecional composto por dois circuitos em ponte completa separados por meio de um transformador de alta frequência. Um filtro passa baixa LC foi colocado antes da bateria, fornecendo controle do fluxo bidirecional de potência. O interruptor Q_A é utilizado para desligar o conversor no modo de descarga da bateria. Resultados experimentais foram obtidos com um protótipo de potência de 6 kW e tensão nominal da bateria de 250 V, alcançando rendimento maior que 85 % na potência nominal. Os autores utilizaram a técnica de modulação *phase-shift* para o controle do fluxo de potência.

Um conversor CA-CC trifásico de único estágio com somente dois interruptores no lado CA e com um retificador totalmente controlado de dois níveis no lado secundário do

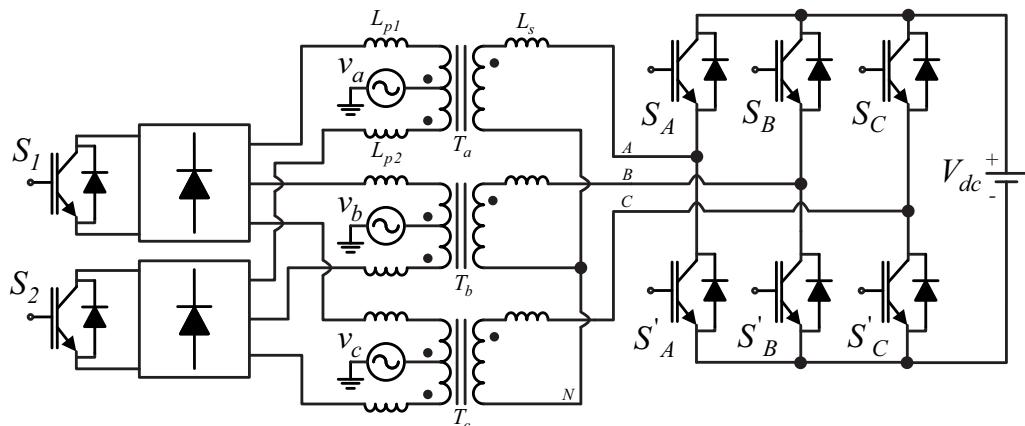
Figura 30 – Conversor CA-CC bidirecional trifásico de dois estágios.



Fonte: Adaptada de (HUANG MING-SHI; YEH, 2011).

transformador é analisado em (CASTELINO G.; BASU, 2012a). Com a topologia ilustrada na Figura 31, os autores se basearam no conversor DAB para a transferência de potência, utilizando-se da indutância de dispersão do transformador e da técnica *phase-shift*.

Figura 31 – Conversor CA-CC bidirecional trifásico com somente dois interruptores no lado primário.



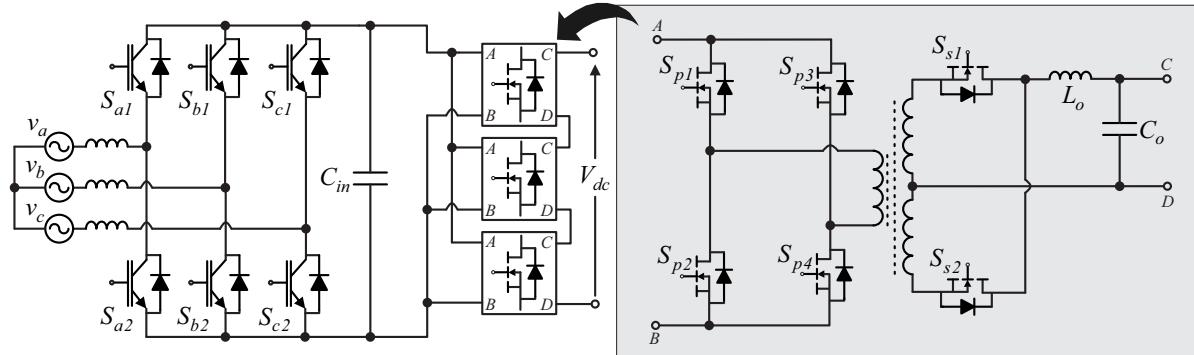
Fonte: Adaptada de (CASTELINO G.; BASU, 2012a).

A corrente neste conversor apresentou elevada ondulação, que entretanto, é igual a duas vezes a frequência de comutação, proporcionando a redução dos filtros empregados. Além disso, os interruptores S_1 e S_2 apresentaram comutação suave do tipo ZCS, dispensando o uso de circuitos de grampeamento.

Para a aplicação em sistemas distribuídos de energia alimentados por baterias e fontes renováveis, no artigo apresentado em (HAHASHI Y.; MINO, 2012) é proposto um conversor CA-CC bidirecional e isolado de dois estágios representado pela Figura 32.

Este conversor é composto por um retificador trifásico com modulação PWM convencional, representando o primeiro estágio, responsável pela correção do fator de potência. O segundo estágio consiste por n conversores CC-CC isolados em alta frequência conectados em paralelo na entrada e em série na saída. Esta configuração proporcionou uma elevada densidade de potência

Figura 32 – Conversor CA-CC bidirecional trifásico paralelo/série.



Fonte: Adaptada de (HAHASHI Y.; MINO, 2012).

e além disso, os autores utilizaram semicondutores de SiC.

No artigo apresentado em (JAUCH F.; BIELA, 2013) é estudado o conversor CA-CC trifásico bidirecional, representado na Figura 33, o qual emprega o conceito de múltiplas portas. Configurado para oferecer três portas CA e uma porta CC, este conversor pode ser aplicado em sistemas de geração de energia eólica. As portas CA consistem de conversores do tipo T, compostos por conversores em meia ponte com um interruptor de grampeamento. Já a porta CC é configurada por um conversor em ponte completa. Além disso, é um conversor de estágio único, proporcionando número reduzido de interruptores e circuitos de acionamento. Os autores (JAUCH F.; BIELA, 2013) desenvolveram um protótipo experimental deste conversor com potência de 11 kW em que obtiveram um rendimento de 94,5 %, alcançado devido a obtenção de comutação ZVS nos interruptores.

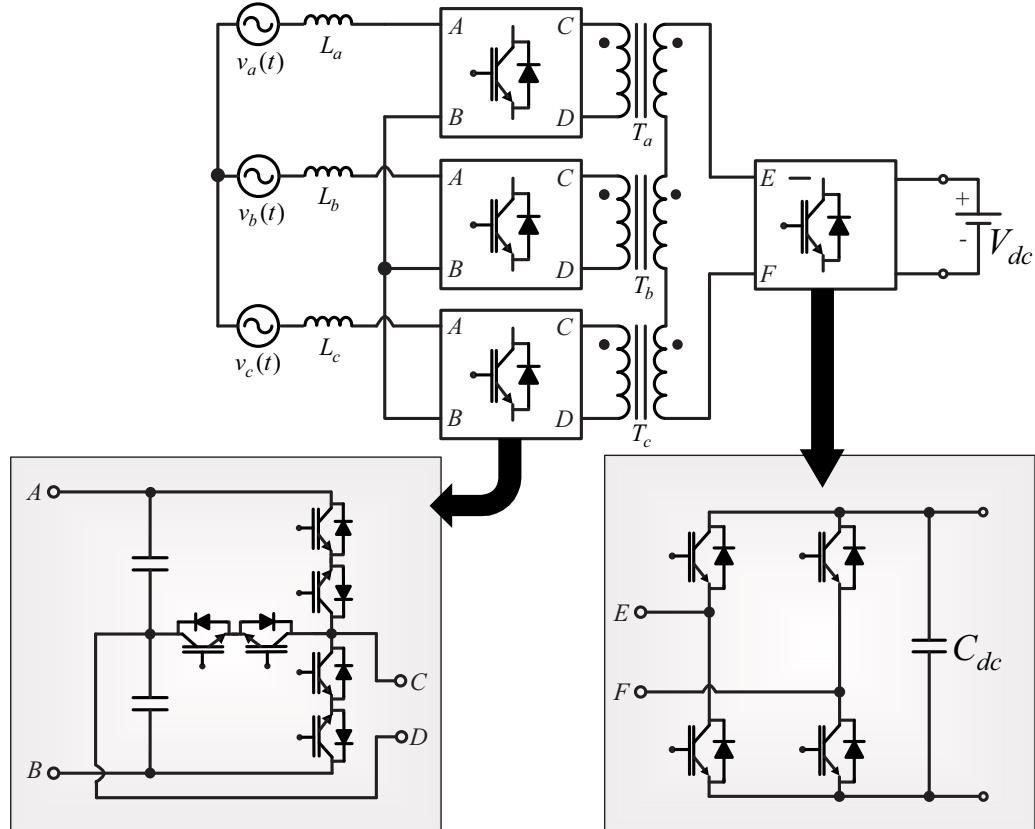
Outro conversor proposto para o carregamento de baterias de veículos elétricos é mostrado na Figura 34. Esta topologia trifásica CA-CC bidirecional isolada foi proposta para aplicação no modo de operação V2G, e é composta por quatro interruptores no lado CA e um conversor DAB série ressonante controlado pela técnica *Phase-shift*, sendo considerada uma estrutura de dois estágios.

O primeiro estágio proporciona a correção do fator de potência e o controle da tensão do barramento CC, composto pelos capacitores C_1 e C_2 . Já o segundo estágio, que consiste de uma estrutura DAB, controla o fluxo de potência entre os lados primário e secundário do transformador por meio do defasamento de ângulo entre os sinais das portadoras.

Em (CHEN W.; ZANE, 2014) é proposto um conversor CA-CC bidirecional e isolado modular de dois estágios. Este conversor é estruturado com um retificador trifásico NPC, constituindo o primeiro estágio, e dois conversores DAB série ressonante interligados em série na entrada e em paralelo na saída, como segundo estágio. Este circuito pode ser visualizado na Figura 35.

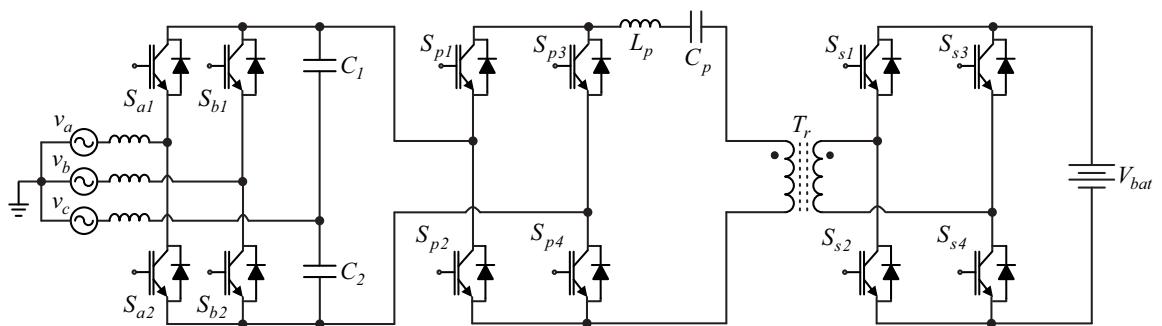
O retificador trifásico *unfolder* opera com frequência de 180 Hz, já os conversores DAB série ressonantes operam com alta frequência, proporcionando isolamento galvânico e controle da tensão de saída. CHEN W.; ZANE (2014) construiram um protótipo experimental de 1 kW,

Figura 33 – Conversor CA-CC bidirecional trifásico com múltiplas portas.



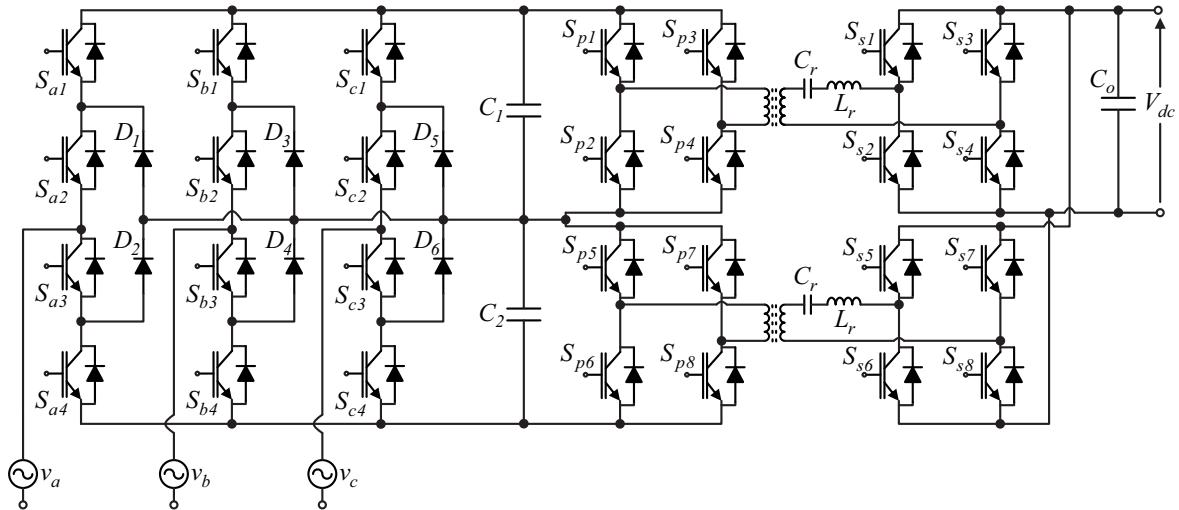
Fonte: Adaptada de (JAUCH F.; BIELA, 2013).

Figura 34 – Conversor CA-CC bidirecional trifásico do tipo DAB.



Fonte: Adaptada de (CASTELINO G.; BASU, 2012a).

Figura 35 – Conversor CA-CC trifásico bidirecional Conergy NPC.

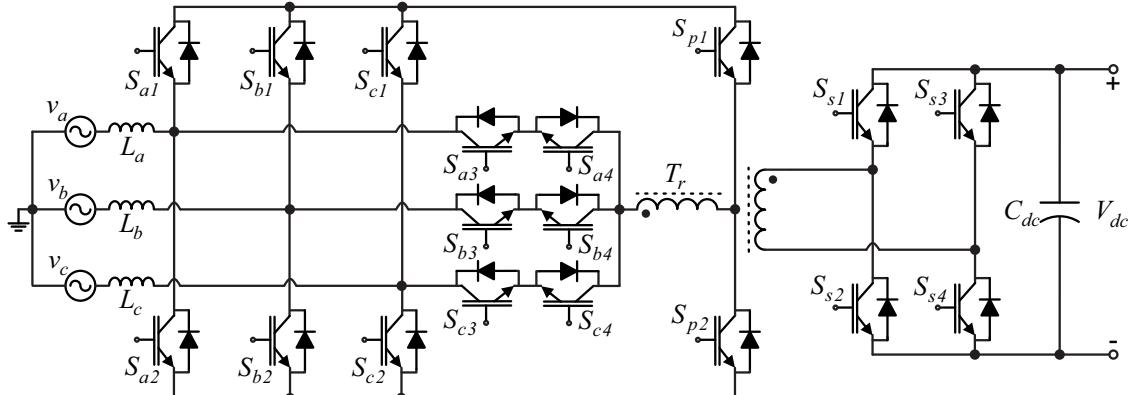


Fonte: Adaptada de (CHEN W.; ZANE, 2014).

alcançando um rendimento de 90 % e uma taxa de distorção harmônica de 8 %.

Na Figura 36 é apresentado um conversor CA-CC trifásico bidirecional derivado da topologia *Conergy NPC*, proposto em (GU LING; JIN, 2014).

Figura 36 – Conversor CA-CC trifásico bidirecional NPC tipo T.

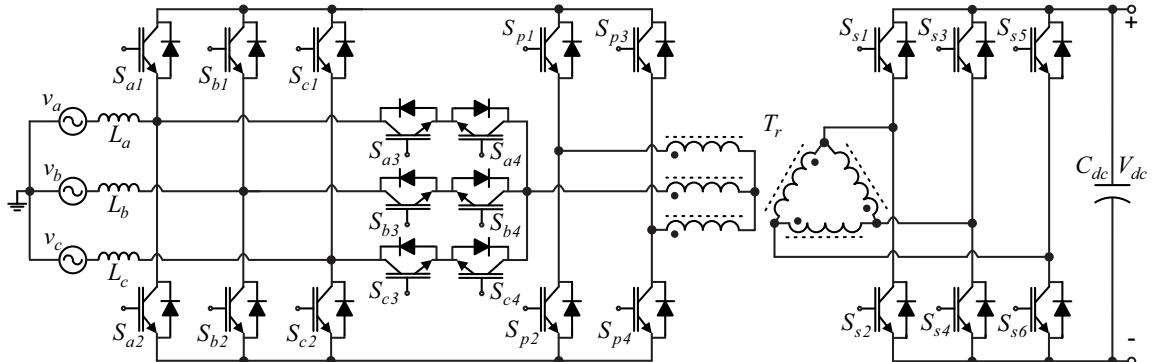


Fonte: Adaptada de (GU LING; JIN, 2014).

Em comparação com estruturas de dois estágios, este conversor não necessita de um barramento CC (capacitor de desacoplamento) e de um indutor de transferência de energia do lado CC. GU Ling; JIN (2014) obtiveram, a partir de um protótipo de 3 kW um rendimento de 93,5 % e uma taxa de distorção harmônica menor do que 2 %.

Os mesmos autores, (GU LING; JIN, 2014), propuseram variações topológicas da estrutura apresentada na Figura 36, alterando o tipo de conexão do transformador. Este estudo realizado em (GU L.; JIN, 2016), apresenta resultados experimentais de um conversor CA-CC trifásico bidirecional de único estágio com conexão Y - Δ do transformador, como apresentado na Figura 37.

Figura 37 – Conversor CA-CC trifásico bidirecional NPC tipo T com conexão Y-Δ.



Fonte: Adaptada de (GU L.; JIN, 2016).

Esta topologia proporcionou fluxo de potência bidirecional, isolação galvânica em alta frequência e correção do fator de potência. Com a conexão do transformador em Y-Δ, foi possível a redução dos esforços de corrente nos interruptores. Gu L.; JIN (2016) apresentaram resultados experimentais de protótipos de potência e tensão de saída de 3 kW/380 V e 1,6 kW/48 V, validando os princípios de operação e estratégias de controle aplicadas aos mesmos.

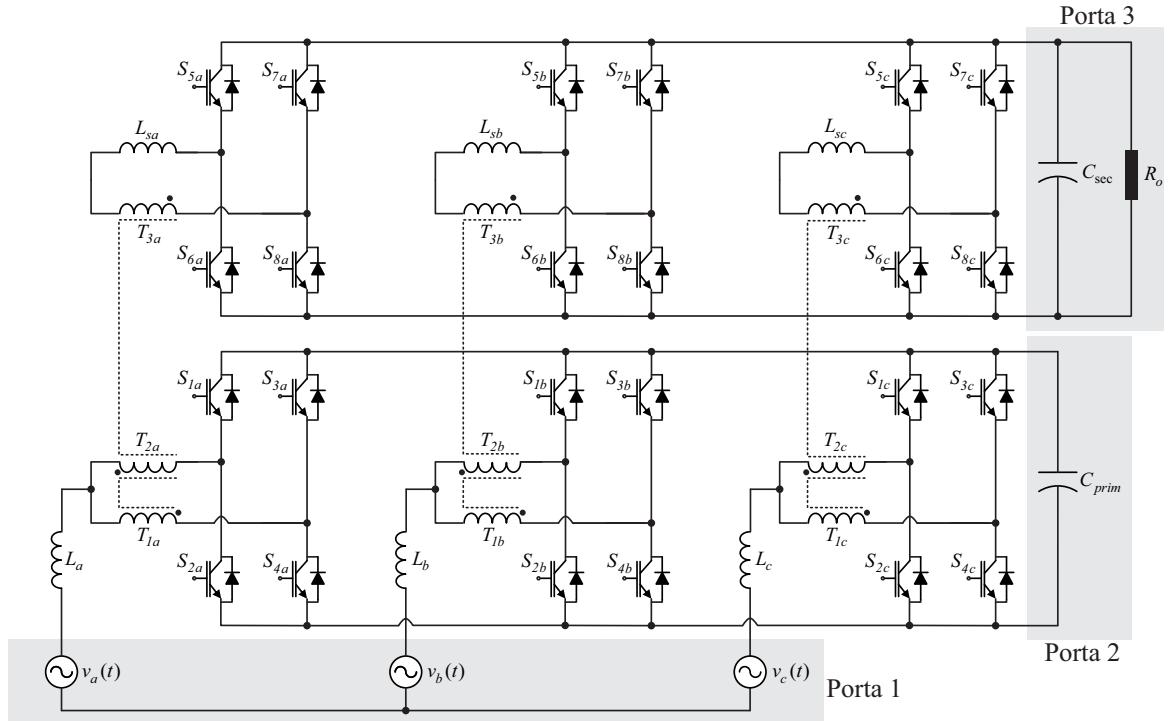
Baseado em uma topologia CC-CC isolada com múltiplas fases proposta por FILHO (2015), no trabalho apresentado em (ALMEIDA B. R.; OLIVEIRA, 2016) foi proposta uma versão trifásica de conversor CA-CC bidirecional de único estágio e isolado em alta frequência, utilizando-se da técnica *interleaved* associada à célula de comutação de três estados. Este conversor pode ser visualizado na Figura 38.

O controle do lado primário do transformador foi projetado utilizando-se a transformação dq , regulando a tensão do barramento composto pelo capacitor C_{prim} e controlando as correntes de entrada. Com isso, foram obtidos redução do conteúdo harmônico das correntes e elevado fator de potência. Para o controle do fluxo bidirecional de potência foi utilizada a técnica *phase-shift*, variando-se a defasagem entre os sinais das portadoras do lado primário e secundário. Segundo (ALMEIDA B. R.; OLIVEIRA, 2016), o conversor proposto possibilita a operação com múltiplas portas, sendo possível conectar diversas fontes de energia e cargas. Com um protótipo experimental de 5 kW, o autor obteve um rendimento total de 92,3 % e comutação não dissipativa ao longo de pelo menos metade do período da tensão CA da rede elétrica.

No artigo apresentado em (VERMULST BAS JD; DUARTE, 2016) é proposto o conversor CA-CC trifásico denominado *Quad-Active-Bridge* (QAB), o qual proporciona isolação galvânica e fluxo bidirecional de potência em uma estrutura de único estágio.

Enquanto conversores com estruturas matriciais geralmente utilizam interruptores bidirecionais, este conversor QAB proposto permite o uso de interruptores unidirecionais. Em comparação com um retificador convencional de seis interruptores, os esforços de tensão são duas vezes menores. Além disso, o barramento CC de alta tensão que antecede o primário do transformador não é necessário. Estas características fazem com que esta topologia seja

Figura 38 – Conversor CA-CC trifásico bidirecional isolado associado à célula de comutação de três estados.



Fonte: Adaptada de (ALMEIDA B. R.; OLIVEIRA, 2016).

competitiva em aplicações que requerem alta potência, baixo peso e volume e baixo custo. Entretanto, enquanto a técnica *phase-shift* empregada proporciona comutação suave, a circulação de corrente pode ser alta, limitando significativamente o rendimento do conversor (VERMULST BAS JD; DUARTE, 2016).

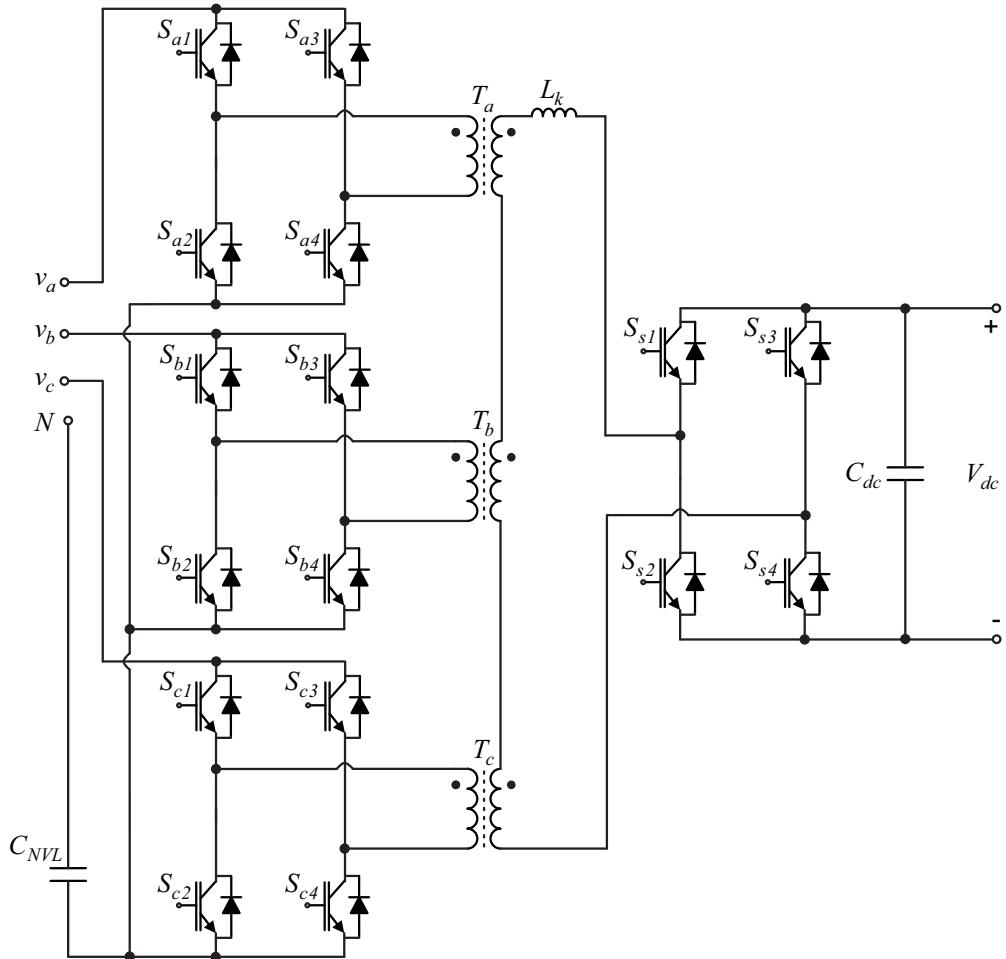
Uma topologia trifásica CA-CC bidirecional para o carregamento de baterias de veículos elétricos e para o modo V2G é estudada no artigo apresentado em (XU BOWEN; WANG, 2017). Este conversor, de dois estágios, é apresentado na Figura 40.

O primeiro estágio desta topologia é composto por um retificador trifásico controlado, em que tem-se o controle da tensão no barramento composto pelo capacitor C_1 , gerando a referência para o controle das correntes de entrada. Além disso, o controle PQ também é empregado. O segundo estágio consiste de um conversor CC-CC DAB que utiliza a técnica *phase-shift*, em que o ângulo de defasagem é obtido por meio do controle da tensão e corrente na bateria.

Visando a aplicação em microrredes CC e em sistemas distribuídos de energia, geralmente composto por fontes de energia renováveis (módulos fotovoltaicos, células à combustível, aerogeradores), sistemas de armazenamento de energia (baterias), e cargas variadas (eletrodomésticos, equipamentos de telecomunicações, veículos elétricos), em que é possível o emprego de conversores bidirecionais para a transferência de energia entre uma microrrede e a rede elétrica, o conversor ilustrado na Figura 41 foi proposto.

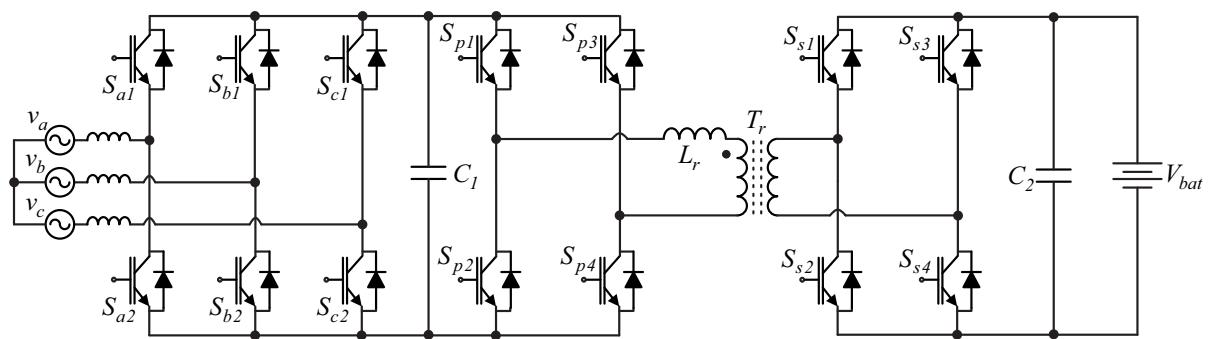
Os autores em (KRISMER FLORIAN; HATIPOGLU, 2018) denominaram este con-

Figura 39 – Conversor CA-CC trifásico bidirecional QAB.



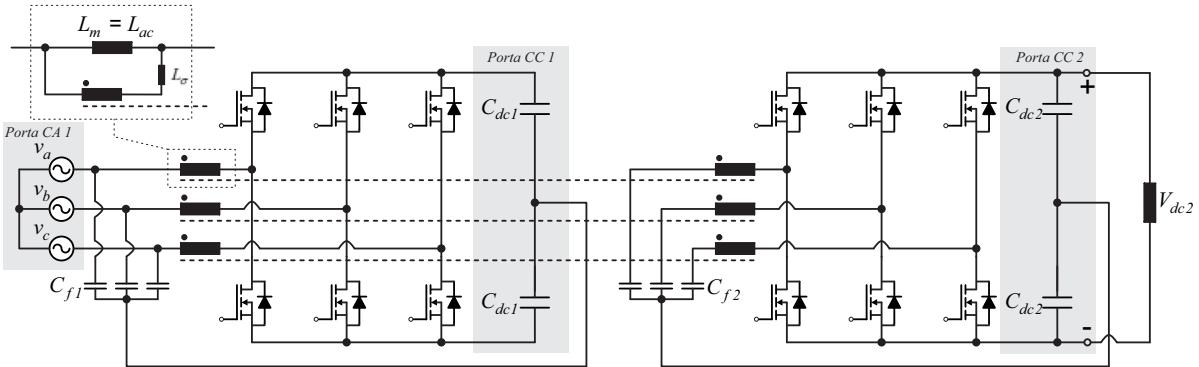
Fonte: Adaptada de (VERMULST BAS JD; DUARTE, 2016).

Figura 40 – Conversor CA-CC trifásico bidirecional de dois estágios para carregamento de baterias.



Fonte: Adaptada de (XU BOWEN; WANG, 2017).

Figura 41 – Conversor CA-CC trifásico bidireccional *Dual Three-Phase Active Bridge* (D3AB).



Fonte: Adaptada de (KRISMER FLORIAN; HATIPOGLU, 2018).

versor de retificador *Dual Three-Phase Active Bridge* (D3AB) PFC. Apresentando isolamento galvânico, fluxo bidirecional de potência, possibilidade de obtenção de elevado rendimento, esta topologia foi desenvolvida para aplicação em sistemas distribuídos de 400 V. Com um protótipo experimental de 8 kW, os autores obtiveram um rendimento de 98,1 % na carga máxima, rendimento maior que 98 % para potências maiores que 1,7 kW e uma densidade de potência de 4 kW/dm³, utilizando-se MOSFETs de SiC de 25 mΩ/1200 V e 10 mΩ/900 V para os lados primário e secundário, respectivamente. Além do mais, por possuir uma porta CA e duas portas CC, esta estrutura possibilita a conexão de outras fontes de energia e cargas a estas portas, sendo considerado um conversor com múltiplas portas.

3.3.1 Proposta de um Novo Conversor CA-CC Trifásico Bidirecional e Isolado de Único Estágio

Diversas topologias de conversores CA-CC monofásicas e trifásicas, bidirecionais e isoladas já foram propostas na literatura para várias aplicações além do carregamento de baterias de VEs.

Esta tese apresenta uma nova topologia trifásica baseada no conversor CA-CC monofásico bidirecional para carregamento de baterias de VEs proposto em (RAMOS L. A.; MEZAROBA, 2018), e no conversor trifásico unidirecional apresentado em (BIANCHIN, 2017). Em (VAN KAN R. F.; RAMOS, 2022), estudos preliminares de estrutura monofásica foram realizados, com a proposição de uma nova estratégia de modulação e com o intuito de ser estendida a topologia trifásica que é objeto de estudo desta tese.

Nos trabalhos apresentados em (RAMOS L. A.; MEZAROBA, 2018) e (RAMOS L. A.; VAN KAN, 2019), foram utilizadas a modulação PWM senoidal em conjunto com a técnica de deslocamento de fase (*phase-shift*) para a transferência de potência. No primário, aplicou-se a técnica de entrelaçamento, com portadoras triangulares fixas e defasadas entre si em 180° . No lado secundário, as portadoras triangulares são defasadas por um ângulo de deslocamento de fase (*phase-shift*) em relação as portadoras do lado primário, realizando o controle do fluxo

de potência. A razão cíclica dos interruptores de ambos os lados, primário e secundário, são equivalentes e de variação senoidal, impondo tensões de formato retangular de três níveis nos enrolamentos do transformador.

Partindo-se da proposição de desenvolvimento de uma variação topológica trifásica a partir da estrutura monofásica apresentada em (RAMOS L. A.; VAN KAN, 2019), devido a estratégia de modulação, seriam necessárias três topologias em ponte completa em ambos os lados, primário e secundário. Portanto, ao total seriam necessários 24 interruptores na composição da estrutura trifásica, semelhante ao conversor trifásico proposto em (ALMEIDA B. R.; OLIVEIRA, 2016), apresentado na Figura 38. Com o estudo apresentado em (VAN KAN R. F.; RAMOS, 2022) e ampliado a uma topologia trifásica nesta tese, apenas uma estrutura em ponte completa no lado secundário é implementada, reduzindo para 16 interruptores e consequentemente impactando no peso e volume que terá o conversor.

Em (VAN KAN R. F.; RAMOS, 2022) uma nova estratégia de modulação é aplicada no conversor monofásico, em que o lado secundário passa a operar com razão cíclica fixa de 50 % nos interruptores, não mais dependendo da variação senoidal da razão cíclica imposta no lado primário. Logo, tem-se uma forma de onda de tensão retangular de três níveis no lado primário e no enrolamento secundário uma forma de onda de tensão retangular de dois níveis, defasadas entre si pelo ângulo de defasagem δ . Esta nova estratégia possibilitou simplificação na implementação e operação, redução de esforços de controle, controles independentes no lado primário e secundário e contribuiu para o início do estudo da variação topológica trifásica proposta nesta tese.

Ao contrário da possibilidade de um conversor trifásico com 24 interruptores utilizando-se da modulação de (RAMOS L. A.; MEZAROBA, 2018), com a nova estratégia de modulação proposta é possível reduzir a quantidade de interruptores no secundário. Portanto, baseando-se nestes trabalhos e proposições, inicialmente considerou-se a proposta trifásica como ilustrada na Figura 42.

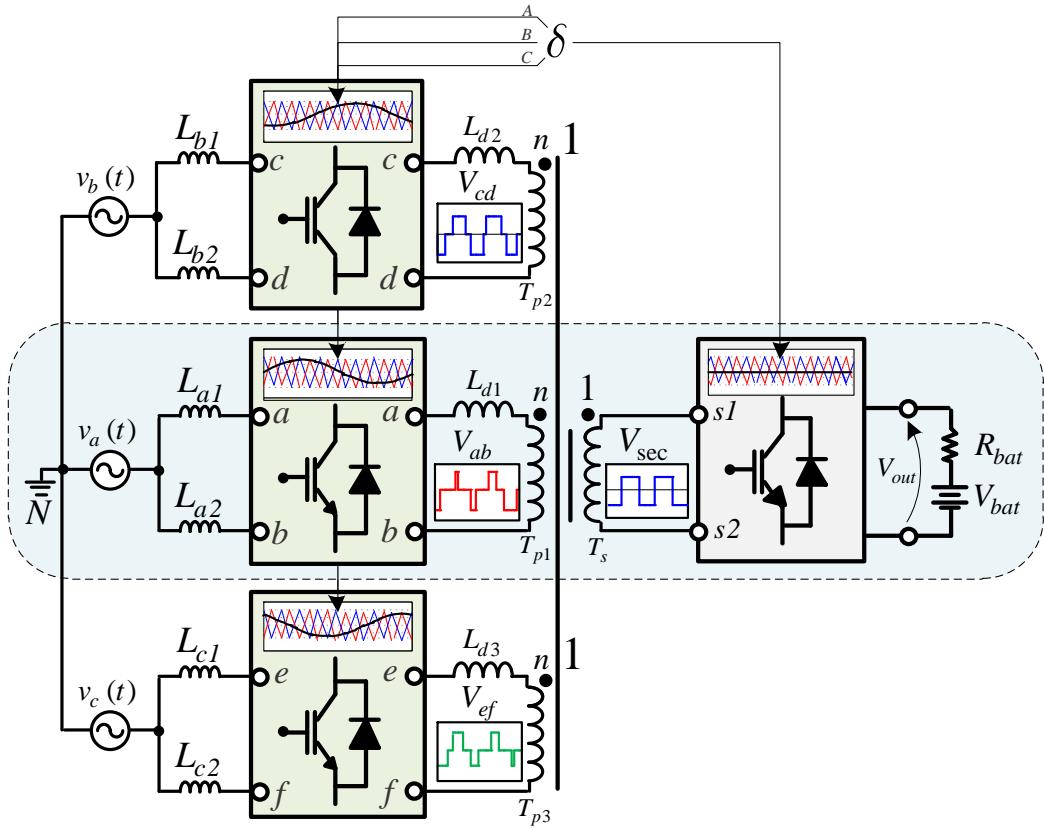
Em destaque tem-se a estrutura monofásica estudada em (VAN KAN R. F.; RAMOS, 2022), a qual é parte constituinte da nova variação topológica trifásica. Com proposição de uma versão trifásica, apresenta-se o circuito de potência da topologia proposta nesta tese, que pode ser visualizada na Figura 43.

Decidiu-se pelo estudo desta estrutura específica pois se acredita que o seu conjunto de características a tornem uma opção atrativa para a aplicação como carregador de baterias de veículos elétricos, sendo possível sua operação nos modos G2V e V2G. Além disso, é uma nova proposta trifásica e uma solução para minimizar a ondulação de tensão em baixa frequência de conversores monofásicos. O trabalho apresentado nesta tese tem por objetivo estudar a variação topológica com filtro de saída puramente capacitivo.

Realizando-se uma análise preliminar da topologia proposta é possível apontar algumas características importantes e possibilidades de operação:

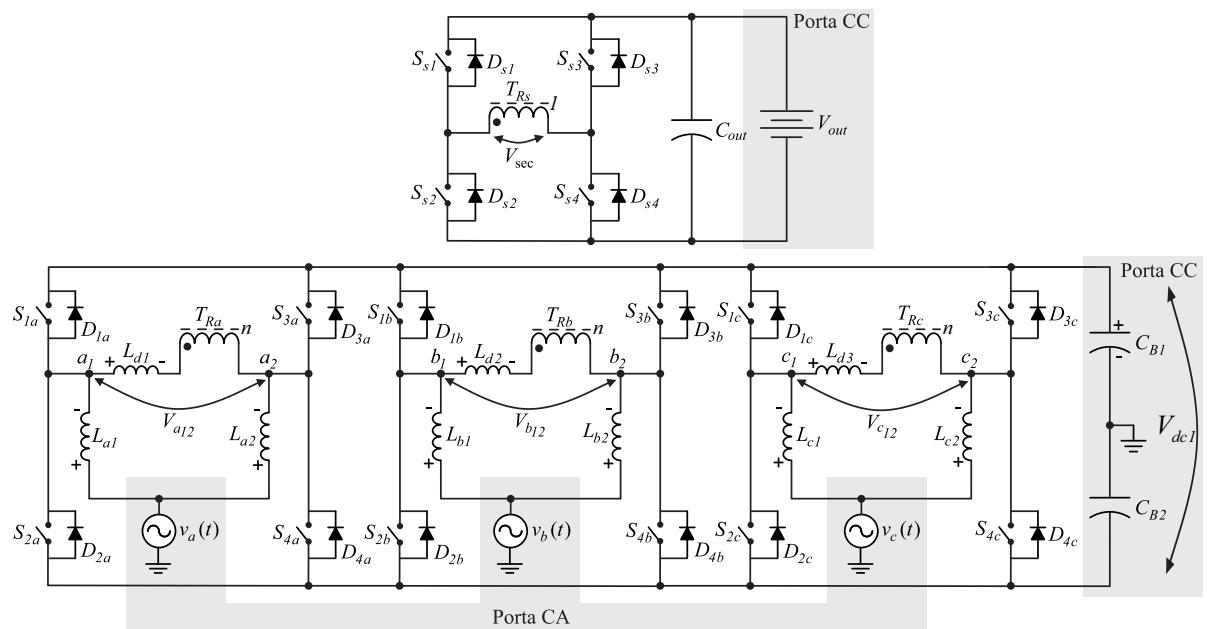
- Obtenção da correção do fator de potência e baixa distorção harmônica;

Figura 42 – Proposta de uma topologia trifásica.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

Figura 43 – Conversor CA-CC Trifásico Bidirecional e Isolado de único estágio proposto.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

- Isolação galvânica em alta frequência, proporcionando maior proteção ao usuário na aplicação como carregador de baterias de um VE, além de permitir a adaptação dos níveis de tensão existentes;
- Possibilidade de utilização de um transformador único, acoplando os três enrolamentos primários e o enrolamento secundário em um único núcleo, propiciando que seu fluxo magnético não possua componente de baixa frequência;
- Fluxo bidirecional de potência, com capacidade de suprir cargas CC a partir da rede elétrica ou injetar corrente na rede elétrica a partir de fontes CC;
- Potência quase constante com baixa ondulação transferida ao barramento primário e a saída, proporcionando a redução das capacidades de filtro e menores esforços de controle;
- Possibilidade de transferência de potência e tensão de saída desejada com operação em malha aberta no secundário, utilizando-se de ângulo de deslocamento δ constante;
- Estrutura de estágio único;
- Independência entre as modulações e controles do lado primário e secundário;
- Independência das três fases, permitindo a operação monofásica ou bifásica, juntamente com o lado secundário;
- Possibilidade de conexão de fontes de energia ou cargas nas portas CA e CC do conversor, pois o mesmo pode ser considerado como uma estrutura de múltiplas portas.

Estas características e as demais existentes deste conversor estão descritas no decorrer do documento e serão comentadas a partir de análises teóricas e resultados experimentais suficientes que possam justificá-las.

3.4 ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE CONVERSORES TRIFÁSICOS

Esta seção tem como objetivo avaliar as vantagens e desvantagens do conversor proposto em comparação com outras topologias trifásicas. Portanto, realiza-se uma análise comparativa do conversor proposto com as topologias A e B, assim identificadas. A topologia A apresentada em (HUANG MING-SHI; YEH, 2011) é um conversor de dois estágios bidirecionais que foi aplicado na recarga de baterias de VEs, sendo composto de um estágio CFP na entrada associado a um conversor CC-CC do tipo DAB. A segunda estrutura de comparação, o conversor B, estudado por (ALMEIDA B. R.; OLIVEIRA, 2016) é composta de uma estrutura PFC de entrada associado a conversores DAB, resultando em uma topologia de único estágio.

Esta análise comparativa baseia-se em observar as características construtivas, número de componentes e os resultados alcançados. Esta análise é apresentada em tabela como forma

de melhor visualizar as diferenças entre os conversores. Portanto, na Tabela 3 apresentam-se os principais parâmetros de comparação analisados entre os três conversores.

Tabela 3 – Análise comparativa entre conversores trifásicos.

Topologia/ Parâmetros	Conversor Proposto	Conversor A	Conversor B
Número de interruptores	16	15	24
Número de componentes magnéticos	6x L_{in} 1x T_r 3x L_d	3x L_{in} 1x T_r 1x L_d 1x L_o	3x L_{in} 2x T_r 3x L_d 3x L_{imag}
Estratégia de controle	- Controle PFC primário; - <i>Phase-shift</i> (Modo retificador e inversor);	- Controle PFC primário; - <i>Phase-shift</i> (Retificador); - Controle por corrente (Inversor);	- Controle PFC primário; - <i>Phase-shift</i> (Modo retificador e inversor);
Estágios	Único estágio	Dois estágios	Único estágio
Comutação suave	Não	Não	Sim

L_{in} - Indutor de entrada PFC;

T_r - Transformador;

L_d - Indutor de dispersão (transferência de potência);

L_{imag} - Indutor para controle da corrente magnetizante;

L_o - Indutor de saída.

Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

O conversor proposto e o conversor B são estruturas de único estágio em comparação com o conversor A, eliminando a necessidade do capacitor de barramento entre o estágio de entrada e o conversor CC-CC conectado a saída. Em relação aos semicondutores, observa-se que o conversor proposto possui reduzido número desses elementos em comparação ao conversor B, sendo uma solução mais simplificada e proporcionando redução de custos. Uma semelhança entre a proposta e o conversor de (ALMEIDA B. R.; OLIVEIRA, 2016) é a configuração com múltiplas portas.

Na quantidade de magnéticos há diferenças consideráveis entre as topologias. No conversor proposto optou-se pela utilização de um transformador acoplado, dispensando a utilização de três transformadores. Nas entradas utilizaram-se dois indutores associados pela técnica de intercalamento, no entanto, reduziu-se a ondulação de corrente na entrada.

Pela análise comparativa entre os conversores e demais pesquisas na literatura, observa-se que a técnica de controle de potência por deslocamento de fase (*phase-shift*) é recorrentemente

utilizada em estruturas do tipo DAB, na transferência de potência. Nos três conversores em comparação, utilizou-se desta técnica para a transferência de potência para a saída.

Em relação a comutação suave, o conversor proposto e o conversor A não apresentam esta característica. Já o conversor B apresentou operação com comutação suave do tipo ZVS em algumas faixas de operação. É de conhecimento que técnicas de comutação suave auxiliam no aumento do rendimento, apresentando o conversor B um valor de aproximadamente 92,3 % de rendimento na potência nominal do conversor proposto.

Mesmo diante de certas desvantagens que o conversor proposto apresentou, as vantagens e os resultados obtidos e comprovados tornam a topologia uma solução na aplicação como carregador veicular. Das vantagens evidenciadas no conversor, destaca-se a independência entre os controladores do primário em relação ao controlador do secundário, redução significativa da ondulação de potência no barramento CC, possibilidade de implementação de um compensador lento no controle da tensão de saída, simplificação da estratégia de controle e utilização de transformador acoplado.

3.5 CONCLUSÃO

Breves descrições das principais topologias de conversores CA-CC monofásicas e trifásicas foram apresentadas no decorrer deste capítulo. Com esta revisão bibliográfica, conclui-se que a utilização de conversores CA-CC trifásicos é uma possível alternativa aos conversores CA-CC monofásicos tradicionais, quando a potência processada pelo sistema é maior. Além disso, há possibilidade de redução significativa da ondulação da potência transferida em um sistema trifásico, devido ao defasamento natural entre as fases, possibilitando redução do capacitor de filtragem. Já em estruturas monofásicas, a potência transferida tem ondulação que pode ser igual a duas vezes a frequência da rede elétrica, sendo necessário maiores capacitores para minimizar esta ondulação ou técnicas de controle, as quais são corroboradas em (RAMOS L. A.; VAN KAN, 2022) e serão também justificadas neste trabalho. Como principal desvantagem observada quanto a estruturas trifásicas, está a maior complexidade nos circuitos de potência e de comando, além da necessidade de um número maior de componentes em comparação com as soluções monofásicas.

Observou-se também que várias estruturas tanto monofásicas quanto trifásicas utilizam a técnica *phase-Shift* para a transferência de potência entre o primário e secundário do transformador, se consolidando como uma das principais estratégias adotadas, sendo amplamente utilizadas em conversores do tipo DAB.

Uma nova topologia de conversor CA-CC trifásica bidirecional, isolada e de estágio único foi apresentada. Com as características de isolação galvânica em alta frequência, capacidade de correção do fator de potência, possibilidade de operação nos modos G2V e V2G, o conversor torna-se uma opção para aplicação como carregador de baterias de veículos elétricos.

4 CONVERSOR CA-CC TRIFÁSICO BIDIRECIONAL PROPOSTO

4.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo apresenta-se o estudo do conversor trifásico CA-CC bidirecional e isolado proposto nesta tese. O estudo é dividido em duas partes: análise qualitativa e análise quantitativa.

O início dos estudos analíticos é dado pela análise qualitativa da topologia, que tem como objetivo principal a descrição da estratégia de modulação proposta, estruturas e estratégias de controle necessárias e descrição das etapas de operação do conversor.

A segunda parte deste capítulo dedica-se a análise quantitativa, em que apresentam-se as equações que regem o funcionamento do conversor, estas relacionadas ao funcionamento do PFC. São também definidas as regiões de operação em função da razão cíclica de operação e do ângulo *phase-shift*. Além disso, a análise de esforços dos principais elementos do conversor é apresentada a fim de ser utilizada no projeto e escolha dos semicondutores.

4.2 ANÁLISE QUALITATIVA

A análise qualitativa é apresentada nesta seção, sendo composta com maiores detalhes e descrições pela: definição da estratégia de modulação e controle do lado primário e do lado secundário do conversor, e por fim a definição das regiões e suas etapas de operação.

4.2.1 Estratégia de Modulação Proposta

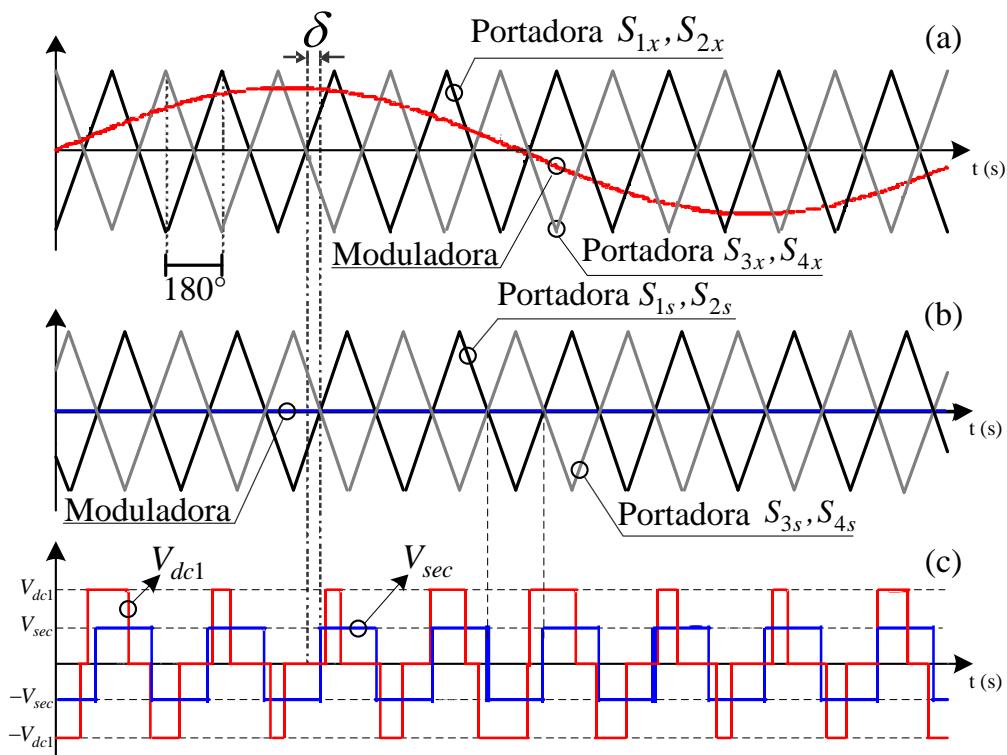
No lado primário do conversor, cada estrutura de quatro interruptores conectados a cada uma das fases da alimentação trifásica é constituída pela associação de dois conversores em meia-ponte que operam em paralelo. Portanto, para o acionamento dos interruptores de cada ponte utiliza-se a técnica de modulação PWM senoidal simétrica. Esta técnica utiliza dois sinais triangulares defasados de 180° , um para cada braço em meia-ponte. Cada sinal destes é comparado com um sinal senoidal (moduladora) resultando nos pulsos de comando para os interruptores do lado primário. Esta técnica de modulação descrita, muito aplicada em conversores CA-CC, possibilita a correção do fator de potência e correntes com formatos senoidais na entrada.

Para que ocorra a transferência de potência do lado primário para o secundário (modo retificador), ou no sentido inverso (modo inversor), é utilizada a técnica de defasamento angular ou técnica *phase-shift*. Realizando-se o defasamento angular entre as portadoras triangulares dos lados primário e secundário é possível definir a direção e intensidade do fluxo de potência do conversor.

O lado secundário, composto por um circuito em ponte completa, opera por modulação PWM convencional. Logo, os interruptores S_{s1} e S_{s2} operam de forma complementar e são comandados a conduzir durante 50 % do período de comutação. Entretanto, os interruptores S_{s3} e S_{s4} operam com sinais defasados em 180° e também com razão cíclica de 50 %.

As estratégias de modulação propostas, aplicadas nos lados primário e secundário do conversor, podem ser visualizadas pelos diagramas da Figura 44, sendo $x = a, b, c$, referentes as fases da alimentação trifásica. Observa-se que a técnica de modulação PWM senoidal no lado primário resulta em uma tensão com formato de onda retangular de três níveis aplicada nos enrolamentos dos primários do transformador. Por outro lado, a modulação do lado secundário gera uma tensão aplicada nos enrolamentos do secundário do transformador com formato de uma onda retangular de dois níveis.

Figura 44 – Estratégia de modulação: (a) Modulação PWM senoidal aplicada nos interruptores dos lados primários (S_{1x}, S_{2x}, S_{3x} e S_{4x}) do transformador; (b) Modulação PWM de razão cíclica de 50% aplicada nos interruptores do lado secundário (S_{1s}, S_{2s}, S_{3s} e S_{4s}) do transformador; (c) Tensões impostas nos lados primário e secundário do transformador.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

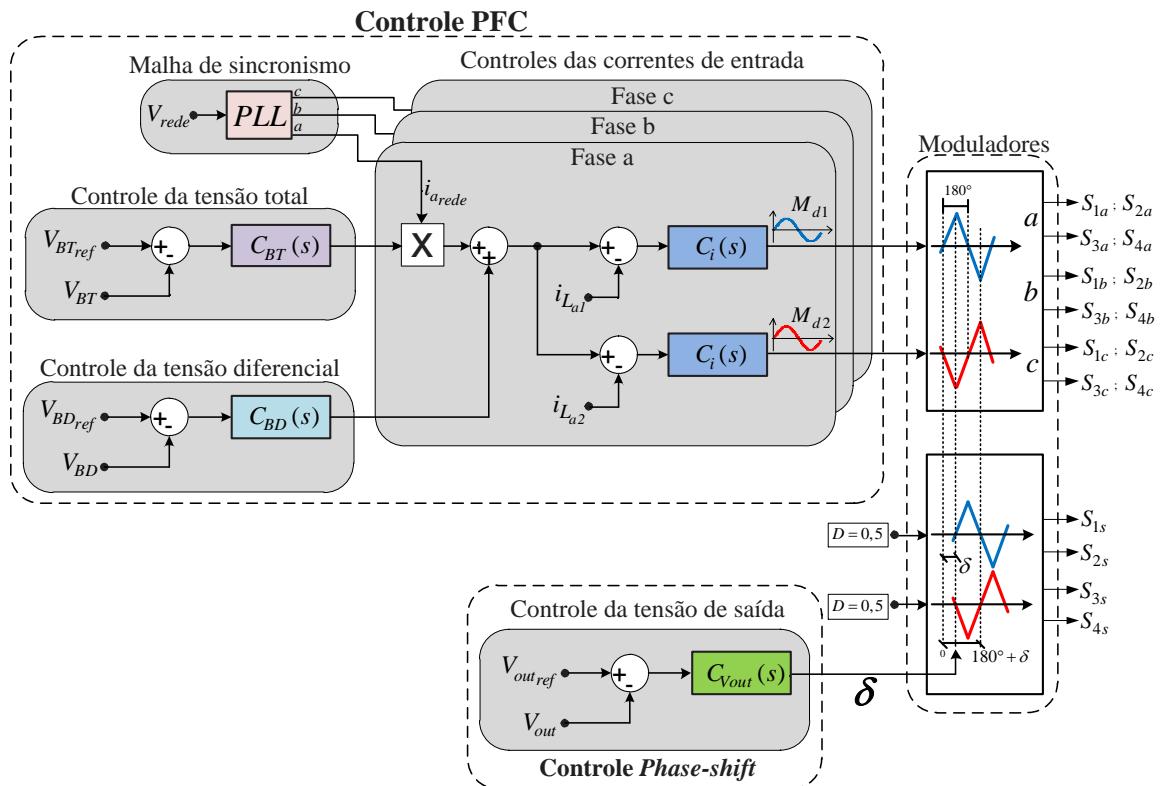
Enquanto isso, para que haja a transferência de potência entre ambos os lados do transformador, aplica-se uma defasagem angular entre as portadoras do lado primário e secundário, definida pelo ângulo de defasamento δ .

É importante ressaltar que como os dois interruptores de um mesmo braço operam de forma complementar, a fim de evitar a ocorrência de um curto-círcuito no mesmo, devem-se utilizar circuitos que garantam um tempo morto entre os comandos dos interruptores. Isto pode ser implementado por meio de circuitos integrados que possuam proteção de intertravamento ou por meio de *software*.

4.2.2 Estratégia de Controle Proposta

Para o controle das variáveis do conversor, tanto do lado primário quanto do secundário, sem o qual o conversor não funcionaria corretamente, aplica-se a estratégia de controle apresentada na Figura 45.

Figura 45 – Estratégia de controle proposta.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

O controle do conversor é composto por malhas de controle das correntes de entrada das três fases, malha de tensão total e diferencial do barramento CC primário e controle da tensão de saída. No lado primário, a malha de controle de corrente é uma malha interna, utilizada para a obtenção de correntes senoidais, fator de potência próximo a unidade e baixa distorção harmônica. Portanto, o sensoriamento das correntes de entrada é necessário. As correntes são controladas a partir de uma referência pré-estabelecida. Esta referência é proveniente da ação de controle das tensões do barramento CC do lado primário, total e diferencial, juntamente com as referências geradas a partir da leitura das tensões de entrada das três fases, as quais ao passar por uma malha fechada PLL (*Phase Locked Loop*), proporcionam sincronismo com a rede elétrica.

Com relação ao controle do lado secundário, os interruptores são comandados com razão cíclica fixa de 50 % e deslocados por um ângulo δ , por meio das portadoras triangulares. Este ângulo de desfase pode ser resultante da ação de controle da tensão de saída (V_{out}), que consequentemente defasa as tensões aplicadas nos enrolamentos do transformador (V_{dc1} e V_{sec}).

Com o ângulo *phase-shift* δ , é possível o controle da transferência de potência e controle da tensão de saída. No entanto, também é possível a transferência da potência e tensão de saída desejadas sem a ação de controle (malha aberta), aplicando-se somente o defasamento com o respectivo ângulo δ . Isto é possível devido ao defasamento natural entre as fases do sistema trifásico, o qual proporciona que a potência resultante tenha baixa ondulação, considerando-a quase constante. Esta proposição será corroborada pelas análises e resultados obtidos nas seções seguintes.

4.2.3 Regiões e Etapas de Operação

Como o conversor proposto é uma estrutura CA-CC bidirecional, na modulação empregada no lado conectado a rede elétrica, a razão cíclica possui variação senoidal. Esta modulação proporciona o controle das correntes de entrada e correção do fator de potência. Enquanto isso, para a transferência de potência, o ângulo *phase-shift* (δ) pode assumir valores fixos positivos ou negativos (compreendidos entre 180° e -180°) quando se está no modo retificador ou modo inversor, respectivamente.

Devido a isto, o conversor proposto pode operar em até 12 regiões de operação, sendo 6 regiões para valores positivos de δ e 6 regiões para valores negativos. Estas regiões são dependentes tanto de δ como da razão cíclica aplicada nos interruptores. Em cada região podem existir até 16 etapas de operação, resultando um total de 192 etapas.

Com o objetivo de obter estas regiões e suas etapas de operação para a definição do comportamento do conversor na análise quantitativa, são feitas algumas considerações e simplificações, descritas a seguir:

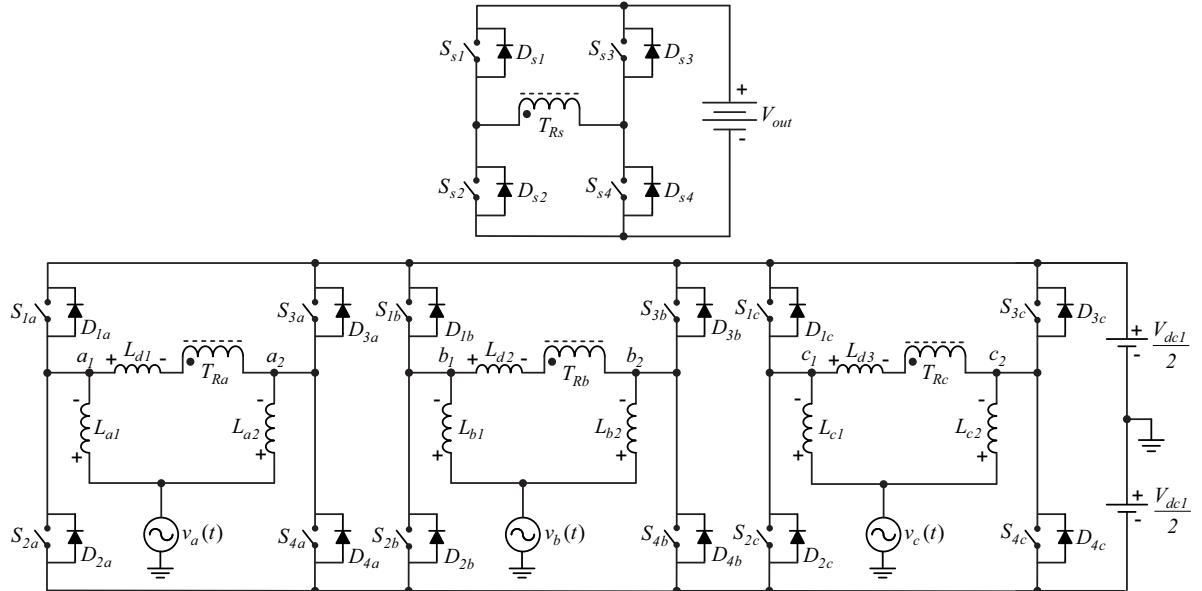
- O conversor opera em regime permanente, não sendo considerada a dinâmica de transitórios;
- A fonte de alimentação trifásica do conversor é senoidal, equilibrada e defasada de 120° entre as fases;
- As correntes em cada fase estarão em fase com as tensões de cada fase, a fim de obter fator de potência unitário;
- A frequência de comutação é muitas vezes maior que a frequência da rede, portanto, considera-se que as tensões e correntes de entrada permanecerão constantes durante um período de comutação;
- Sempre haverá semicondutores conduzindo, tanto interruptores como diodos, evitando que a corrente nos indutores seja interrompida, caracterizando o modo de condução contínua.
- Todos os semicondutores e elementos passivos são considerados ideais;

- Os capacitores de barramento primário podem ser substituídos por fontes de tensão, cujo valor equivale a metade da tensão total do barramento ($V_{dc1}/2$);
- A bateria pode ser representada por uma fonte de tensão cujo valor médio é igual a V_{out} ;
- O transformador é ideal e a corrente de magnetização do mesmo é desprezível;
- As indutâncias de transferência de potência L_{d1} , L_{d2} e L_{d3} são idênticas;
- Não há tempo morto entre os interruptores de um mesmo braço.

Tais simplificações relacionadas anteriormente proporcionam maior facilidade na análise do conversor, na definição de etapas de operação e determinação das equações de funcionamento da topologia.

A topologia do conversor trifásico proposto, com as polaridades adotadas, é apresentada na Figura 46. A convenção adotada para o sentido das correntes é entrando no sinal positivo das polaridades indicadas.

Figura 46 – Conversor proposto simplificado

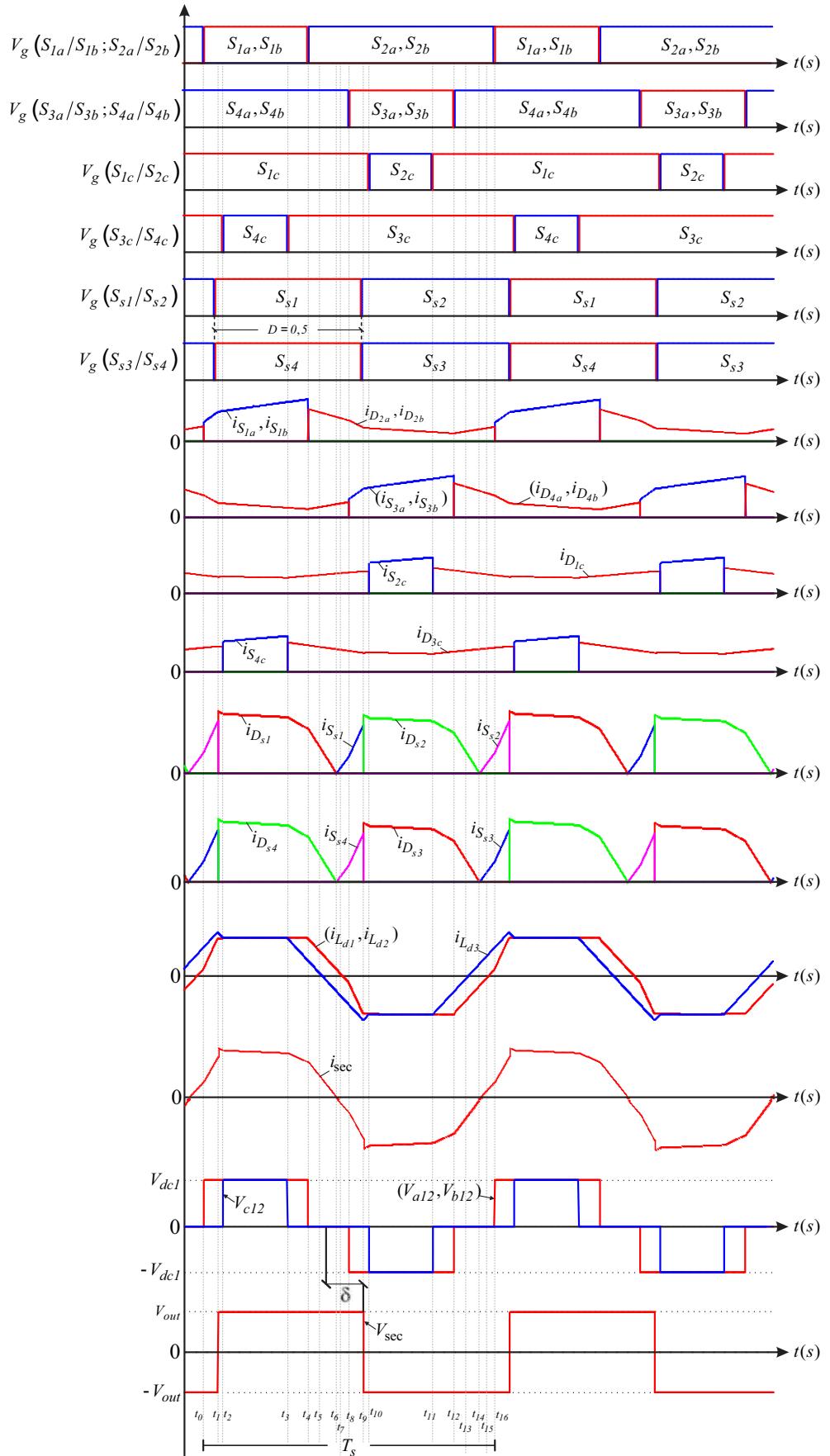


Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

Devido ao elevado número de etapas do conversor, serão apresentadas somente as etapas em que considera-se o ângulo *phase-shift* (δ) positivo e igual a 45° . Além disso, analisando-se o comportamento das razões cíclicas de cada fase do conversor, para o levantamento de suas etapas de operação, optou-se pelo intervalo de razão cíclica em que $d_a(t) = d_b(t) < d_c(t)$. As principais formas de onda teóricas da operação do conversor, para um período de comutação, são apresentadas na Figura 47.

Os circuitos equivalentes e a descrição das etapas de operação do conversor proposto são apresentados a seguir:

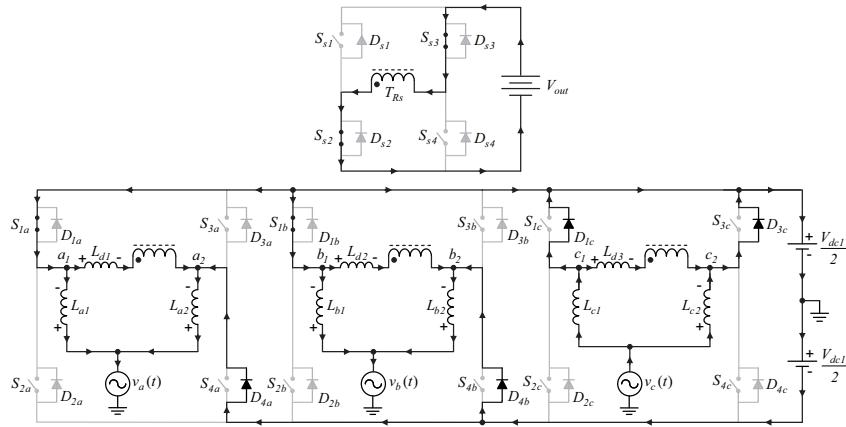
Figura 47 – Principais formas de onda do conversor proposto.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

Primeira etapa [$t_0 < t < t_1$]: A primeira etapa desta região de operação tem início no instante $t = t_0$, a qual é representada na Figura 48. No instante $t = t_0$ os interruptores S_{1a} e S_{1b} são comandados a conduzir. A corrente também circula nos diodos D_{a4} e D_{b4} . O nível de tensão igual a V_{dc1} é aplicado entre os terminais a_1 , a_2 e b_1 , b_2 . Nos braços conectados na fase c , os diodos D_{1c} e D_{3c} conduzem e a tensão aplicada entre os terminais c_1 e c_2 é igual a zero. As correntes nos indutores de entrada das fases a e b são negativas e da fase c positiva. No lado secundário, os interruptores S_{2s} e S_{3s} conduzem, entregando energia a saída.

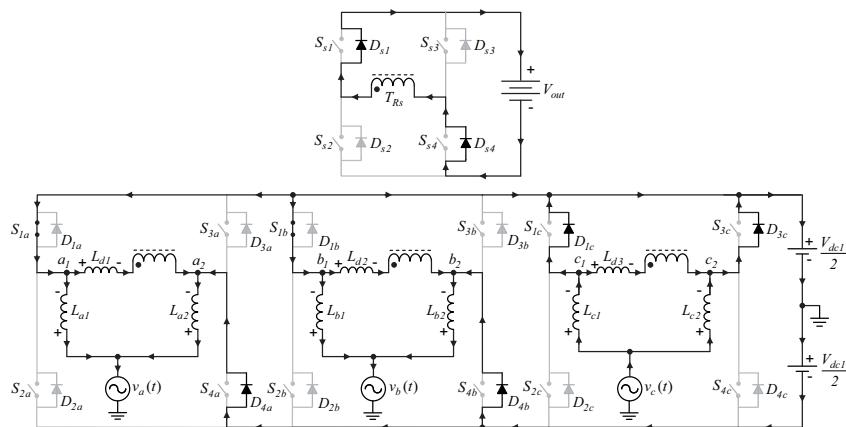
Figura 48 – Primeira etapa de operação.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

Segunda etapa [$t_1 < t < t_2$]: A segunda etapa de operação do conversor é representada na Figura 49, tendo a mesma configuração de semicondutores em condução que a primeira etapa. A diferença está no lado secundário, em que os diodos intrínsecos D_{1s} e D_{4s} conduzem. Esta etapa tem seu fim no instante $t = t_2$ em que o interruptor S_{4c} é comandado a conduzir.

Figura 49 – Segunda etapa de operação.

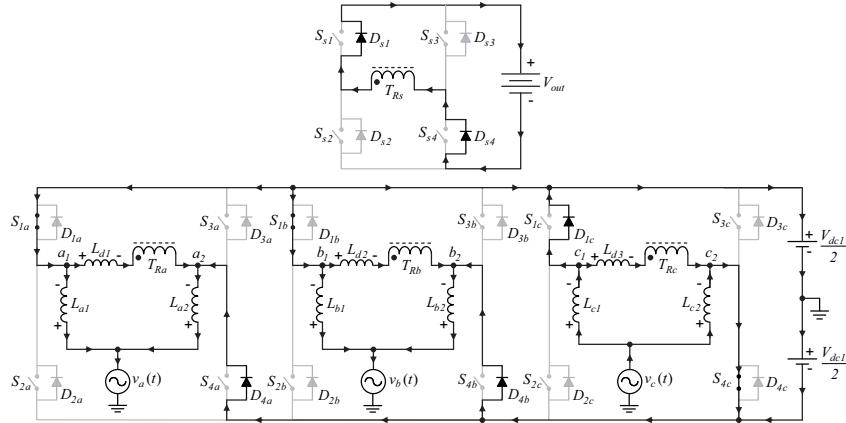


Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

Terceira etapa [$t_2 < t < t_3$]: A terceira etapa de operação é representada na Figura 50 e tem seu início com o pulso de comando do interruptor S_{4c} . Os semicondutores conectados nas fases a

e b se comportam da mesma maneira que nas etapas anteriores. Entretanto, os semicondutores da fase c que conduzem são o diodo D_{1c} e o interruptor S_{4c} . Nesta etapa de operação, a tensão aplicada em cada enrolamento do primário são iguais a tensão total do barramento CC V_{dc1} .

Figura 50 – Terceira etapa de operação.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

Quarta etapa [$t_3 < t < t_4$]: O circuito representativo da quarta etapa é ilustrado na Figura 49, em que é igual a segunda etapa de operação. Nesta etapa o interruptor S_{3c} é comandado a conduzir no instante $t = t_3$. A tensão aplicada entre os pontos a_1, a_2 e b_1, b_2 é igual a V_{dc1} e entre os pontos c_1, c_2 é nulo. No lado secundário os diodos D_{s1} e D_{s4} continuam conduzindo a corrente na saída. No fim desta etapa os interruptores S_{1a} e S_{1b} são comandados a bloquear.

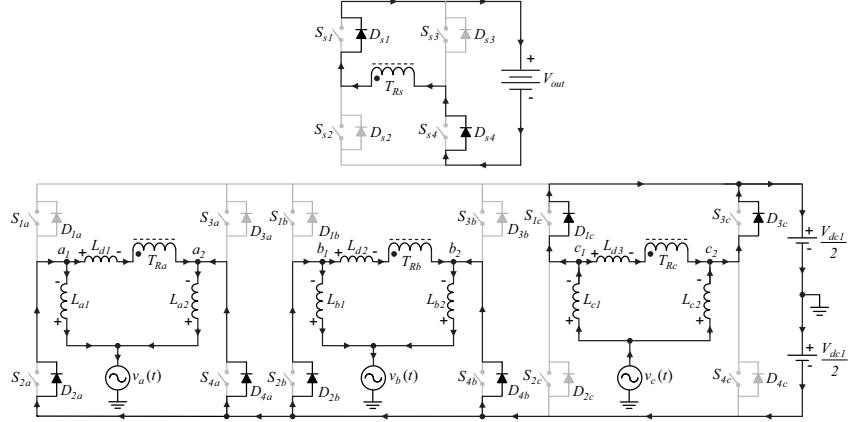
Quinta etapa [$t_4 < t < t_5$]: A quinta etapa tem seu circuito representativo ilustrado na Figura 51, tendo-se início com o pulso de comando nos interruptores S_{a2} e S_{b2} . No entanto, devido ao sentido das correntes, os diodos intrínsecos a estes interruptores é que proporcionam o caminho as mesmas, juntamente com os diodos D_{a4} e D_{b4} . Na fase c, os diodos D_{c1} e D_{c3} conduzem. Logo, as tensões entre os terminais a_1 e a_2 , b_1 e b_2 , c_1 e c_2 é igual a zero. No secundário do transformador os mesmos semicondutores da etapa anterior continuam em condução. Este etapa tem seu fim quando a corrente no indutor L_{d3} alcança valor nulo.

Sexta etapa [$t_5 < t < t_6$]: A sexta etapa de operação possui os mesmos semicondutores em condução que a quinta etapa, diferenciando-se somente no sentido da corrente no indutor L_{d3} que inverte seu sentido passando a ser negativa.

Sétima etapa [$t_6 < t < t_7$]: Na Figura 52 tem-se a sétima etapa de operação. Nesta etapa tem-se a mesma configuração de semicondutores em condução, no lado primário, que a quinta e sexta etapas de operação. No entanto, no instante $t = t_6$ os interruptores S_{s1} e S_{s4} passam a conduzir no lado secundário do transformador. Esta etapa finaliza quando as correntes nos indutores L_{d1} e L_{d2} são iguais a zero.

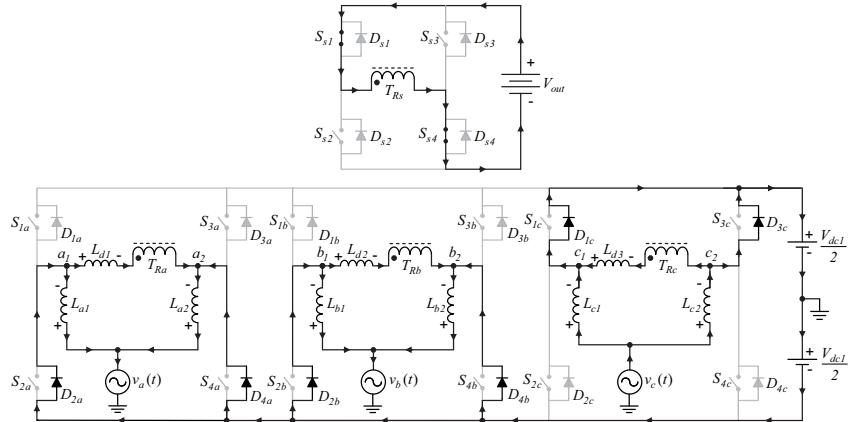
Oitava etapa [$t_7 < t < t_8$]: Na oitava etapa de operação do conversor, os semicondutores que conduzem a corrente são os mesmos visualizados na sétima etapa de operação. No entanto, as correntes nos indutores L_{d1} , L_{d2} e L_{d3} possuem sentido negativo. Esta etapa tem seu fim com o

Figura 51 – Quinta etapa de operação.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

Figura 52 – Sétima etapa de operação.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

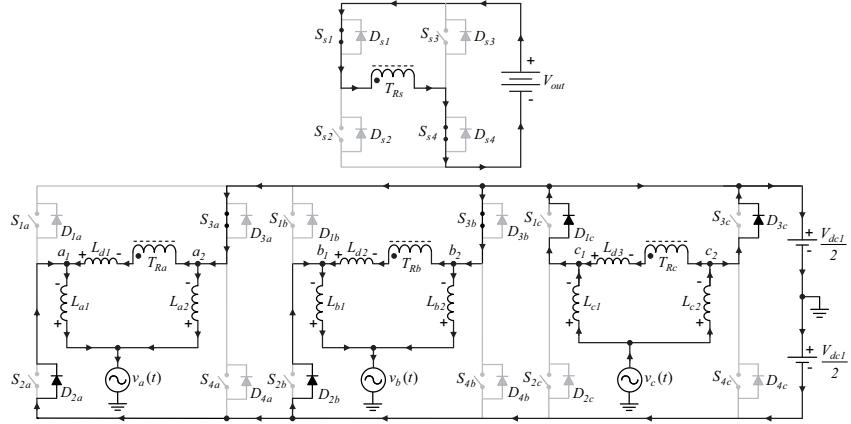
bloqueio dos interruptores S_{4a} e S_{4b} .

Nona etapa [$t_8 < t < t_9$]: No instante $t = t_8$, os interruptores S_{3a} e S_{3b} são comandados a conduzir. Portanto, a corrente circula passando pelos semicondutores S_{3a} e D_{2a} na fase a e por S_{3b} e D_{2b} na fase b , tendo tensão igual a V_{dc1} imposta entre os pontos a_1 , a_2 e b_1 , b_2 . Na fase c , continuam a conduzir os diodos D_{1c} e D_{3c} . Nesta etapa os interruptores do lado secundário S_{s1} e S_{s4} são comandados a bloquear, tendo-se o fim desta nona etapa de operação que é apresentada na Figura 53.

Décima etapa [$t_9 < t < t_{10}$]: A Figura 54 representa a décima etapa de operação. A configuração de semicondutores que proporcionam a circulação de energia no lado primário é a mesma apresentada na nona etapa de operação. Nesta os interruptores S_{s2} e S_{s3} são comandados a conduzir, porém, devido ao sentido da corrente, os diodos D_{s2} e D_{s3} conduzem. Esta etapa tem seu fim com o bloqueio do interruptor S_{1c} .

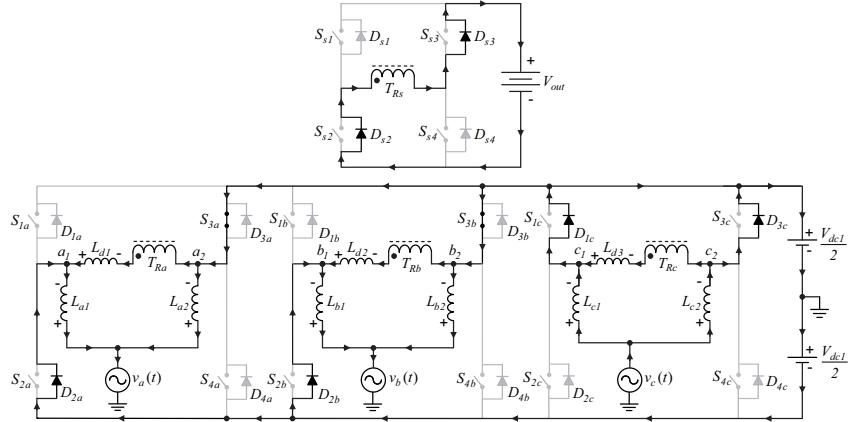
Décima primeira etapa [$t_{10} < t < t_{11}$]: No instante $t = t_{10}$, o interruptor S_{2c} é comandado a conduzir. Portanto, na fase c a corrente circula por S_{2c} e D_{3c} e a tensão entre os terminais c_1 e

Figura 53 – Nona etapa de operação.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

Figura 54 – Décima etapa de operação.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

c_2 é igual a tensão do barramento CC. Os semicondutores conectados as fases a e b e no lado secundário apresentam o mesmo comportamento ilustrado na etapa anterior. Logo, tem-se na Figura 55 a décima primeira etapa de operação.

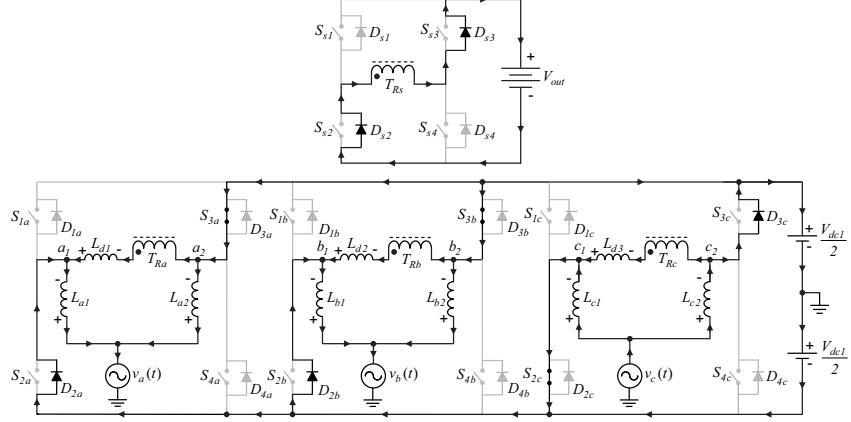
Décima segunda etapa [$t_{11} < t < t_{12}$]: A décima segunda etapa de operação é igual a décima etapa, apresentada na Figura 54.

Décima terceira etapa [$t_{12} < t < t_{13}$]: A décima terceira etapa de operação possui os mesmos semicondutores em condução que a sétima etapa, diferenciando-se somente com relação ao lado secundário, em que os diodos D_{s2} e D_{s3} conduzem.

Décima quarta etapa [$t_{13} < t < t_{14}$]: Os semicondutores em condução na décima quarta etapa são os mesmos que os ilustrados na Figura 52, diferenciando-se somente com relação ao lado secundário, em que os diodos D_{s2} e D_{s3} conduzem e no sentido da corrente no indutor L_{d3} que passa a ter sentido positivo.

Décima quinta etapa [$t_{14} < t < t_{15}$]: Na Figura 56 tem-se o circuito representativo da décima quinta etapa de operação. Os diodos intrínsecos aos interruptores conduzem nas estruturas das

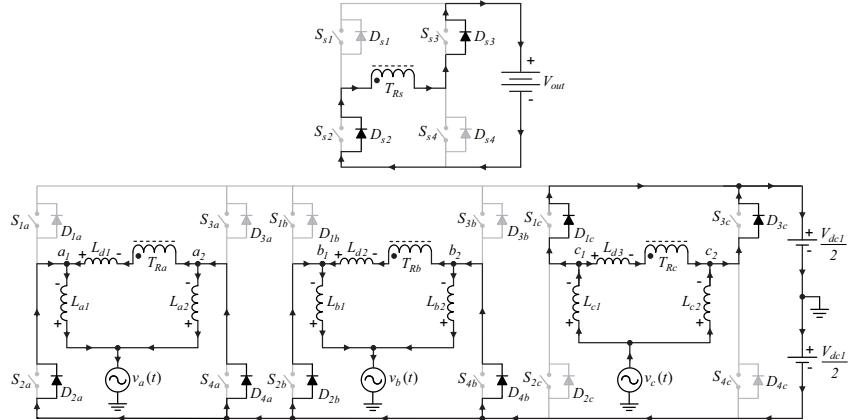
Figura 55 – Décima primeira etapa de operação.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

três fases da alimentação, sendo eles: D_{2a} e D_{4a} , D_{2b} e D_{4b} e D_{1c} e D_{3c} . No lado secundário os diodos D_{s2} e D_{s3} continuam a conduzir. Esta etapa tem seu fim quando as correntes nos indutores L_{d1} e L_{d2} alcançam valor nulo, invertendo seus sentidos na décima sexta etapa de operação.

Figura 56 – Décima quinta etapa de operação.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

Décima sexta etapa [$t_{15} < t < t_{16}$]: A décima sexta e última etapa de operação possui os mesmos semicondutores em condução que a décima quinta etapa. A diferença está no sentido da corrente nos indutores de dispersão L_{d1} , L_{d2} e L_{d3} , os quais passam novamente a serem positivas.

4.3 ANÁLISE QUANTITATIVA

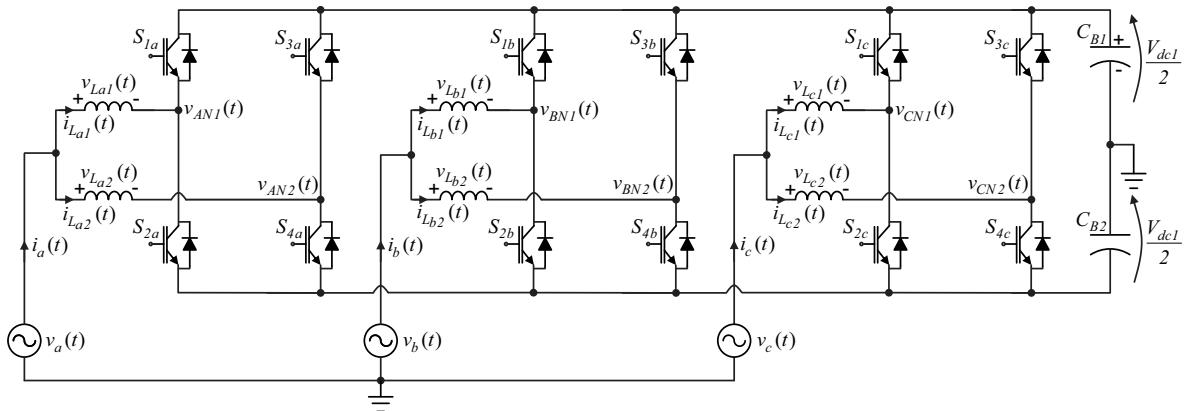
Esta seção é dedicada a análise quantitativa do conversor proposto. Primeiramente, é realizada a análise da operação do conversor CA-CC (retificador) *Boost* meia ponte *interleaving* com correção do fator de potência (CFP). Logo, determinam-se as equações que descrevem o comportamento da razão cíclica nas três fases, equações para o cálculo dos indutores de entrada e capacitores do barramento primário.

Na sequência, com a análise das etapas de operação realizada na seção 4.2.2, determinam-se sistemas lineares para cada região, contendo seis equações linearmente independentes e seis incógnitas, referentes as correntes e tempos envolvidos na operação do conversor durante um período de comutação. Analisando-se as tensões aplicadas ao transformador e a partir das equações das correntes nos indutores de transferência de potência, calculam-se as potências instantâneas transferidas do primário ao secundário do conversor. Destas análises, obtém-se equações e gráficos pertinentes em relação a ângulo de defasamento, cálculo das indutâncias de transferência de potência, ondulação de tensão no barramento CC, entre outros parâmetros importantes para o projeto do conversor.

4.3.1 Análise da Variação da Razão Cíclica

No conversor proposto, a sua estrutura conectada a rede elétrica é vista como um retificador trifásico *Boost* composto por estruturas em meia ponte *interleaving*, o qual pode ser representado na Figura 57.

Figura 57 – Retificador trifásico *Boost* meia ponte *interleaved*



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

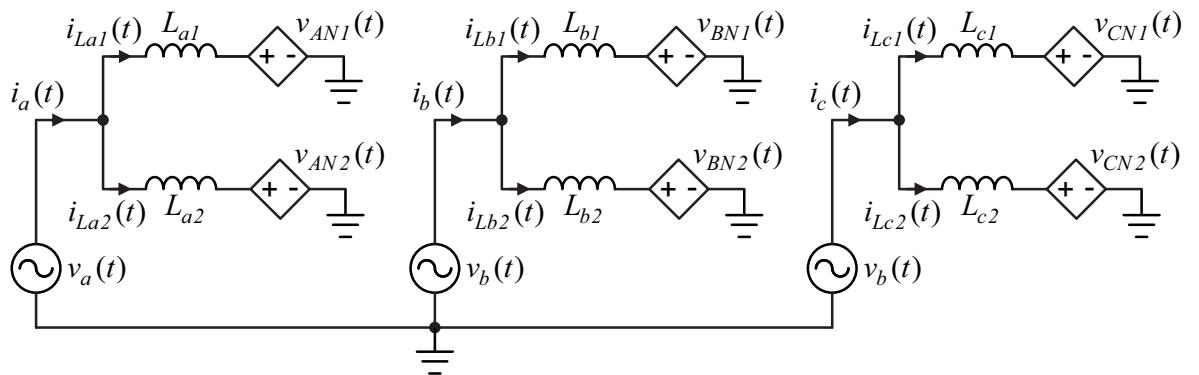
A partir deste circuito são realizadas as análises quantitativas da entrada, necessárias para o entendimento do funcionamento de todo o conversor proposto. Além do mais, constata-se em análise preliminar que devido a conexão do neutro com o ponto central do barramento primário esta estrutura pode ser vista como a associação de seis conversores *boost* em meia ponte monofásicos, operando em paralelo. Portanto, é válida e conveniente a análise da estrutura elementar monofásica.

Com o objetivo de obter as equações que regem o comportamento da razão cíclica em cada fase da rede de alimentação trifásica, analisa-se o circuito equivalente representado na Figura 58. Para a obtenção de fator de potência próximo a unidade, em que as correntes de entrada são senoidais e dispostas em fase com as tensões de entrada, é necessário que os interruptores sejam comandados por modulação PWM senoidal. Portanto, a razão cíclica produzida pela ação

de controle deve ter formato senoidal, que, ao ser comparada com portadoras triangulares, gera os pulsos de comando para os interruptores.

Observando-se a Figura 57, nota-se que o braço em meia ponte que contém os interruptores S_{1a} e S_{2a} , assim como o que contém os interruptores S_{3a} e S_{4a} , estão conectados na mesma fase de alimentação alternada. Portanto, conclui-se que deverão operar com a mesma razão cíclica nestes interruptores. Esta razão cíclica, ao ser comparada com portadoras triangulares defasadas entre si em 180° , gera os pulsos de comando para os interruptores supracitados. Isso vale para os outros braços, que, no entanto, estão com razões cíclicas defasadas em 120° .

Figura 58 – Circuito elétrico equivalente do conversor operando como retificador PFC.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

Neste circuito, as tensões de alimentação $v_a(t)$, $v_b(t)$ e $v_c(t)$ são consideradas puramente senoidais e equilibradas, conforme equações representadas em (1). As variáveis $V_{a_{pk}}$, $V_{b_{pk}}$ e $V_{c_{pk}}$ são os valores de pico das tensões senoidais e a variável ω_{rd} é a frequência angular da rede elétrica.

$$\begin{cases} v_a(t) &= V_{a_{pk}} \operatorname{sen}(\omega_{rd}t) \\ v_b(t) &= V_{b_{pk}} \operatorname{sen}(\omega_{rd}t - 120^\circ) \\ v_c(t) &= V_{c_{pk}} \operatorname{sen}(\omega_{rd}t + 120^\circ) \end{cases} \quad (1)$$

Quando um conversor trifásico opera com fator de potência unitário, as correntes drenadas da rede trifásica estão em fase com as tensões v_a , v_b e v_c . Portanto, as correntes de entrada nas três fases são representadas por (2).

$$\begin{cases} i_a(t) &= I_{a_{pk}} \operatorname{sen}(\omega_{rd}t) \\ i_b(t) &= I_{b_{pk}} \operatorname{sen}(\omega_{rd}t - 120^\circ) \\ i_c(t) &= I_{c_{pk}} \operatorname{sen}(\omega_{rd}t + 120^\circ) \end{cases} \quad (2)$$

Além disso, como o controle das correntes de entrada em cada fase faz com que as mesmas sejam igualmente divididas entre os indutores L_{xy} ($x = a, b, c$; $y = 1, 2$), e considerando-se valores iguais para os mesmos, as expressões das correntes em cada fase podem ser representadas por

(3).

$$\begin{cases} i_a(t) = i_{L_{a1}}(t) + i_{L_{a2}}(t) \\ i_b(t) = i_{L_{b1}}(t) + i_{L_{b2}}(t) \\ i_c(t) = i_{L_{c1}}(t) + i_{L_{c2}}(t) \end{cases} \quad (3)$$

As fontes de tensão controladas v_{ANY} , v_{BNy} e v_{CNy} ($y = 1, 2$) representam os braços em meia ponte do conversor, também representando as tensões médias instantâneas em um período de comutação. Assim sendo, analisando-se a operação do conversor na fase a , e com a utilização dos estados 0 (desligado) e 1 (ligado) dos interruptores, obtém-se os valores das tensões em v_{XN1} e v_{XN2} ($X = A, B, C$), conforme (4).

$$\begin{cases} S_{1x} = 1 \text{ e } S_{2x} = 0 \rightarrow v_{XN1}(t) = +V_{dc1}/2 \\ S_{1x} = 0 \text{ e } S_{2x} = 1 \rightarrow v_{XN1}(t) = -V_{dc1}/2 \\ S_{3x} = 1 \text{ e } S_{4x} = 0 \rightarrow v_{XN2}(t) = +V_{dc1}/2 \\ S_{3x} = 0 \text{ e } S_{4x} = 1 \rightarrow v_{XN2}(t) = -V_{dc1}/2 \end{cases} \quad (4)$$

Considerando-se o circuito da Figura 57 e analisando-o pela lei das tensões de *Kirchhoff*, obtém-se as expressões dadas em (5), representando as tensões nos indutores de entrada L_{xy} ($y=1,2$), durante um período de comutação.

$$\begin{cases} \langle v_{L_{x1}}(t) \rangle_{T_s} = \langle v_x(t) \rangle_{T_s} - \langle v_{XN1}(t) \rangle_{T_s} \\ \langle v_{L_{x2}}(t) \rangle_{T_s} = \langle v_x(t) \rangle_{T_s} - \langle v_{XN2}(t) \rangle_{T_s} \end{cases} \quad (5)$$

Considerando que as indutâncias são iguais e as correntes que circulam por elas também, pode-se afirmar o que é representado nas igualdades mostradas em (6).

$$\begin{cases} \langle v_{L_{a1}}(t) \rangle_{T_s} = \langle v_{L_{a2}}(t) \rangle_{T_s} \\ \langle v_{L_{b1}}(t) \rangle_{T_s} = \langle v_{L_{b2}}(t) \rangle_{T_s} \\ \langle v_{L_{c1}}(t) \rangle_{T_s} = \langle v_{L_{c2}}(t) \rangle_{T_s} \end{cases} \quad (6)$$

Pela expressão apresentada em (7), determina-se a tensão média nos indutores de entrada L_{xy} ($x=a,b,c$; $y=1,2$), necessária para a obtenção do comportamento da razão cíclica no decorrer do tempo.

$$\langle v_{L_{xy}}(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{d(t)T_s} \left(v_x(t) + \frac{V_{dc1}}{2} \right) dt + \int_{d(t)T_s}^{T_s} \left(v_x(t) - \frac{V_{dc1}}{2} \right) dt \right] \quad (7)$$

Resolvendo a integral dada em (7) obtém-se a equação (8).

$$\langle v_{L_{xy}}(t) \rangle_{T_s} = v_x(t) + \frac{V_{dc1}}{2} (2d_x(t) - 1) \quad (8)$$

Como as tensões médias nos indutores, para um período de comutação, são iguais a zero e, isolando-se o termo da razão cíclica $d_x(t)$, obtém-se a expressão representada em (9), em que $x = a, b, c$.

$$d_x(t) = \frac{1}{2} - \frac{v_x(t)}{V_{dc1}} \quad (9)$$

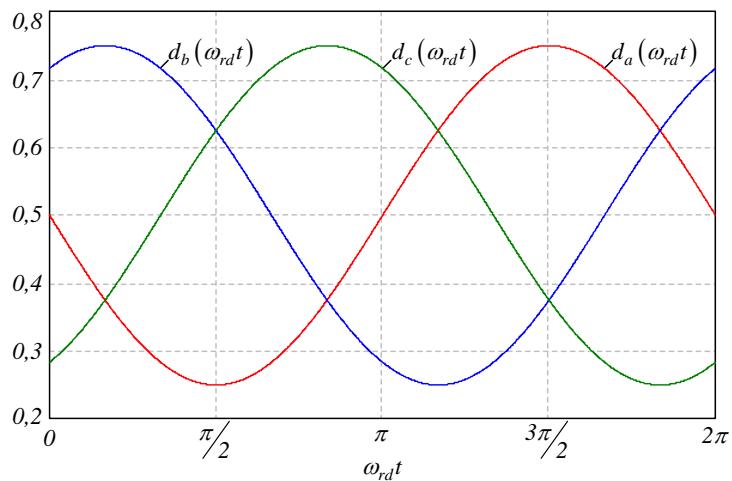
Substituindo as expressões apresentadas em (1) em (9), determinam-se as expressões representadas em (10), as quais regem o comportamento da razão cíclica no tempo referentes as três fases da alimentação trifásica. Em que M_d é o índice de modulação, representado pela expressão (11).

$$\begin{cases} d_a(\omega_{rd}t) = \frac{1}{2} - \frac{M_d}{2} \operatorname{sen}(\omega_{rd}t) \\ d_b(\omega_{rd}t) = \frac{1}{2} - \frac{M_d}{2} \operatorname{sen}(\omega_{rd}t - 120^\circ) \\ d_c(\omega_{rd}t) = \frac{1}{2} - \frac{M_d}{2} \operatorname{sen}(\omega_{rd}t + 120^\circ) \end{cases} \quad (10)$$

$$M_d = \frac{2V_{x_{pk}}}{V_{dc1}} \quad (11)$$

Considerando valor de 0,5 para o índice de modulação M_d , apresenta-se na Figura 59 o comportamento da razões cíclicas nas três fases do sistema, em função do tempo.

Figura 59 – Razão cíclica nas três fases.



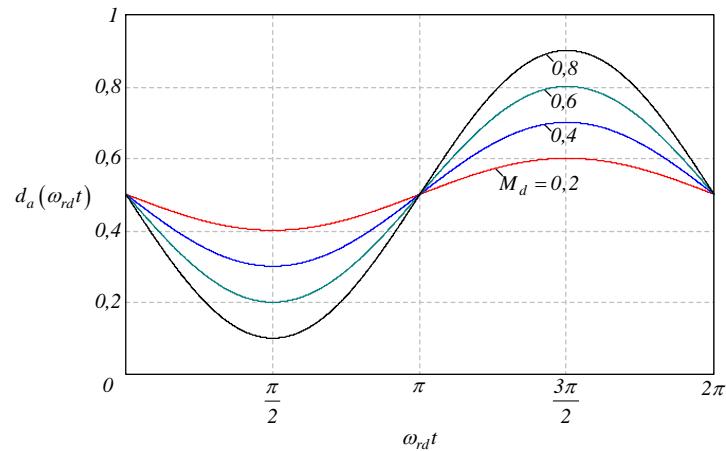
Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

Considerando-se a fase a do sistema trifásico e variando-se o índice de modulação M_d , tem-se a Figura 60. Observa-se que quanto maior o índice de modulação, maior é a excursão da razão cíclica.

4.3.2 Ondulação das Correntes de Entrada

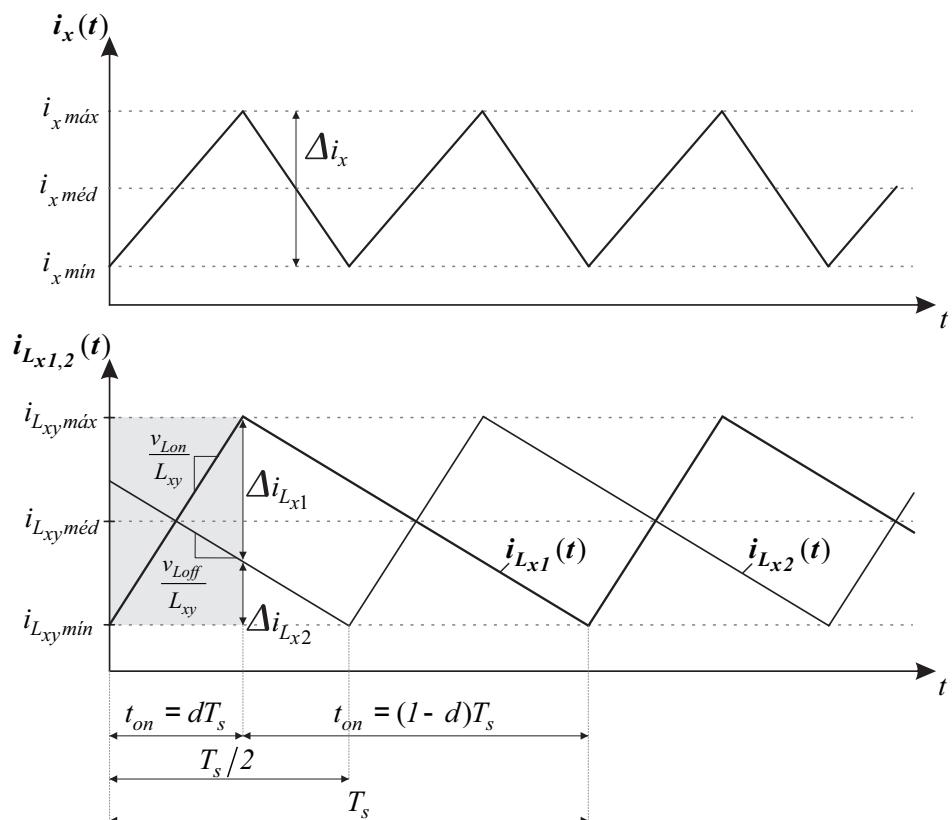
O conversor proposto utiliza para a configuração dos indutores de entrada a técnica *interleaving*. Nesta seção será apresentada a obtenção da ondulação de corrente na entrada do conversor, baseada na metodologia apresentada em (BENTO A. A.; DA SILVA, 2016).

Figura 60 – Razão cíclica nas três fases para diversos valores de índice de modulação.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

Figura 61 – Formas de onda de corrente de entrada e corrente nos indutores (defasadas de 180°)



Fonte: Adaptada de (BENTO A. A.; DA SILVA, 2016)

A Figura 61 apresenta as formas de onda de corrente de entrada e corrente nos indutores na frequência de comutação, a qual ilustra o princípio de operação da técnica de *interleaving*. Esta representação pode ser considerada para todas as fases do conversor.

Esta técnica possibilita que a ondulação pico-a-pico das correntes de entrada da rede elétrica, seja a soma das ondulações instantâneas de corrente nos indutores, conforme equação (12), sendo $x = a, b, c$.

$$\Delta i_x = \Delta i_{L_{x1}} + \Delta i_{L_{x2}} \quad (12)$$

A tensão sobre um indutor é dada pela expressão (13), em que $y = 1, 2$. Considera-se também que $L_{a1}=L_{a2}=L_{b1}=L_{b2}=L_{c1}=L_{c2}$.

$$v_{L_{xy}} = L_{xy} \frac{dL_{xy}}{dt} \quad (13)$$

Durante o período de armazenamento e entrega de energia por parte do indutor, têm-se as expressões (14) e (15), respectivamente. O tempo de armazenamento de energia é representado pela equação (16). Estas expressões são consideradas na operação das seis estruturas *boost* em meia ponte *interleaving*, as quais compõem o conversor trifásico.

$$v_{Lon} = v_x(t) + V_{dc1}/2 \quad (14)$$

$$v_{Loff} = v_x(t) - V_{dc1}/2 \quad (15)$$

$$t_{on} = d(t)T_s \quad (16)$$

Analizando-se as formas de onda da Figura 61, a expressão (12) pode ser reescrita pela equação (17).

$$\Delta i_x = \frac{v_{Lon} + v_{Loff}}{L_{x1,2}} t_{on} \quad (17)$$

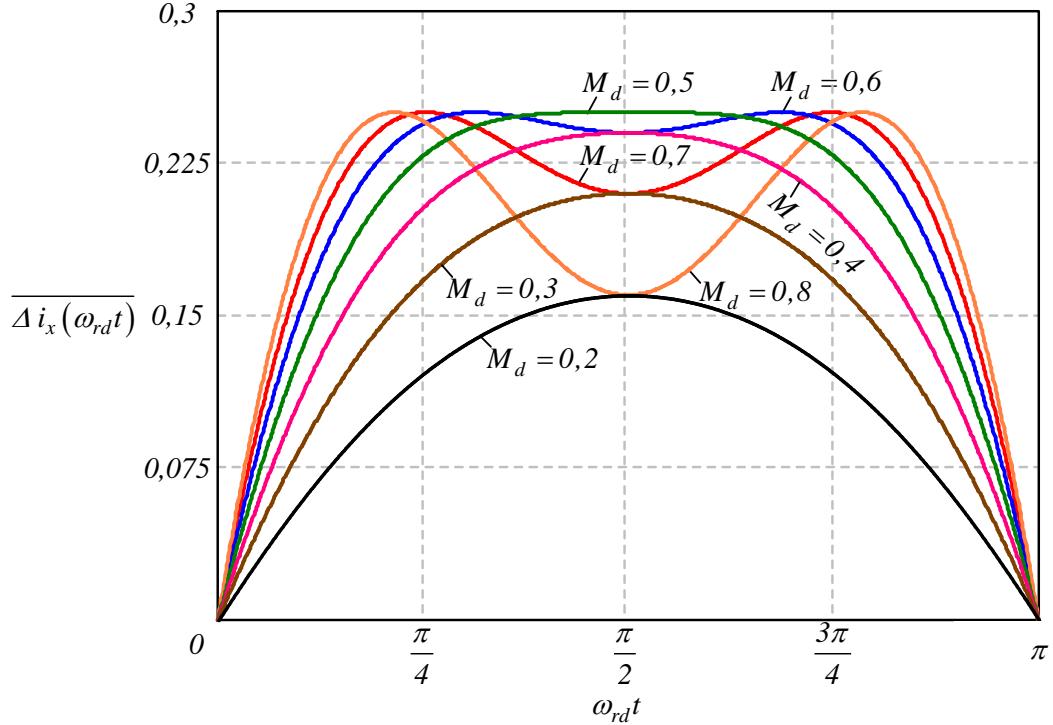
Substituindo-se as expressões dadas em (14), (15) e (16) em (17), obtém-se a equação da ondulação da corrente de entrada nas três fases, representada em (18).

$$\Delta i_x = \frac{V_{dc1}}{2L_{xy}f_s} [M_d \operatorname{sen}(\omega_{rd}t) - M_d^2 \operatorname{sen}^2(\omega_{rd}t)] \quad (18)$$

A fim de obter uma equação genérica da ondulação de corrente, aplica-se a parametrização dada pela equação (19), obtendo-se (20).

$$\overline{\Delta i_x} = 2\Delta i_x \frac{L_{xy} f_s}{V_{xpk}} \quad (19)$$

Figura 62 – Curvas da ondulação da corrente de entrada



Fonte: Elaborado pela autor

$$\overline{\Delta i_x} = M_d \operatorname{sen}(\omega_{rd}t) - M_d^2 \operatorname{sen}^2(\omega_{rd}t) \quad (20)$$

A Figura 62 apresenta o comportamento da ondulação de corrente parametrizada, conforme equação (20), considerando-se vários valores de índice de modulação M_d .

Derivando e igualando a zero a expressão (20), é possível determinar a máxima ondulação de corrente parametrizada, dada por (21).

$$\overline{\Delta i_{x_{max}}} = \frac{1}{4} \quad (21)$$

Vale ressaltar que a equação (21) é válida somente para valores de índice de modulação maiores ou igual a 0,5. Para valores abaixo deste limiar, observa-se que a máxima ondulação de corrente ocorre em $\pi/2$.

Substituindo-se a equação (21) em (19), obtém-se a expressão para o cálculo do valor de indutância de entrada, representada por (22).

$$L_{xy} = \frac{V_{dc1}}{8 \Delta i_{x_{max}} f_s}, \quad M_d \geq 0,5 \quad (22)$$

Para a obtenção do valor de corrente máxima nos indutores de entrada, sabe-se que o valor de corrente eficaz e corrente de pico em cada fase são obtidas pelas equações (23) e (24), respectivamente, em que $x = a; b; c$ e que a potência P_x é a potência transferida por cada fase, ou

seja, a potência total do sistema trifásico dividido por três.

$$I_{x_{ef}} = \frac{P_x}{V_{x_{ef}} \eta} \quad (23)$$

$$I_{x_{pk}} = \frac{P_x}{V_{x_{ef}} \eta} \sqrt{2} \quad (24)$$

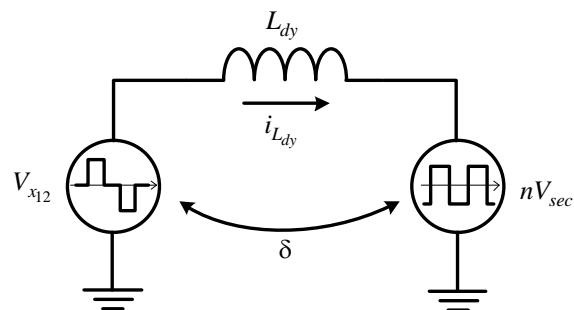
Como a corrente nos indutores de cada fase equivale a metade da corrente da entrada, o valor máximo de corrente nos mesmos é obtido pela expressão (25).

$$I_{L_{xy_{pk}}} = \frac{I_{x_{pk}}}{2} \quad (25)$$

4.3.3 Análise da Transferência de Potência

O conversor proposto apresenta 12 regiões de operação, dependentes do ângulo δ e da razão cíclica aplicada nos interruptores. Conforme visto, podem existir até 16 etapas de operação em cada uma das regiões, sendo necessário o equacionamento e análise de até 192 etapas de operação. Devido a este elevado número de análises e complexidade pertinentes a sistemas trifásicos, para a obtenção dos equacionamentos característicos de cada região de operação, analisa-se somente uma fase do conversor. Esta análise é baseada no modelo de circuito fundamental, apresentado na Figura 63.

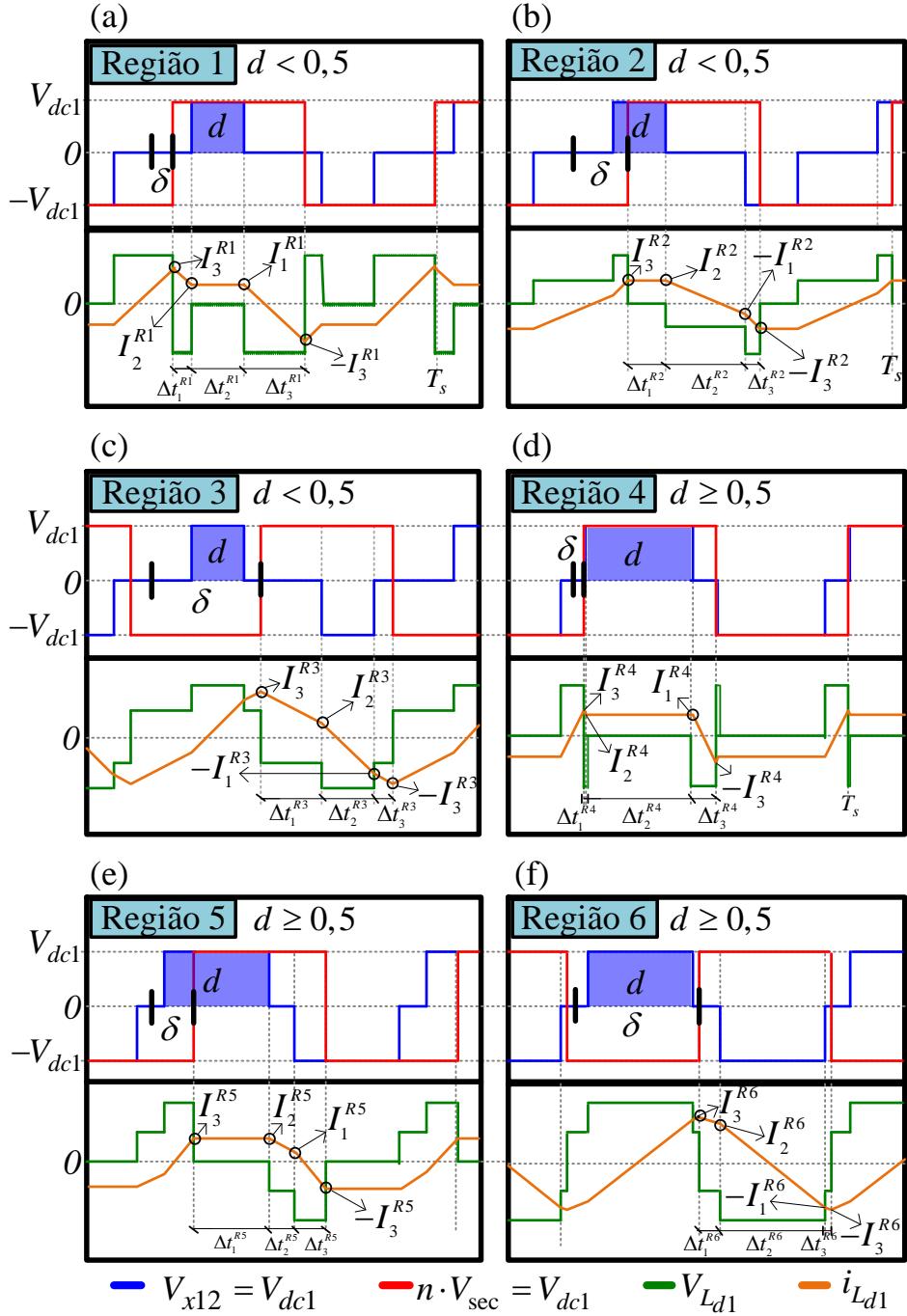
Figura 63 – Modelo de circuito para análise do conversor.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

Na Figura 64 são apresentadas as regiões de operação para ângulos *phase-shift* (δ) positivos, considerando-se somente uma fase do conversor proposto. Entretanto, as mesmas representações podem ser consideradas para as demais fases do sistema trifásico, aplicando-se somente o defasamento de 120° . Vale ressaltar que, durante um intervalo de operação, cada fase conectada as estruturas *Boost* em meia ponte *interleaving*, estará obedecendo a uma região de operação diferente, devido ao defasamento do sistema trifásico, já que obedecem a razões cíclicas diferentes.

Figura 64 – Regiões de operação do conversor para $\delta \geq 0$: (a) Região 1 ($d < 0,5$) (b) Região 2 ($d < 0,5$) (c) Região 3 ($d < 0,5$) (d) Região 4 ($d \geq 0,5$) (e) Região 5 ($d \geq 0,5$) (f) Região 6 ($d \geq 0,5$).



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

As regiões de operação do conversor proposto são definidas conforme a variação da razão cíclica e do ângulo *phase-shift*. Foram definidas três regiões para razões cíclicas menores do que 0,5 e outras três regiões para valores maiores que 0,5.

Analizando-se as tensões aplicadas nos enrolamentos dos lados primário e secundário do transformador e a corrente nos indutores de transferência de potência, e tendo-se a variação

da razão cíclica dos interruptores do lado primário e do ângulo de defasagem, obtém-se os possíveis estados de acionamento e regiões de operação do conversor, com suas respectivas condições. Para isso foi realizada a excursão da razão cíclica senoidal, observando-se as formas de onda em alta frequência para $d < 0,5$ e $d \geq 0,5$ e a excursão do ângulo de defasagem de 0° a 180° , analisando-se exclusivamente nos ângulos fixos de $15^\circ, 45^\circ, 90^\circ, 135^\circ$ e 165° . Com estas análises, foram possíveis definir as mudanças entre as regiões de operação.

Cada região pode ser dividida em seis intervalos de tempo dentro de um período de comutação. No entanto, devido a simetria das formas de onda, pode-se analisar somente metade do período de comutação na obtenção das correntes, intervalos de tempo e potências transferidas do primário ao secundário do transformador.

A Tabela 4 apresenta todas as regiões de operação do conversor proposto, com suas respectivas condições de operação em função da razão cíclica e do ângulo *phase-shift* (δ). As regiões de operação para ângulos de defasagem positivos ($\delta > 0^\circ$) são denominadas: R1, R2, R3, R4, R5 e R6. Para valores de ângulos de defasagem negativos ($\delta < 0^\circ$) as regiões são denominadas de R7, R8, R9, R10, R11 e R12. Para que seja possível comparar os valores de δ com os valores de razão cíclica, a fim de determinar as condições de mudança entre regiões, o ângulo *phase-shift* é normalizado a partir da expressão (26). Assim, considera-se que 0,5 equivale a 180° .

$$\delta_{normalizado} = \frac{\delta_{graus} \cdot 0,5}{180^\circ} \quad (26)$$

Com base nas condições de operação das regiões, apresentadas na Tabela 4, é possível gerar um gráfico, apresentado na Figura 65, o qual demonstra todas as regiões de operação do conversor em função da razão cíclica e do ângulo δ . Este gráfico possibilita uma melhor compreensão do funcionamento do conversor com a estratégia de modulação proposta, visualizando-se quais regiões o conversor está operando.

4.3.3.1 Definições para o equacionamento

Com o objetivo de facilitar as análises matemáticas e obter equações representadas de maneira genérica, algumas definições são realizadas.

Para a visualização do comportamento da potência ativa transferida por cada região, considera-se a potência de base, dada em p.u. (por unidade), apresentada pela expressão (27). Já o ganho estático do transformador pode ser representado pela equação (28), o qual será útil na simplificação e parametrização das equações de potência aparente e não ativa.

$$P_{R_{base}} = \frac{V_{dc1}nV_{sec}}{L_{dyfs}} \quad (27)$$

$$q = \frac{nV_{sec}}{V_{dc1}} \quad (28)$$

Tabela 4 – Regiões de operação do conversor trifásico proposto.

Regiões de Operação	Razão Cíclica (D)	Intervalo <i>Phase-Shift</i> (δ)
R1	$d < 0,5$	$0 \leq \delta T_s < \left(\frac{1}{4} - \frac{d}{2}\right) T_s$
R2	$d < 0,5$	$\left(\frac{1}{4} - \frac{d}{2}\right) T_s \leq \delta T_s < \left(\frac{1}{4} + \frac{d}{2}\right) T_s$
R3	$d < 0,5$	$\left(\frac{1}{4} + \frac{d}{2}\right) T_s \leq \delta T_s < \frac{T_s}{2}$
R4	$d \geq 0,5$	$0 \leq \delta T_s < \left(\frac{d}{2} - \frac{1}{4}\right) T_s$
R5	$d \geq 0,5$	$\left(\frac{d}{2} - \frac{1}{4}\right) T_s \leq \delta T_s < \left(\frac{3}{4} - \frac{d}{2}\right) T_s$
R6	$d \geq 0,5$	$\left(\frac{3}{4} - \frac{d}{2}\right) T_s \leq \delta T_s < T_s$
R7	$d < 0,5$	$0 \leq \delta T_s < \left(\frac{1}{4} - \frac{d}{2}\right) T_s$
R8	$d < 0,5$	$\left(\frac{1}{4} - \frac{d}{2}\right) T_s \leq \delta T_s < \left(\frac{1}{4} + \frac{d}{2}\right) T_s$
R9	$d < 0,5$	$\left(\frac{1}{4} + \frac{d}{2}\right) T_s \leq \delta T_s < \frac{T_s}{2}$
R10	$d \geq 0,5$	$0 \leq \delta T_s < \left(\frac{d}{2} - \frac{1}{4}\right) T_s$
R11	$d \geq 0,5$	$\left(\frac{d}{2} - \frac{1}{4}\right) T_s \leq \delta T_s < \left(\frac{3}{4} - \frac{d}{2}\right) T_s$
R12	$d \geq 0,5$	$\left(\frac{3}{4} - \frac{d}{2}\right) T_s \leq \delta T_s < T_s$

Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

Os valores de corrente obtidos na análise matemática são também parametrizados de acordo com a definição dada em (29).

$$I_{base} = \frac{V_{dc1}}{L_{dyf_s}} \quad (29)$$

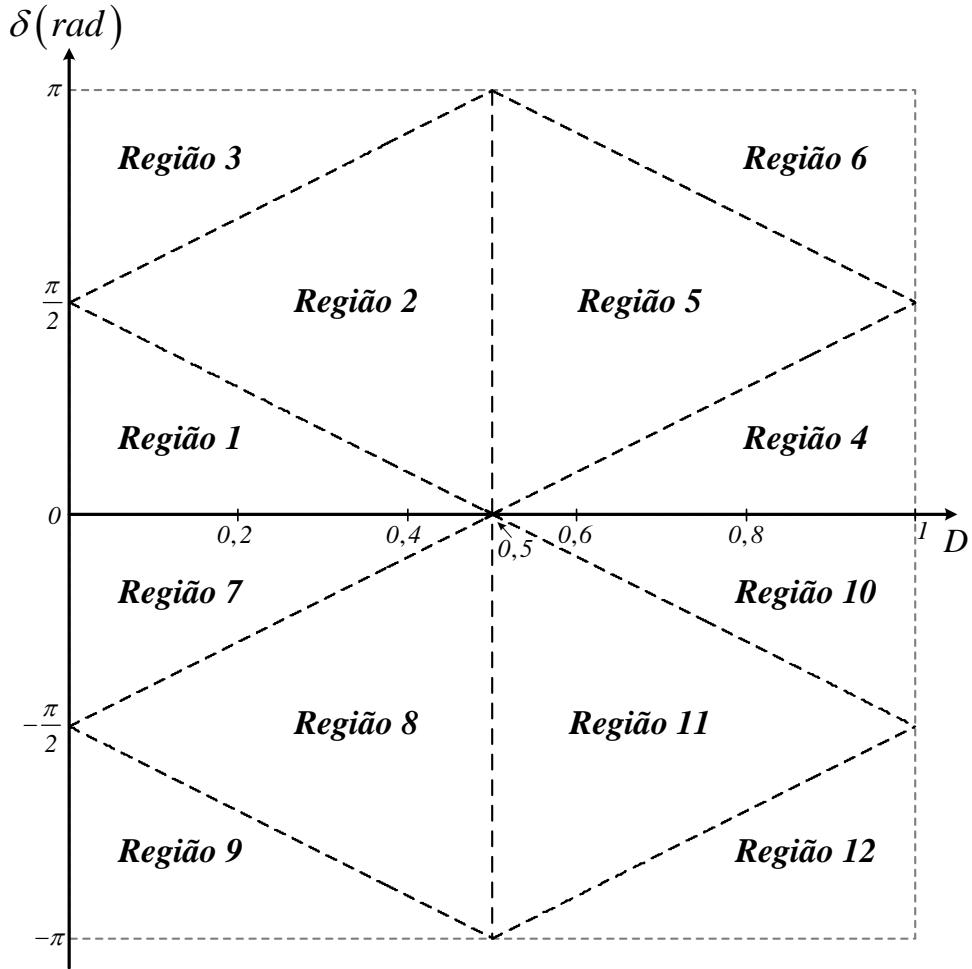
A indutância de transferência de potência também pode ser obtida a partir de uma equação de indutância de base, conforme (30).

$$L_{base} = \frac{V_{dc1}V_{sec}n}{P_{of_s}} \quad (30)$$

4.3.3.2 Região de operação 1

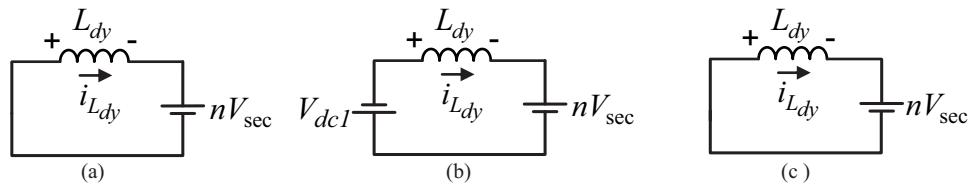
Na primeira região de operação, têm-se os circuitos equivalentes de cada etapa de operação, apresentadas na Figura 66, conforme as formas de onda apresentadas na Figura 64(a).

Figura 65 – Gráfico das regiões de operação do conversor.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

Figura 66 – Circuitos equivalentes da Região 1:(a) Primeira etapa de operação; (b) Segunda etapa de operação; (c) Terceira etapa de operação.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

Conforme tensão aplicada no indutor L_{dy} e suas correntes iniciais e finais, obtém-se as expressões (31), (32) e (33), as quais representam a primeira, segunda e terceira etapas de operação, respectivamente.

$$I_2^{R1} - I_3^{R1} = -\frac{nV_{sec}}{L_{dy}} \Delta t_1^{R1} \quad (31)$$

$$I_1^{R1} - I_2^{R1} = \frac{(V_{dc1} - nV_{sec})}{L_{dy}} \Delta t_2^{R1} \quad (32)$$

$$-I_3^{R1} - I_1^{R1} = -\frac{nV_{sec}}{L_{dy}} \Delta t_3^{R1} \quad (33)$$

A duração de tempo da primeira, segunda e terceira etapas desta região de operação seguem as relações (34), (35) e (36), respectivamente, sendo que a soma destes tempos são conforme a expressão (37)

$$\Delta t_1^{R1} = \left(\frac{1}{4} - \frac{d}{2} - \delta \right) T_s \quad (34)$$

$$\Delta t_2^{R1} = d T_s \quad (35)$$

$$\Delta t_3^{R1} = \left(\frac{1}{4} - \frac{d}{2} + \delta \right) T_s \quad (36)$$

$$\Delta t_1^{R1} + \Delta t_2^{R1} + \Delta t_3^{R1} = \frac{T_s}{2} \quad (37)$$

A partir das expressões (31), (32), (33), (34), (35) e (36), determina-se um sistema linear de equações linearmente independentes que, com as manipulações matemáticas adequadas, determinam-se equações das correntes, representadas em (38), (39) e (40).

$$I_1^{R1} = \frac{2nV_{sec}\delta + V_{dc1}d - nV_{sec}d}{2L_{dy}f_s} \quad (38)$$

$$I_2^{R1} = \frac{2nV_{sec}\delta - V_{dc1}d + nV_{sec}d}{2L_{dy}f_s} \quad (39)$$

$$I_3^{R1} = \frac{nV_{sec} - 2V_{dc1}d}{4L_{dy}f_s} \quad (40)$$

Definidas as correntes circulantes no primário do transformador, as quais são equações das retas nos instantes determinados, e tendo a tensão imposta nos mesmos instantes, pode-se obter a potência por meio do produto de ambas. Isto é obtido aplicando-se a expressão (41).

$$P = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{\Delta t_1} nV_{sec} [i_{L_{dy}}(\Delta t_1)] dt + \int_0^{\Delta t_2} nV_{sec} [i_{L_{dy}}(\Delta t_2)] dt + \int_0^{\Delta t_3} nV_{sec} [i_{L_{dy}}(\Delta t_3)] dt \right] \quad (41)$$

Resolvendo a integral dada em (41), obtém-se a expressão (42), a qual representa a potência ativa instantânea transferida do primário ao secundário do transformador durante a operação na Região 1.

$$P_{R1} = \frac{2V_{dc1} nV_{sec} \delta d (\omega_{rdt})}{L_{dy} f_s} \quad (42)$$

Em função da potência de base adotada em (27), a potência ativa quase instantânea da região 1 em p.u é dada pela equação (43).

$$P_{(pu)}^{R1} = 2\delta d \quad (43)$$

Com os valores de corrente eficaz e tensão eficaz no primário do transformador é possível também estimar a potência aparente. Aplicando-se a expressão (44), obtém-se a equação para o cálculo da corrente eficaz no primário do transformador.

$$I_{prim_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{\frac{T_s}{2}} \left[\int_0^{\Delta t_1} [i_{Ld1}(\Delta t_1)]^2 + \int_0^{\Delta t_2} [i_{Ld1}(\Delta t_2)]^2 + \int_0^{\Delta t_3} [i_{Ld1}(\Delta t_3)]^2 \right]} \quad (44)$$

Resolvendo a integral de (44), obtém-se a equação (45) para o cálculo da corrente eficaz no primário do transformador conectado a fase *a* da entrada trifásica, já parametrizada em função de (29).

$$I_{p_{ef}(pu)}^{R1} = \sqrt{\frac{q^2 + 8dq \left(d^2 + 12\delta^2 - \frac{3}{4} \right) + (12d^2 - 16d^3)}{48}} \quad (45)$$

Como a tensão instantânea no secundário do transformador possui dois níveis, a tensão eficaz imposta no mesmo é igual ao valor máximo de tensão. Com isso, e sabendo que a potência aparente é definida pela expressão (46), obtém-se a expressão que estima a potência aparente para a região 1 do conversor, a qual pode ser visualizada em (47), já normalizada em função das expressões (27) e (28).

$$S = V_{ef} I_{ef} \quad (46)$$

$$S_{(pu)}^{R1} = \sqrt{\frac{\frac{q^2}{16} + \frac{qd}{2} \left(d^2 + 12\delta^2 - \frac{3}{4} \right) - d^2 \left(d - \frac{3}{4} \right)}{3}} \quad (47)$$

Vale ressaltar que estimar a potência aparente é importante para o projeto do transformador.

Utilizando-se da definição de potência não ativa dada por (48), determina-se a expressão (49) para a obtenção da potência não ativa circulante durante a ocorrência da região 1.

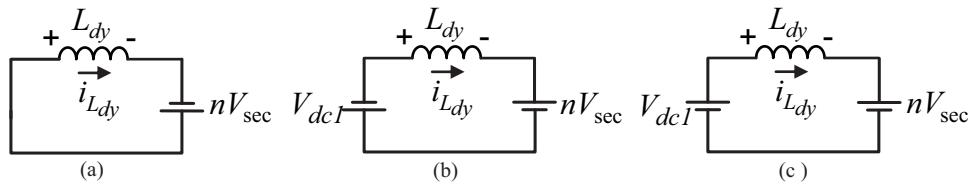
$$N = \sqrt{S^2 - P^2} \quad (48)$$

$$N_{(pu)}^{R1} = \sqrt{\frac{\frac{q^2}{16} + \frac{qd}{2} \left(d^2 + 12\delta^2 - \frac{3}{4} \right) - d^2 \left(d + 12\delta^2 - \frac{3}{4} \right)}{3}} \quad (49)$$

4.3.3.3 Região de operação 2

Os circuitos equivalentes obtidos pelas etapas de operação quando o conversor encontra-se na Região 2 são ilustrados na Figura 67, tendo as formas de onda apresentada na Figura 64(b).

Figura 67 – Circuitos equivalentes da Região 2:(a) Primeira etapa de operação; (b) Segunda etapa de operação; (c) Terceira etapa de operação.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

As funções que regem o comportamento destas etapas de operação, considerando as condições iniciais e finais de cada uma das mesmas, analisando-se as formas de onda da Região 2 da Figura 64, são expressas por (50), (51) e (52).

$$I_2^{R2} + I_3^{R2} = \frac{nV_{sec}}{L_{dy}} \Delta t_1 \quad (50)$$

$$I_1^{R2} - I_2^{R2} = -\frac{(V_{dc1} + nV_{sec})}{L_{dy}} \Delta t_2 \quad (51)$$

$$I_3^{R2} - I_1^{R2} = \frac{(V_{dc1} - nV_{sec})}{L_{dy}} \Delta t_3 \quad (52)$$

A duração de tempo de cada etapa de operação, as quais se relacionam com a razão cíclica com que o opera o conversor e o ângulo δ de defasamento, são apresentadas em (53), (54) e (55), sendo o somatório dos tempos representado por (56).

$$\Delta t_1^{R2} = \left(\frac{1}{2} - d \right) T_s \quad (53)$$

$$\Delta t_2^{R2} = \left(-\frac{1}{4} + \frac{d}{2} + \delta \right) T_s \quad (54)$$

$$\Delta t_3^{R2} = \left(\frac{1}{4} + \frac{d}{2} - \delta \right) T_s \quad (55)$$

$$\Delta t_1^{R2} + \Delta t_2^{R2} + \Delta t_3^{R2} = \frac{T_s}{2} \quad (56)$$

O sistema linear a ser resolvido compõe-se das expressões (50), (51), (52), (53), (54) e (55), tendo como solução as equações dos patamares de corrente da forma de onda da corrente no indutor de transferência L_{d1} , representadas em (57), (58) e (59).

$$I_1^{R2} = \frac{V_{dc1}(4\delta - 1) + nV_{sec}}{4L_{dy}f_s} \quad (57)$$

$$I_2^{R2} = \frac{nV_{sec}(1 - d - 2\delta) - V_{dc1}d}{2L_{dy}f_s} \quad (58)$$

$$I_3^{R2} = \frac{V_{dc1}d + nV_{sec}(2\delta - d)}{2L_{dy}f_s} \quad (59)$$

Aplicando-se a integral dada por (60), obtém-se a potência ativa transferida do primário para o secundário durante a Região 2.

$$P_{R2} = \frac{1}{\frac{T_s}{2}} \left[\int_0^{\Delta t_1} -nV_{sec} [i_{L_{dy}}(\Delta t_1)] dt + \int_0^{\Delta t_2} -nV_{sec} [i_{L_{dy}}(\Delta t_2)] dt + \int_0^{\Delta t_3} nV_{sec} [i_{L_{dy}}(\Delta t_3)] dt \right] \quad (60)$$

Portanto, resolvendo (60), determina-se a equação (61) que representa a potência transferida durante a ocorrência da Região 2 de operação.

$$P_{R2} = \frac{V_{a12} nV_{sec} (-16\delta^2 + 8\delta - 4d^2 + 4d - 1)}{8 L_{d1} f_s} \quad (61)$$

Utilizando-se a potência de base dada em (27), tem-se a partir de (61) a expressão (62) em p.u.

$$P_{(pu)}^{R2} = \frac{1}{8} (-16\delta^2 + 8\delta - 4d^2 + 4d - 1) \quad (62)$$

A partir da expressão (44), obtém-se a equação parametrizada (63) para o cálculo do valor eficaz de corrente que circula no primário do transformador, que, ao ser multiplicada pelo valor de tensão eficaz, obtém-se a expressão (64) para o cálculo da potência aparente.

$$I_{p_{ef}(pu)}^{R2} = \sqrt{\frac{q^2 - 48q \left[d^2 - d + \frac{4}{3} \left(\delta - \frac{1}{4} \right)^2 \right] \left(\delta - \frac{1}{4} \right) + (12d^2 - 16d^3)}{48}} \quad (63)$$

$$S_{(pu)}^{R2} = \sqrt{\frac{\frac{q^2}{16} - 3q \left(\delta - \frac{1}{4} \right) \left[d^2 - d + \frac{4}{3} \left(\delta - \frac{1}{4} \right)^2 \right] - d^2 \left(d - \frac{3}{4} \right)}{3}} \quad (64)$$

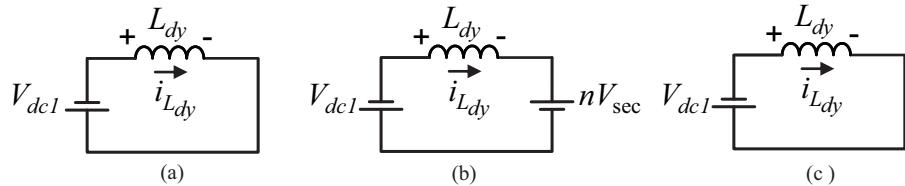
A potência não ativa é obtida pela expressão (65).

$$N_{(pu)}^{R2} = \sqrt{\frac{A+B+C}{4}} \begin{cases} A = \frac{q^2}{12} - 4q \left(\delta - \frac{1}{4} \right) \left(d^2 + \frac{4}{3}\delta - d - \frac{2}{3}\delta + \frac{1}{12} \right) \\ B = -16\delta^4 + 16\delta^3 - (8d^2 - 8d + 6)\delta^2 + 4\delta \left(d - \frac{1}{2} \right) \\ C = -d^4 + \frac{2}{3}d^3 - \frac{d^2}{2} + \frac{d}{2} - \frac{1}{16} \end{cases} \quad (65)$$

4.3.3.4 Região de operação 3

Na Figura 68 são apresentados os circuitos equivalentes para cada etapa de operação na Região 3. As formas de onda referentes a esta região são mostradas na Figura 64(c).

Figura 68 – Circuitos equivalentes da Região 3:(a) Primeira etapa de operação; (b) Segunda etapa de operação; (c) Terceira etapa de operação.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

Analizando-se as etapas de operação e a tensão sobre o indutor para cada etapa de operação apresentada, tem-se as expressões apresentadas em (66), (67) e (68).

$$I_2^{R3} - I_3^{R3} = -\frac{V_{dc1}}{L_{dy}} \Delta t_1 \quad (66)$$

$$-I_1^{R3} - I_2^{R3} = -\left(\frac{V_{dc1} + nV_{sec}}{L_{dy}} \right) \Delta t_2 \quad (67)$$

$$-I_3^{R3} + I_1^{R3} = -\frac{V_{dc1}}{L_{dy}} \Delta t_3 \quad (68)$$

Já a duração de tempo destas três etapas de operação da região 3 é representadas pelas equações (69), (70) e (71).

$$\Delta t_1^{R3} = \left(\frac{3}{4} - \frac{d}{2} - \delta \right) T_s \quad (69)$$

$$\Delta t_2^{R3} = d T_s \quad (70)$$

$$\Delta t_3^{R3} = \left(-\frac{1}{4} - \frac{d}{2} + \delta \right) T_s \quad (71)$$

Com a expressões (66), (67), (68), (69), (70) e (71), tem-se um sistema linear de equações independentes que, ao ser resolvido, resulta nas equações de corrente (72). (73) e (74).

$$I_1^{R3} = \frac{V_{dc1}d + nV_{sec}(d - 2\delta + 1)}{2L_{dy}f_s} \quad (72)$$

$$I_2^{R3} = \frac{V_{dc1}d + nV_{sec}(2\delta + d - 1)}{2L_{dy}f_s} \quad (73)$$

$$I_3^{R3} = \frac{2V_{dc1}d + nV_{sec}}{4L_{dy}f_s} \quad (74)$$

Aplicando-se a expressão dada em (75), a qual consiste na multiplicação entre a tensão no primário e as correntes nos instantes determinados, determina-se (76), para o cálculo da potência média transferida do primário ao secundário na operação da Região 3.

$$P_{R3} = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{\Delta t_1} nV_{sec} [i_{L_{dy}}(\Delta t_1)] dt + \int_0^{\Delta t_2} nV_{sec} [i_{L_{dy}}(\Delta t_2)] dt + \int_0^{\Delta t_3} nV_{sec} [i_{L_{dy}}(\Delta t_3)] dt \right] \quad (75)$$

$$P_{R3} = \frac{V_{dc1}nV_{sec}(d - 2d\delta)}{L_{dy}f_s} \quad (76)$$

Adotando-se a potência base (27), tem-se a equação (77)

$$P_{(pu)}^{R3} = d(1 - 2\delta) \quad (77)$$

O valor de corrente eficaz no primário do transformador é obtido utilizando-se a expressão (78).

$$I_{Pef(pu)}^{R3} = \sqrt{\frac{q^2 - 8dq(d^2 + 12\delta^2 - 6\delta) + (12d^2 - 16d^3)}{48}} \quad (78)$$

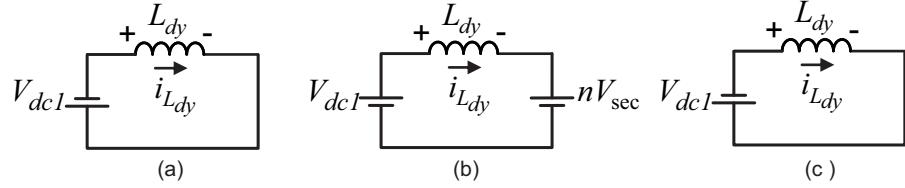
Pela multiplicação da corrente eficaz com a tensão eficaz no primário do transformador determina-se, a partir da equação parametrizada (79), a potência aparente para esta região de operação do conversor.

$$S_{(pu)}^{R3} = \sqrt{\frac{\frac{q^2}{16} - \frac{dq}{2}(d^2 + 12\delta^2 - 6\delta) - d^2 \left(d - \frac{3}{4}\right)}{3}} \quad (79)$$

Aplicando-se (48), obtém-se a expressão para o cálculo da potência não ativa do conversor, dada por (80), parametrizada em função de (27) e (28).

$$N_{(pu)}^{R3} = \sqrt{\frac{\frac{q^2}{16} - \frac{dq}{2}(d^2 + 12\delta^2 - 6\delta) - d^2(12\delta^2 + d - 6\delta)}{3}} \quad (80)$$

Figura 69 – Circuitos equivalentes da Região 4:(a) Primeira etapa de operação; (b) Segunda etapa de operação; (c) Terceira etapa de operação.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

4.3.3.5 Região de operação 4

Da análise das etapas de operação e formas de onda da Figura 64(d) na quarta região, obteve-se os circuitos equivalentes mostrados na Figura 69.

Por meio da análise da corrente no indutor de transferência de potência e da tensão sobre o mesmo, visualizadas na Figura 64, têm-se as relações (81), (82) e (83).

$$I_2^{R4} - I_3^{R3} = \frac{-nV_{sec}}{L_{dy}} \Delta t_1 \quad (81)$$

$$I_1^{R4} - I_2^{R3} = \frac{V_{dc1} - nV_{sec}}{L_{dy}} \Delta t_2 \quad (82)$$

$$-I_3^{R4} - I_1^{R3} = -\frac{nV_{sec}}{L_{dy}} \Delta t_3 \quad (83)$$

A duração de cada etapa representativa que correspondem a Região 4 são visualizadas em (84), (85) e (86).

$$\Delta t_1^{R4} = \left(-\frac{1}{4} + \frac{d}{2} - \delta \right) T_s \quad (84)$$

$$\Delta t_2^{R4} = (1 - d) T_s \quad (85)$$

$$\Delta t_3^{R4} = \left(-\frac{1}{4} + \frac{d}{2} + \delta \right) T_s \quad (86)$$

As expressões (81), (82), (83), (84), (85) e (86) formam um sistema linearmente independente de equações que proporcionam encontrar os valores das correntes I_1 , I_2 e I_3 da região 4, apresentadas em (87), (88) e (89), respectivamente.

$$I_1^{R4} = \frac{V_{dc1} (1 - d) + nV_{sec} (d + 2\delta - 1)}{2L_{dy} f_s} \quad (87)$$

$$I_2^{R4} = \frac{V_{dc1}(d-1) + nV_{sec}(-d+2\delta+1)}{2L_{dy}f_s} \quad (88)$$

$$I_3^{R4} = \frac{V_{dc1}(2d-2) + nV_{sec}}{4L_{dy}f_s} \quad (89)$$

Novamente, aplicando-se a expressão (90), encontra-se a expressão (91), para o cálculo da potência ativa durante a operação na Região 4.

$$P_{R4} = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{\Delta t_1} nV_{sec} [i_{L_{dy}}(\Delta t_1)] dt + \int_0^{\Delta t_2} nV_{sec} [i_{L_{dy}}(\Delta t_2)] dt + \int_0^{\Delta t_3} nV_{sec} [i_{L_{dy}}(\Delta t_3)] dt \right] \quad (90)$$

$$P_{R4} = \frac{V_{dc1}nV_{sec}(2\delta - 2\delta d)}{L_{dy}f_s} \quad (91)$$

Utilizando-se (27), obtém-se a expressão (92), da potência da região 4 por unidade.

$$P_{(pu)}^{R4} = \delta(2-2d) \quad (92)$$

Aplicando-se o conceito de valor eficaz, determina-se o valor eficaz de corrente no primário do transformador pela expressão parametrizada (93).

$$I_{p_{ef}(pu)}^{R4} = \sqrt{\frac{q^2 - 8q(d-1) \left(d^2 + 12\delta^2 - 2d + \frac{1}{4} \right) + (16d^3 - 36d^2 + 24d - 4)}{48}} \quad (93)$$

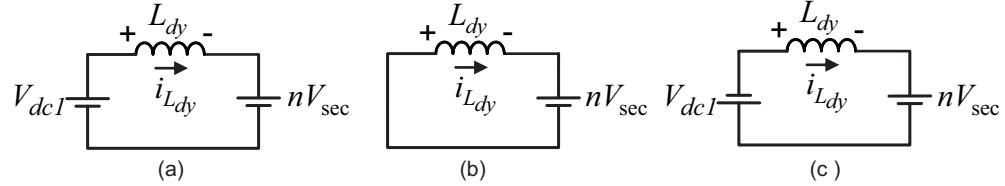
Sendo a potência aparente definida pela expressão (46), a equação (94) representa a potência aparente para a região 4.

$$S_{(pu)}^{R4} = \sqrt{\frac{\frac{q^2}{16} - \frac{q}{2}(d-1) \left(d^2 + 12\delta^2 - 2d + \frac{1}{4} \right) + (d-1)^2 \left(d - \frac{1}{4} \right)}{3}} \quad (94)$$

Substituindo-se as equações (92) e (94) na expressão (48), determina-se (95), que representa a potência não ativa do conversor durante a ocorrência desta região de operação.

$$N_{(pu)}^{R4} = \sqrt{\frac{\frac{q^2}{16} - \frac{q}{2}(d-1) \left(d^2 + 12\delta^2 - 2d + \frac{1}{4} \right) + (d-1)^2 \left(d - 12\delta^2 - \frac{1}{4} \right)}{3}} \quad (95)$$

Figura 70 – Circuitos equivalentes da Região 5:(a) Primeira etapa de operação; (b) Segunda etapa de operação; (c) Terceira etapa de operação.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

4.3.3.6 Região de operação 5

Os circuitos equivalentes das etapas de operação da quinta região de operação são exibidos na Figura 70.

Realizando-se a análise destas etapas, obtém-se as relações (96), (97) e (98).

$$I_2^{R5} - I_3^{R5} = \frac{V_{dc1} - nV_{sec}}{L_{dy}} \Delta t_1 \quad (96)$$

$$I_1^{R5} - I_2^{R5} = -\frac{nV_{sec}}{L_{dy}} \Delta t_2 \quad (97)$$

$$-I_3^{R5} - I_1^{R5} = -\frac{(V_{dc1} + nV_{sec})}{L_{dy}} \Delta t_3 \quad (98)$$

As durações de tempo de cada etapa correspondente a esta região de operação são representadas por (99), (100) e (101).

$$\Delta t_1^{R5} = \left(\frac{3}{4} - \frac{d}{2} - \delta \right) T_s \quad (99)$$

$$\Delta t_2^{R5} = \left(d - \frac{1}{2} \right) T_s \quad (100)$$

$$\Delta t_3^{R5} = \left(\frac{1}{4} - \frac{d}{2} + \delta \right) T_s \quad (101)$$

Com o sistema linearmente independente composto pelas equações dadas anteriormente, determinam-se as expressões de corrente (102), (103) e (104).

$$I_1^{R5} = \frac{V_{dc1} (1 - d) + nV_{sec} (2\delta - d)}{2L_{dy}f_s} \quad (102)$$

$$I_2^{R5} = \frac{V_{dc1} (1 - d) + nV_{sec} (2\delta + d - 1)}{2L_{dy}f_s} \quad (103)$$

$$I_3^{R5} = \frac{V_{dc1} (4\delta - 1) + nV_{sec}}{4L_{dy}f_s} \quad (104)$$

A potência ativa transferida, obtida pela integral da multiplicação entre corrente e tensão no primário do transformador para metade do período de comutação, é representada pela equação (105).

$$P_{R5} = \frac{V_{a12} nV_{sec} (-16\delta^2 + 8\delta - 4d^2 + 4d - 1)}{8 L_{d1} f_s} \quad (105)$$

A potência transferida em p.u. durante a operação do conversor na região 5 é representada pela equação (106).

$$P_{(pu)}^{R5} = \frac{1}{8} (-16\delta^2 + 8\delta - 4d^2 + 4d - 1) \quad (106)$$

A partir da equação genérica (44), obtém-se a expressão (107), a qual representa a corrente eficaz parametrizada circulante no primário do transformador.

$$I_{Pef(pu)}^{R5} = \sqrt{\frac{q^2 - 48q \left(\delta - \frac{1}{4}\right) \left[d^2 - d + \frac{4}{3} \left(\delta - \frac{1}{4}\right)^2\right] + (16d^3 - 36d^2 + 24d - 4)}{48}} \quad (107)$$

Aplicando-se a definição dada em (46), obtém-se por (108) o cálculo da potência aparente para a região de operação 5.

$$S_{(pu)}^{R5} = \sqrt{\frac{\frac{q^2}{16} - 3q \left(\delta - \frac{1}{4}\right) \left[d^2 - d + \frac{4}{3} \left(\delta - \frac{1}{4}\right)^2\right] + (d-1)^2 \left(d - \frac{1}{4}\right)}{3}} \quad (108)$$

Para estimar a potência não ativa para esta região, aplica-se a expressão (109).

$$N_{(pu)}^{R5} = \sqrt{\frac{A+B+C}{4}} \quad \left\{ \begin{array}{l} A = \frac{q^2}{12} - 4q \left(\delta - \frac{1}{4}\right) \left(d^2 + \frac{4}{3}\delta^2 - d - \frac{2}{3}\delta + \frac{1}{12}\right) \\ B = -16\delta^4 + 16\delta^3 - (8d^2 - 8d + 6)\delta^2 + 4 \left(d - \frac{1}{2}\right)^2 \\ C = -d^4 + \frac{10}{3}d^3 - \frac{9}{2}d^2 + \frac{5}{2}d - \frac{19}{48} \end{array} \right. \quad (109)$$

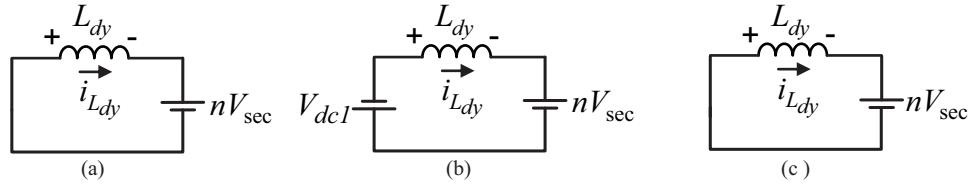
4.3.3.7 Região de operação 6

Os circuitos equivalentes das etapas de operação da sexta região, para metade do período de comutação, são mostradas na Figura 71.

Destas etapas de operação e analisando-se as correntes iniciais e finais, bem como a tensão aplicada no indutor de transferência de potência, têm-se as relações exibidas em (110), (111) e (112).

$$I_2^{R6} - I_3^{R6} = -\frac{nV_{sec}}{L_{dy}} \Delta t_1 \quad (110)$$

Figura 71 – Circuitos equivalentes da Região 6:(a) Primeira etapa de operação; (b) Segunda etapa de operação; (c) Terceira etapa de operação.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

$$-I_1^{R6} - I_2^{R6} = -\frac{(V_{dc1} + nV_{sec})}{L_{dy}} \Delta t_2 \quad (111)$$

$$-I_3^{R6} + I_1^{R6} = -\frac{nV_{sec}}{L_{dy}} \Delta t_3 \quad (112)$$

Os tempos correspondentes a cada etapa de operação são representados pelas funções (113), (114) e (115).

$$\Delta t_1^{R6} = \left(\frac{1}{4} + \frac{d}{2} - \delta \right) T_s \quad (113)$$

$$\Delta t_2^{R6} = (1 - d) T_s \quad (114)$$

$$\Delta t_3^{R6} = \left(-\frac{3}{4} + \frac{d}{2} + \delta \right) T_s \quad (115)$$

As expressões para as correntes I_1 , I_2 e I_3 são obtidas por meio de um sistema de equações composto por (110), (111), (112), (113), (114) e (115), obtendo-se (116), (117) e (118).

$$I_1^{R6} = \frac{V_{dc1}(1 - d) + nV_{sec}(2 - d - 2\delta)}{2L_{dy}f_s} \quad (116)$$

$$I_2^{R6} = \frac{V_{dc1}(1 - d) + nV_{sec}(2\delta - d)}{2L_{dy}f_s} \quad (117)$$

$$I_3^{R6} = \frac{V_{dc1}(2 - 2d) + nV_{sec}}{4L_{dy}f_s} \quad (118)$$

A potência ativa desta sexta região de operação do conversor é representada pela expressão (119), podendo também ser representada pela equação em p.u. dada em (120)

$$P_{R6} = \frac{V_{dc1}nV_{sec}(d - 1)(2\delta - 1)}{L_{dy}f_s} \quad (119)$$

$$P_{(pu)}^{R6} = (d - 1)(2\delta + 1) \quad (120)$$

Para a obtenção da corrente eficaz no primário do transformador, aplica-se a expressão genérica (44), obtendo-se (121). Ao realizar a operação matemática visualizada na expressão (46), determina-se a expressão (122), a qual representa a potência aparente para esta região de operação.

$$I_{p_{ef}(pu)}^{R6} = \sqrt{\frac{q^2 + 8q \left(d^2 + 12\delta^2 - 2d - 12\delta + \frac{13}{4} \right) (d - 1) + (16d^3 - 36d^2 + 24d - 4)}{48}} \quad (121)$$

$$S_{(pu)}^{R6} = \sqrt{\frac{\frac{q^2}{16} + \frac{q}{2}(d - 1) \left(d^2 + 12\delta^2 - 2d - 12\delta + \frac{13}{4} \right) (d - 1)^2 \left(d - \frac{1}{4} \right)}{3}} \quad (122)$$

Pela expressão (123), obtém-se a equação que representa a potência não ativa circulante durante a operação na sexta região.

$$N_{(pu)}^{R6} = \sqrt{\frac{A + B}{3}} \quad \begin{cases} A = \frac{q^2}{16} + \frac{q}{2}(d - 1) \left(d^2 + 12\delta^2 - 2d - 12\delta + \frac{13}{4} \right) \\ B = (d - 1)^2 \left(d - 12\delta^2 + 12\delta - \frac{13}{4} \right) \end{cases} \quad (123)$$

4.3.3.8 Regiões de operação do conversor e análise das potências

As regiões de operação para ângulos *phase-shift* (δ) negativos ($\delta < 0$) são denominadas de R7, R8, R9, R10, R11 e R12, sendo que as regiões R7, R8 e R9 são para valores de razão cíclica menores que 0,5. Já para valores maiores ou igual a 0,5 de razão cíclica, têm-se as regiões R10, R11 e R12. As expressões para estas regiões são apresentadas em (124), (125), (126), (127), (128) e (129), parametrizadas em função de (27).

$$P_{(pu)}^{R7} = -2|\delta|d \quad (124)$$

$$P_{(pu)}^{R8} = \frac{(16|\delta|^2 - 8|\delta| + 4d^2 - 4d + 1)}{8} \quad (125)$$

$$P_{(pu)}^{R9} = 2d|\delta| - d \quad (126)$$

$$P_{(pu)}^{R10} = (2|\delta|d - 2|\delta|) \quad (127)$$

$$P_{(pu)}^{R11} = \frac{(16|\delta|^2 - 8|\delta| + 4d^2 - 4d + 1)}{8} \quad (128)$$

$$P_{(pu)}^{R12} = (1-d)(2|\delta| - 1) \quad (129)$$

Por fim, a Tabela 5 apresenta todas as equações de potência ativa quase instantâneas das doze regiões de operação do conversor.

Tabela 5 – Regiões de operação do conversor.

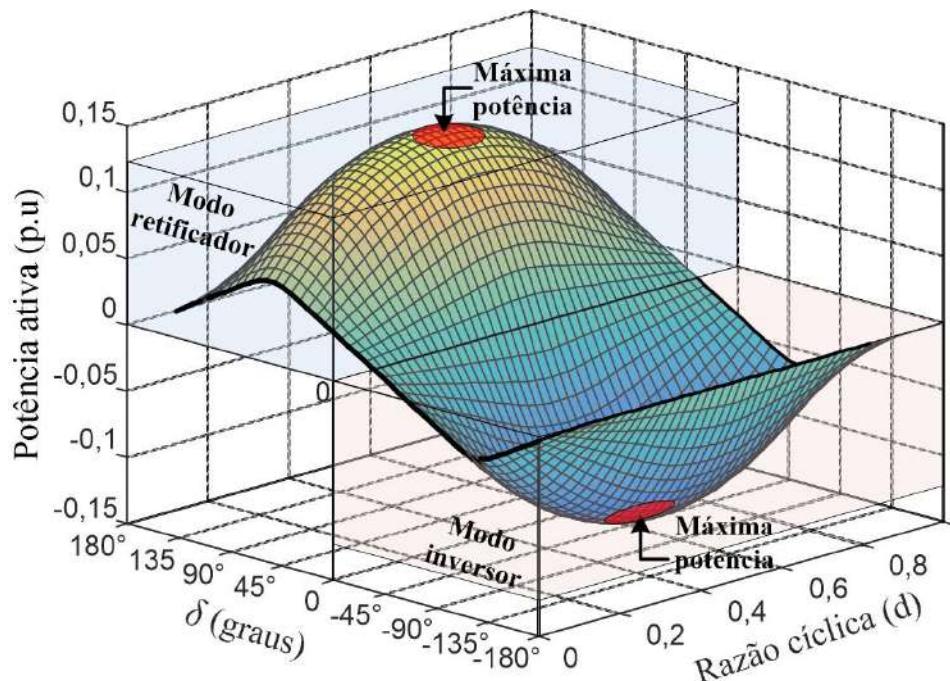
Regiões de Operação	Potência ativa quase instantânea
R1	$2\delta d$
R2	$\frac{(-16\delta^2 + 8\delta - 4d^2 + 4d - 1)}{8}$
R3	$d(1 - 2\delta)$
R4	$\delta(2 - 2d)$
R5	$\frac{(-16\delta^2 + 8\delta - 4d^2 + 4d - 1)}{8}$
R6	$(d - 1)(2\delta + 1)$
R7	$-2 \delta d$
R8	$\frac{(16 \delta ^2 - 8 \delta + 4d^2 - 4d + 1)}{8}$
R9	$2d \delta - d$
R10	$(2 \delta d - 2 \delta)$
R11	$\frac{(16 \delta ^2 - 8 \delta + 4d^2 - 4d + 1)}{8}$
R12	$(1 - d)(2 \delta - 1)$

Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

Com as condições de operação, equações de potência ativa quase instantâneas obtidas, variação senoidal da razão cíclica e variação do ângulo *phase-shift*, é possível analisar o funcionamento das fases do conversor por meio de gráficos. A Figura 72 apresenta o fluxo de potência ativa do conversor em p.u, para a três fases do sistema trifásico, em função do ângulo *phase-shift* δ

normalizado e da razão cíclica que varia de forma senoidal no primário e razão cíclica fixa no secundário.

Figura 72 – Fluxo de potência ativa em função do ângulo *phase-shift* (δ) e da razão cíclica senoidal.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

Observa-se que a potência ativa máxima ocorre quando a razão cíclica no lado primário é igual a 0,5 e o ângulo *phase-shift* é igual a $\pi/2$ (90°), para o fluxo direto de potência, ou $-\pi/2$ (-90°), para o fluxo inverso de potência. Já para valores de δ maiores ou menores que 90° , a potência ativa tem tendência a decrescer.

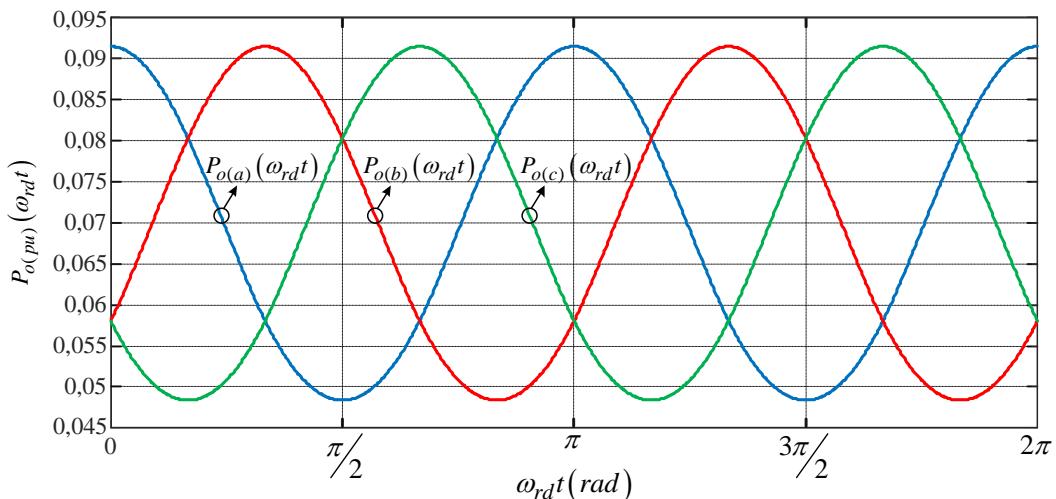
A análise até o momento foi realizada considerando-se somente um circuito elementar monofásico, constituído por dois braços de interruptores. É de conhecimento que conversores *Boost PFC* monofásicos não apresentam forma de onda da potência instantânea drenada da rede de forma contínua, mas pulsada (BORGONOVO, 2005). Considerando-se somente uma fase do conversor proposto e desprezando-se a energia acumulada nos outros elementos do circuito, a potência instantânea drenada por uma carga conectada ao barramento secundário, considerando filtro capacitivo, apresenta a mesma forma de onda pulsada, com frequência igual a duas vezes a frequência da rede elétrica mais sua componente contínua. No entanto, com o desfasamento de 120° entre as fases de um sistema trifásico, a soma das potências pulsadas de cada fase resulta em uma potência contínua vista pela rede elétrica. Com base nesta análise realizada em cada fase do conversor de forma independente, a seguir dá-se início a análise da transferência de potência considerando-se o funcionamento das três fases durante um ciclo da rede elétrica.

4.3.3.9 Análise da Transferência de Potência em Baixa Frequência

No trabalho apresentado por (RAMOS L. A.; VAN KAN, 2019), o conversor CA-CC monofásico proposto transfere uma potência pulsada do primário ao secundário do transformador, considerando-se um ângulo *phase-shift* constante. Para reduzir esta ondulação de baixa frequência, os autores propuseram uma estratégia de controle com a variação do ângulo de defasamento (*phase-shift*), e que consequentemente possibilita a redução da capacitância do barramento primário. Como já mencionado, o conversor proposto nesta tese tem como base o trabalho realizado pelos autores supracitados. No entanto, a topologia proposta de estrutura trifásica, possibilita o defasamento natural de 120° entre as potências pulsadas de cada fase. Portanto, é possível, por meio da soma das potências transferidas pelos três enrolamentos primários ao secundário, no período da rede elétrica (60 Hz), a transferência de potência constante na saída. Isto pode ser obtido utilizando-se somente de um ângulo *phase-shift* constante, dispensando a variação do mesmo como na estrutura monofásica.

Por meio das condições de operação de cada região, suas equações de potência ativa características e considerando-se ângulo de defasamento (δ) constante, apresentam-se na Figura 73 as curvas de potência ativa transferidas por cada enrolamento primário ao secundário.

Figura 73 – Curvas de potência ativa transferidas por cada fase.

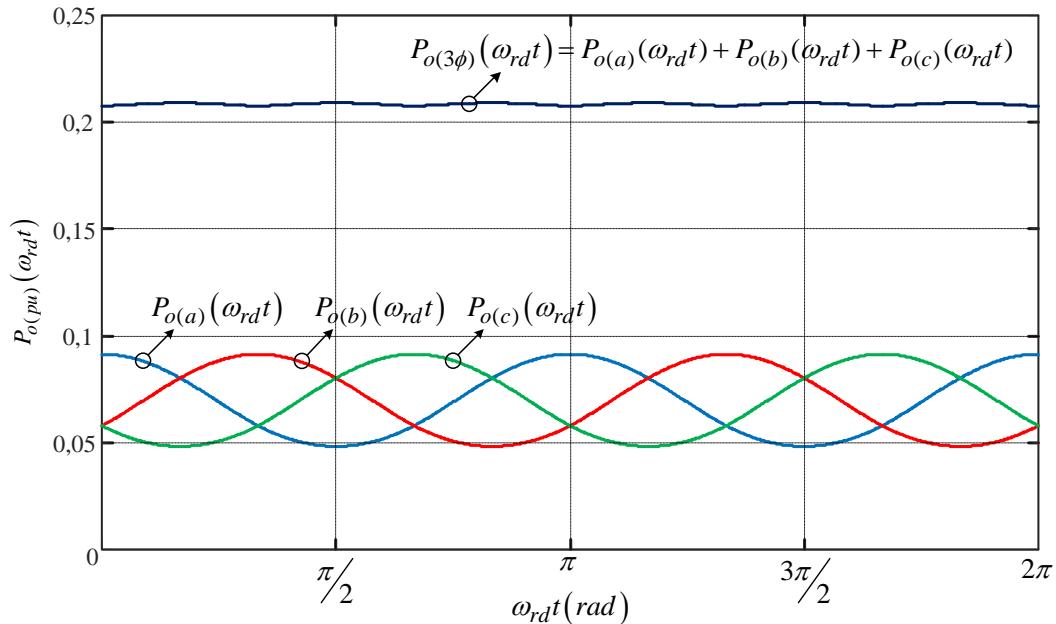


Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

Estas curvas de potência podem ser representadas por equações genéricas obtidas por meio de análise de suas componentes harmônicas. As mesmas são apresentadas, considerando-se $h = 1, 2, 3, \dots$, em (130). Portanto, as curvas de potência são uma composição do valor médio, definido por P_{md} , mais suas componentes harmônicas pares.

$$\begin{cases} P_{o(a)}(\omega t) = P_{md} + P_{2h(a)}(\omega t) \operatorname{sen}(2n\omega t + \phi_{2h(a)}) \dots \\ P_{o(b)}(\omega t) = P_{md} + P_{2h(b)}(\omega t) \operatorname{sen}(2n\omega t + \phi_{2h(b)}) \dots \\ P_{o(c)}(\omega t) = P_{md} + P_{2h(c)}(\omega t) \operatorname{sen}(2n\omega t + \phi_{2h(c)}) \dots \end{cases} \quad (130)$$

Figura 74 – Curvas de potência ativa de cada fase e a soma das três, transferidas do primário ao secundário.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

Observa-se que, com o defasamento natural do sistema trifásico, têm-se três formas de onda de potência pulsadas provenientes das fases a , b e c . Com a soma destas três potências instantâneas pulsadas é possível a obtenção de uma potência quase constante na saída com valor médio igual a três vezes a potência média transferida por cada fase. Isso pode ser visualizado na Figura 74, com as potências representadas por unidade (p.u.), e seus espectros harmônicos na Figura 75 e Figura 76.

Com a soma das três potências dadas em (130), obtém-se a expressão genérica (131), a qual representa a potência transferida dos enrolamentos primários ao secundário do conjunto trifásico, a qual consiste da componente média (P_{md}), dada pela soma das três parcelas médias de cada fase, mais uma componente harmônica com frequência igual a seis vezes a frequência da fundamental, responsável pela ondulação de tensão no barramento primário. Isso pode ser visualizado na Figura 75 e Figura 76, em que apresenta-se o espectro harmônico até a décima segunda harmônica.

$$P_{o(3\phi)}(\omega t) = 3P_{md} + 3P_6 \operatorname{sen}(6\omega t + \phi_6) \quad (131)$$

Por fim, é possível obter a potência ativa média transferida (P_0) realizando a análise do comportamento do conversor, conforme Figura 77. Considera-se um período da rede elétrica, razão cíclica com variação senoidal, conforme equação (10) e ângulo *phase-shift* menor que $\pi/2$. Constatase que a razão cíclica se repete em metade do período da rede elétrica. Além do mais, ocorre uma simetria em um quarto de período, equivalente ao intervalo de 0 a $\pi/2$.

Observa-se que durante o intervalo de 0 a $\pi/2$ ($T_{rede}/4$), com razão cíclica variando de 0,5 a d_{mn} , ocorre a operação nas regiões 1 e 2. Isso pode ser confirmado por meio do gráfico

apresentado na Figura 65. Para determinar a potência média transferida é preciso definir os limites de integração, sendo um deles o tempo t_{r1} , no qual ocorre a mudança da região 2 para a região 1. Para a operação do conversor com ângulos de defasagem (δ) maiores que 90° , há a ocorrência da operação do conversor nas regiões 2 e 3. Analisando os pontos de mudanças de regiões é possível obter os tempos, apresentados na Tabela 6.

Tabela 6 – Mudança de regiões de operação para $\delta > 0$.

Mudança de Regiões	Condições	Tempos
Região 1 para região 2	$\delta \leq \frac{\pi}{2}$ e $0 \leq \delta < \frac{M_d}{4}$	$t_{R2;1} = \text{asen} \left(\frac{4 \delta}{M_d} \right)$
Região 2 para região 3	$\delta > \frac{\pi}{2}$ e $\frac{(2 - M_d)}{4} \leq \delta < \pi$	$t_{R2;3} = \text{asen} \left(\frac{4 \delta - 2}{M_d} \right)$
Região 2	$\frac{M_d}{4} \leq \delta < \frac{(2 - M_d)}{4}$	$\frac{\pi}{2}$

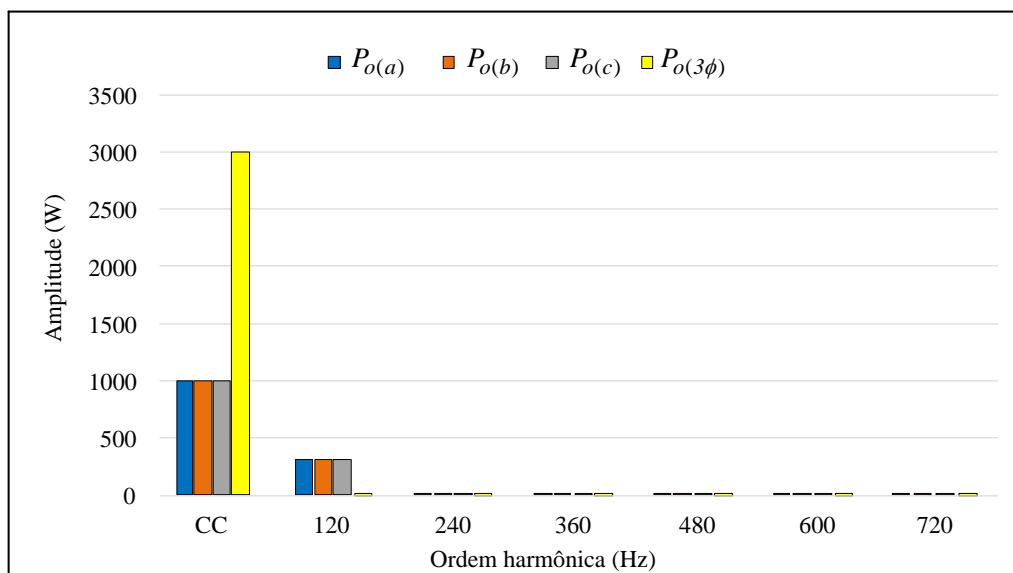
Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

Aplicando-se os tempos nas integrações, adotando-se as condições de transição das regiões e considerando-se que a potência média de saída é igual a três vezes a potência média transferida por cada fase, têm-se as expressões (132), (133) e (134).

$$P_{md} = \frac{3}{\pi} \left[\int_0^{t_{R2;1}} P_{R2}(t) dt + \int_{t_{R2;1}}^{\frac{\pi}{2}} P_{R1}(t) dt \right] \quad (132)$$

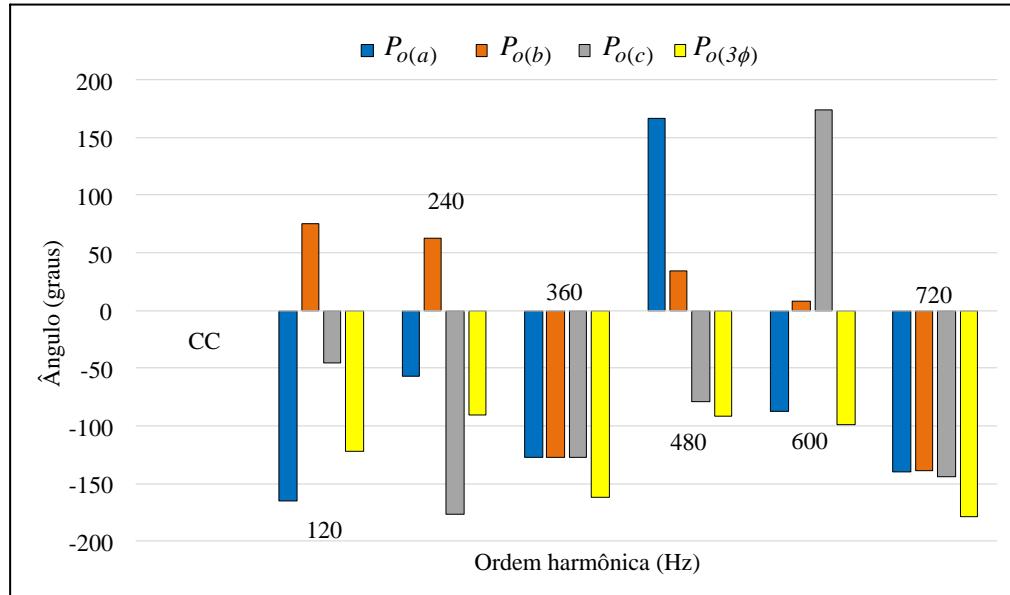
$$P_{md} = \frac{3}{\pi} \left[\int_0^{t_{R2;3}} P_{R2}(t) dt + \int_{t_{R2;3}}^{\frac{\pi}{2}} P_{R3}(t) dt \right] \quad (133)$$

Figura 75 – Espectro harmônico das potências (amplitude).



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

Figura 76 – Espectro harmônico das potências (fase).



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

$$P_{md} = \frac{3}{\pi} \left[\int_0^{\frac{\pi}{2}} P_{R2}(t) dt \right] \quad (134)$$

Substituindo-se os tempos da Tabela 6 e as equações de potência quase instantâneas das regiões nas expressões dadas em (132), (133) e (134), determinam-se as equações apresentadas em (135), (136) e (137), respectivamente.

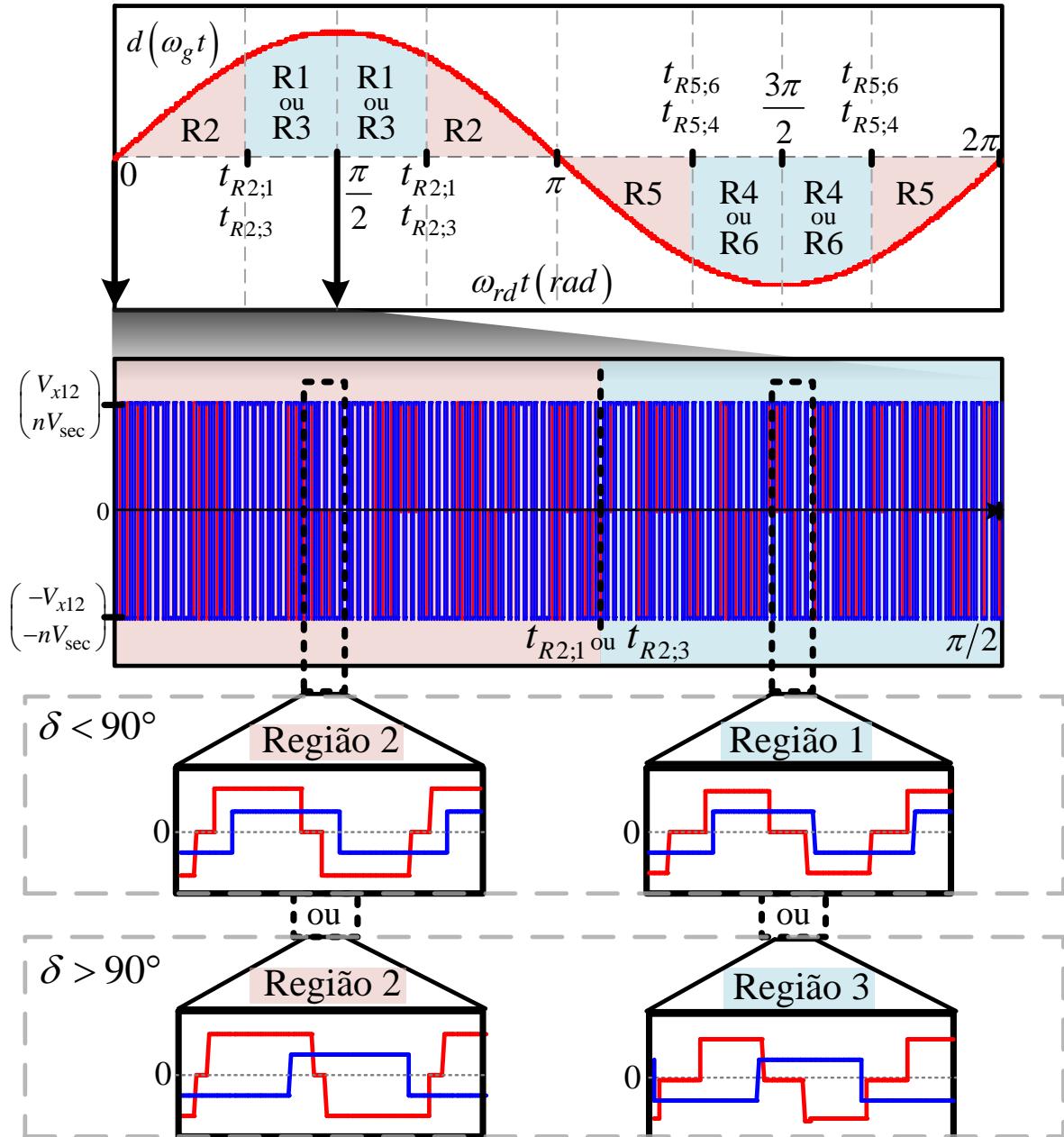
$$P_{md(pu)} = 3\delta - \frac{3M_d^2}{8\pi}t_{R2;1} - \frac{12\delta^2 t_{R2;1}}{\pi} - \frac{9M_d\delta}{2\pi}\sqrt{1 - \frac{16\delta^2}{M_d^2}} \quad (135)$$

$$P_{md_{(pu)}} = (A + B) \begin{cases} A = \frac{3}{8} (M_d^2 + 32\delta^2 - 32\delta + 8) t_{R2;3} \\ B = \frac{9}{2} \left(\delta - \frac{1}{2} \right) \left(M_d \sqrt{\frac{M_d^2 - 16\delta^2 + 16\delta - 4}{M_d^2}} - \frac{2}{3}\pi \right) \end{cases} \quad (136)$$

$$P_{md_{(pu)}} = 3\delta - 6\delta^2 - \frac{3}{16}M_d^2 \quad (137)$$

Com base nas condições e nas equações de potência média transferida, tem-se na Figura 78(a) o gráfico da potência média ativa transferida, em p.u e em função do índice de modulação, do ângulo *phase-shift* normalizado e considerando-se as três fases do sistema trifásico. Semelhante análise pode ser considerada para o cálculo da corrente eficaz que circula pelos enrolamentos primários e tensão eficaz aplicadas nos mesmos. A partir disto, obtém-se

Figura 77 – Mudanças de regiões de operação do conversor.

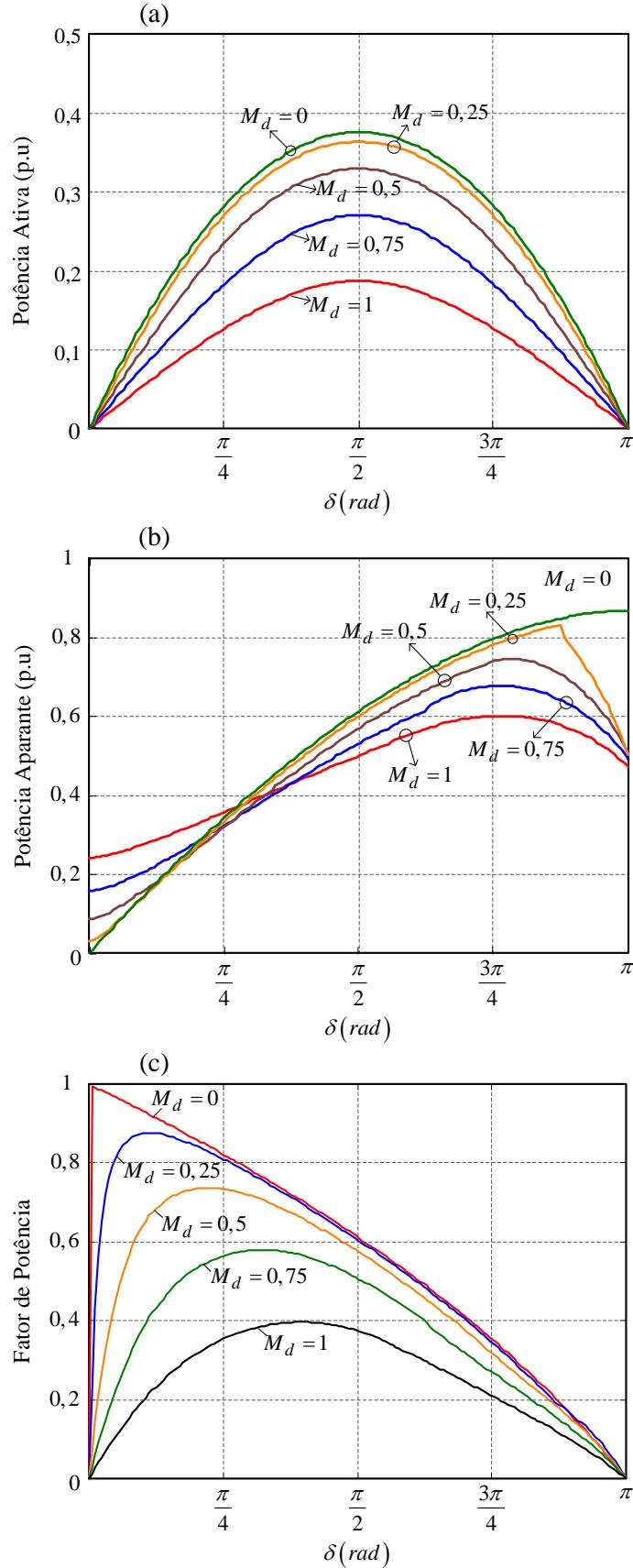


Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

curvas de potência aparente e fator de potência apresentadas na Figura 78(b) e Figura 78(c), respectivamente.

Observa-se pelos gráficos que quando o índice de modulação (M_d) tende à zero, o conversor opera, tanto do lado primário quanto do secundário do transformador, com razão cíclica constante de 0,5, tendo um funcionamento de um conversor DAB.

Figura 78 – (a) Potência ativa média transferida para a saída em função de M_d e δ ; (b) Potência aparente transferida para a saída em função de M_d e δ ; (c) Fator de potência do transformador em função de M_d e δ .

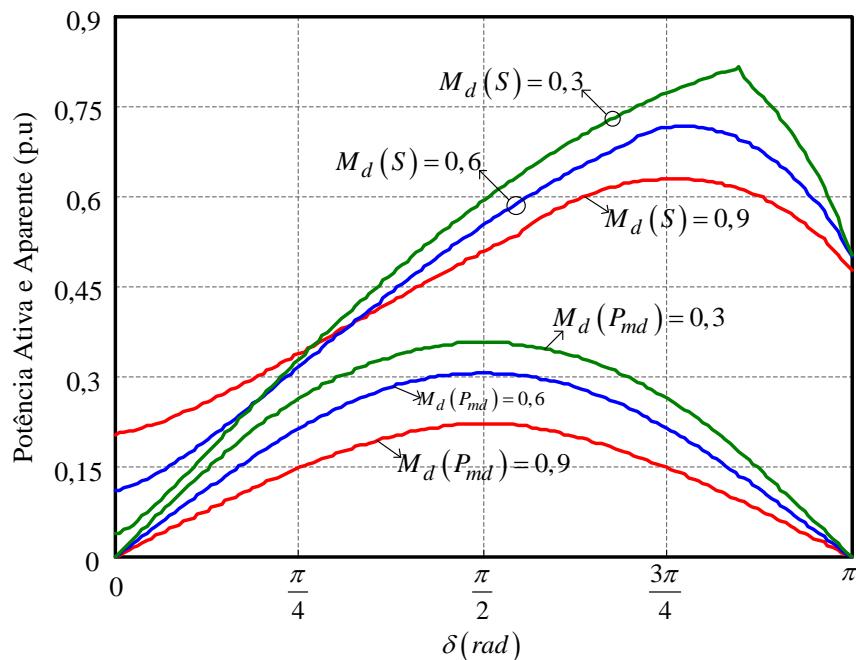


Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

4.3.4 Ângulo *Phase-Shift* (δ)

O procedimento para determinar o ângulo *phase-shift* nominal, baseia-se na análise das curvas de potência ativa e aparente transferidas do primário ao secundário do transformador. A fim de evitar uma circulação de potência não ativa no transformador, podendo impactar no seu volume e peso, busca-se um valor de ângulo *phase-shift* δ em que seja possível a transferência de uma potência média desejada e circulação de potência reativa reduzida. Esta análise pode ser realizada através da Figura 79, em que observa-se que para ângulos δ menores que 90° (δ normalizado de 0,25) há redução da potência aparente e consequentemente redução da potência reativa. Portanto, é apropriado na operação do conversor a utilização de um ângulo *phase-shift* δ pertencente a este intervalo.

Figura 79 – Fluxo de potência ativa e aparente em função do ângulo *phase-shift* (δ) para diferentes índices de modulação.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

Além disso, observa-se que o índice de modulação também tem influência no processamento de potência ativa e não ativa, já que delimita a excursão da razão cíclica. Constatata-se pelo gráfico que com a redução do valor do índice de modulação, observa-se que a potência ativa tende a aumentar e a potência aparente a reduzir. No entanto, na prática isso acontece com o aumento do valor do barramento CC para valores que em algumas aplicações torna-se inviável. Exemplificando esta situação, para o caso de um índice de modulação menor que 0,4 o barramento CC deverá ter valor próximo a 1000 V, considerando a tensão de entrada de 127 V eficaz.

4.3.5 Indutores de Transferência de Potência

As indutâncias L_{d1} , L_{d2} e L_{d3} são responsáveis pela transferência de potência dos enrolamentos primários ao secundário do transformador e considera-se que $L_{d1} = L_{d2} = L_{d3}$. Vale ressaltar que estas indutâncias são compostas pela soma das indutâncias de dispersão do transformador e de uma indutância externa que pode ser necessário adicionar.

Para a determinação dos valores das indutâncias de transferência de potência, utilizam-se as equações de potência ativa média obtidas anteriormente, isolando-se a variável da indutância. Como a operação do conversor é simétrica, pode-se equacionar estes indutores apenas para ângulo *phase-shift* (δ) positivo. A fim de simplificação, considera-se a indutância de base dada pela expressão (138), sendo $y = 1, 2, 3$ e $x = a, b, c$.

$$L_{dy_{base}} = \frac{3V_{dc1}nV_{sec}}{P_{out}f_s} \quad (138)$$

Portanto, têm-se as expressões para o cálculo das indutâncias de transferência de potência dadas em p.u, representadas por (139), (140) e (141), para as respectivas condições de δ mostradas na Tabela 6.

$$L_{dy_{(pu)}} = \left[\delta - \frac{M_d^2}{8\pi} t_{R2;1} - \frac{4\delta^2 t_{R2;1}}{\pi} - \frac{3M_d \delta}{2\pi} \sqrt{1 - \frac{16\delta^2}{M_d^2}} \right] \quad (139)$$

$$L_{dy_{(pu)}} = A + B \begin{cases} A = \frac{1}{8\pi} (M_d^2 + 32\delta^2 - 32\delta + 8) t_{R2;3} \\ B = \frac{3}{2\pi} \left(\delta - \frac{1}{2} \right) \left(M_d \sqrt{\frac{M_d^2 - 16\delta^2 + 16\delta - 4}{M_d^2}} - \frac{2}{3}\pi \right) \end{cases} \quad (140)$$

$$L_{dy_{(pu)}} = \left[\delta - 2\delta^2 - \frac{1}{16} M_d^2 \right] \quad (141)$$

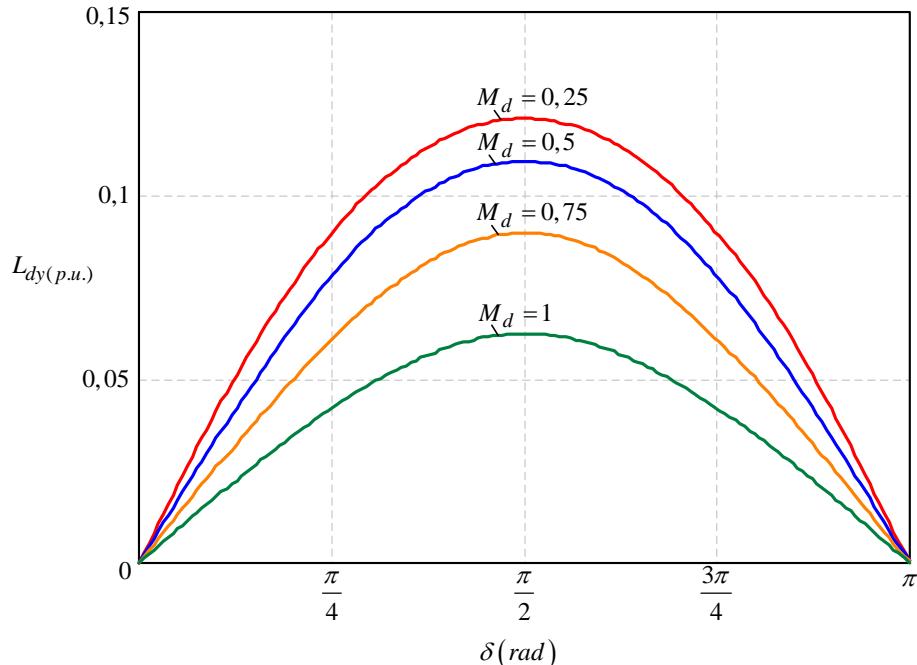
Na Figura 80, apresenta-se um gráfico para a determinação do valor das indutâncias de transferência de potência, com relação ao índice de modulação (M_d) e ao ângulo *phase-shift* (δ). O valor da indutância em *henry* é obtido multiplicando-se o valor em p.u pela indutância base apresentada em (138).

Observa-se no gráfico que quanto maior o valor de δ , maior é a indutância de transferência de potência.

4.3.6 Ondulação de Tensão no Barramento CC Primário

Conversores *Boost PFC* monofásicos não apresentam forma de onda da potência instantânea drenada da rede de forma contínua, mas pulsada (BORGONOVO, 2005). Considerando-se somente uma fase do conversor proposto e desprezando-se a energia acumulada nos outros elementos do circuito, a potência instantânea drenada por uma carga conectada ao barramento

Figura 80 – Gráfico para o cálculo de L_{d1} , L_{d2} e L_{d3} .

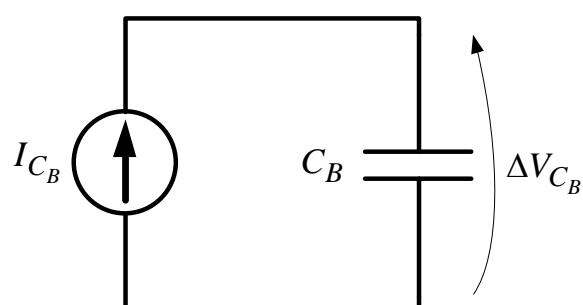


Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

primário, considerando filtro capacitivo, apresenta a mesma forma de onda pulsada, com frequência igual a duas vezes a frequência da rede elétrica mais sua componente contínua.

Além disso, como constatado na análise das potências, vista na seção 4.3.3.7, a ondulação de potência imposta no barramento CC primário, em baixa frequência, é mínima, o que leva a conclusão que se faz necessário somente um capacitor no barramento CC para filtrar as componentes de alta frequência. Desta forma, aplica-se o circuito simplificado apresentado na Figura 81, em que a fonte de corrente é referente a amplitude máxima de corrente que passa pelo capacitor no dobro da frequência de comutação do conversor.

Figura 81 – Circuito equivalente para o cálculo do capacitor de barramento CC



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

Devido a análise matemática da corrente no capacitor do barramento CC ser complexa, a amplitude da máxima corrente (I_{C_B}) que circula por um destes capacitores pode ser obtida

por análise do seu espectro harmônico resultante de simulação numérica. Portanto, a ondulação de tensão no capacitor pode ser obtida a partir da expressão (142), que é a multiplicação da amplitude de corrente pela impedância capacitiva.

$$\Delta V_{C_B} = I_{C_B} (h) \cdot X_{C_B} \quad (142)$$

Isolando-se a variável da capacitância na equação (142), tem-se (143), para cálculo do valor mínimo de capacitância do barramento CC.

$$C_{B_{min}} = \frac{I_{C_B}}{4 \pi f_s \Delta V_{C_B}} \quad (143)$$

A capacitância máxima admissível para o barramento CC é obtida considerando-se o pior caso de operação do conversor trifásico, em que somente uma das fases torna-se operacional, abrangendo também qualquer desequilíbrio do sistema trifásico. Desta forma utiliza-se a expressão dada em (144).

$$C_{B_{max}} = \frac{P_{out}}{6\pi f_{rd} V_{dc1} \Delta V_{dc1}} \quad (144)$$

Para ambos os casos descritos anteriormente, de capacitância mínima e máxima, considera-se que $C_{B1} = C_{B2} = 2C_B$.

4.3.7 Análise de Esforços nos Semicondutores

Nesta seção são apresentados os equacionamentos para a obtenção dos esforços nos semicondutores do conversor, necessários para o levantamento de suas perdas e seus dimensionamentos. Para isso, calculam-se as correntes médias e eficazes circulantes nos semicondutores. Os esforços de tensão submetidos em todos os interruptores do lado primário correspondem à tensão total do barramento CC primário (V_{dc1}). Já os esforços de tensão nos interruptores do lado secundário equivalem a tensão de saída (V_{out}) do conversor.

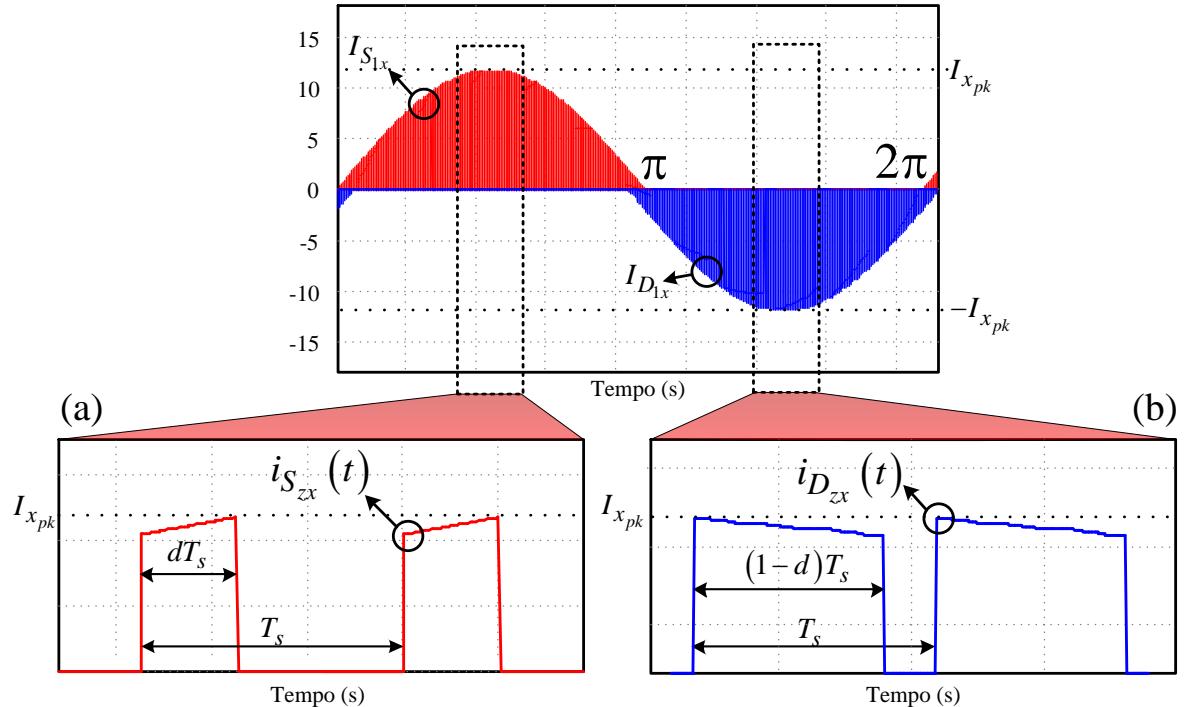
Para o cálculo dos valores médio e eficaz de corrente nos semicondutores, considera-se os semicondutores ideais e suas correntes são equilibradas e simétricas entre os braços. Para este estudo considera-se somente um interruptor lado primário e um do lado secundário, pois os demais operam de forma equivalente. Além disso, desconsidera-se a ação dos capacitores dos filtros de entrada e demais não idealidades, os capacitores de barramento CC primário são substituídos por fontes de tensão, cujo valor equivale a metade da tensão total do barramento e considera-se o ângulo de defasamento δ constante e positivo.

4.3.7.1 Semicondutores da Lado Primário

Com auxílio de simulações e análises preliminares, observa-se que durante o semiciclo positivo a corrente nos interruptores do lado primário, quando comandados a conduzir, são iguais a corrente de entrada. Entretanto, durante o semiciclo negativo, os interruptores encontram-se bloqueados. Já os diodos em anti-paralelo aos interruptores encontram-se bloqueados no

semiciclo positivo e conduzem no semiciclo negativo. Na Figura 82, apresentam-se as formas de onda das correntes nos interruptores e diodos em alta frequência (S_{zx} e D_{zx} , $x = a, b, c$; $z = 1, 2, 3, 4$).

Figura 82 – Formas de onda de corrente nos interruptores (S_{zx}) e diodos (D_{zx}): (a) Detalhe da forma de onda de corrente nos interruptores no período de comutação; (b) Detalhe da forma de onda de corrente nos diodos no período de comutação.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

Conforme a Figura 82(a), a corrente média instantânea nos interruptores no período de comutação pode ser obtida pela equação (145). Sendo $I_{x_{pk}}$ a corrente de pico das entradas do conversor.

$$i_{S_{zx,med}} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{S_{zx}}(t) \cdot dt = \frac{1}{T_s} \int_0^{dT_s} I_{x_{pk}} \cdot dt = d \cdot I_{x_{pk}} \quad (145)$$

Observa-se pela Figura 82 e pelas análises realizadas que a amplitude da corrente de entrada $i_x(t)$ e a razão cíclica $d(t)$ variam de forma senoidal, de acordo com as equações (146) e (147), respectivamente, durante um ciclo da rede elétrica.

$$i_x(t) = I_{x_{pk}} \cdot \text{sen}(t) \quad (146)$$

$$d(t) = \frac{1}{2} - \frac{M_d}{2} \text{sen}(t) \quad (147)$$

O cálculo da corrente média nos interruptores do lado primário considerando um ciclo da rede elétrica é realizado pela integração da equação (145), resultando na equação (148).

$$I_{S_{zx,med}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{S_{zx,med}}(t) \cdot dt = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} \left[\left(\frac{1}{2} - \frac{M_d}{2} \text{sen}(t) \right) (I_{x_{pk}} \text{sen}(t)) \right] dt \quad (148)$$

Realizando a integração da equação (148), obtém-se a expressão (149) para o cálculo do valor médio das correntes nos interruptores do lado primário do conversor.

$$I_{S_{zx,med}} = \frac{I_{x_{pk}} \cdot (4 - \pi \cdot M_d)}{8 \cdot \pi} \quad (149)$$

Observando-se os limites de integração da Figura 82(a) e pela definição de valor eficaz, tem-se a expressão (150).

$$i_{S_{zx,ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{S_{zx}}(t) \cdot dt} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{d \cdot T_s} I_{x_{pk}}^2 \cdot dt} = \sqrt{d \cdot I_{x_{pk}}^2} \quad (150)$$

Realizando-se a integração em um ciclo da rede elétrica e substituindo-se as equações (146) e (147) em (150), tem-se a expressão (151).

$$I_{S_{zx,ef}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} [i_{S_{zx,ef}}(t)]^2 \cdot dt} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} \left[\left(\frac{1}{2} - \frac{M_d}{2} \sin(t) \right) (I_{x_{pk}} \sin(t))^2 \right] dt} \quad (151)$$

Resolvendo a expressão (151), obtém-se a equação (152) para a obtenção dos valores eficazes de corrente nos interruptores do lado primário.

$$I_{S_{zx,ef}} = \sqrt{\frac{I_{x_{pk}}^2 \cdot (3\pi - 8 \cdot M_d)}{24 \cdot \pi}} \quad (152)$$

Durante o semiciclo negativo, a corrente circula pelos diodos em antiparalelo enquanto os interruptores estão bloqueados. No período de comutação, as formas de onda nestes diodos são representadas na Figura 82(b). Deste modo, a corrente média instantânea e a corrente eficaz nos diodos podem ser obtidas pelas equações (153) e (154), respectivamente.

$$i_{S_{zx,ef}} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{D_{zx}}(t) \cdot dt = \frac{1}{T_s} \int_0^{(1-d)T_s} I_{x_{pk}} \cdot dt = (1-d) T_s \cdot I_{x_{pk}} \quad (153)$$

$$i_{D_{zx,ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{D_{zx}}(t) \cdot dt} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{(1-d)T_s} I_{x_{pk}}^2 \cdot dt} = \sqrt{(1-d) \cdot T_s \cdot I_{x_{pk}}^2} \quad (154)$$

Substituindo-se as expressões (146) e (147) nas equações (153) e (154), respectivamente e integrando-as, obtém-se as equações para o obtenção dos valores médio e eficaz das correntes nos diodos em antiparalelo aos interruptores do lado primário, dadas por (155) e (156), respectivamente.

$$I_{D_{zx,med}} = \frac{I_{x_{pk}} \cdot (4 + \pi \cdot M_d)}{8 \cdot \pi} \quad (155)$$

$$I_{S_{zx,ef}} = \sqrt{\frac{I_{x_{pk}}^2 \cdot (3\pi + 8 \cdot M_d)}{24 \cdot \pi}} \quad (156)$$

4.3.7.2 Semicondutores do Lado Secundário

Para o cálculo das correntes média e eficaz nos interruptores do lado secundário, torna-se necessário a análise das regiões de operação. Devido a complexidade da operação do conversor, o qual transita em pelo menos 4 regiões em um período da rede elétrica, realiza-se uma aproximação, considerando a soma das correntes nos primários refletida ao secundário do transformador. As correntes médias e eficazes dos interruptores e seus diodos em antiparalelo podem ser obtidas pelas expressões (157) e (158). Observando-se o gráfico da Figura 65 constata-se que durante a operação do conversor em meio ciclo da rede elétrica e considerando-se ângulo de defasamento δ menor que $\pi/2$, há ocorrência das regiões R1 e R2.

$$i_{S/D_{sx.med}} = \frac{2}{T_s} \int_0^{\frac{T_s}{2}} i_{sec}(t) dt = \frac{2}{T_s} \int_0^{\frac{T_s}{2}} [i^{R2}_{sec}(t) + i^{R1}_{sec}(t)] dt \quad (157)$$

$$i_{S/D_{sx.ef}} = \sqrt{\frac{2}{T_s} \int_0^{\frac{T_s}{2}} [i_{sec}(t)]^2 dt} = \sqrt{\frac{2}{T_s} \int_0^{\frac{T_s}{2}} [i^{R2}_{sec}(t) + i^{R1}_{sec}(t)]^2 dt} \quad (158)$$

Sendo que a corrente no secundário pode ser representada por (159).

$$i_{sec}(t) = [i_{Ld1}(t) + i_{Ld2}(t) + i_{Ld3}(t)] \cdot n \quad (159)$$

Observando-se as formas de onda na operação do conversor e realizando-se as operações matemáticas necessárias, obtém-se as equações para a obtenção dos valores médios e eficazes dos semicondutores do lado secundário do conversor.

$$I_{S_{sx.med}} = \frac{n(2D - 4\delta - 1)(V_{dc1} - 4V_{dc1}\delta - 4V_{out}nD + 2V_{dc1}D)}{16L_d f_s} \quad (160)$$

$$I_{D_{sx.med}} = \frac{4V_{out}nD(4\delta + 2D - 1) - V_{dc1}(16\delta^2 - 16\delta D + 4D^2 - 1)}{8L_d f_s} \quad (161)$$

$$I_{S_{sx.ef}} = \sqrt{\frac{n^2(4\delta - 2D + 1)(A + B + C)}{24L_d^2 f_s^2}} \begin{cases} A = (12V_{out}^2 n D^2 + 24V_{out} V_{dc1} \delta D) \\ B = (-12V_{out} n V_{dc1} D^2 - 6V_{out} n V_{dc1} D) \\ C = (16V_{dc1}^2 \delta^2 - 16V_{dc1}^2 \delta D - 4V_{dc1}^2 \delta) \\ D = (4V_{dc1}^2 D^2 + 2V_{dc1}^2 D + V_{dc1}^2) \end{cases} \quad (162)$$

$$I_{D_{sx.ef}} = {I_{sec_{ef}}}^{R1} + {I_{sec_{ef}}}^{R2} \quad (163)$$

Sendo que as parcelas das correntes $I_{sec_{ef}}^{R1}$ e $I_{sec_{ef}}^{R2}$ da equação (163) são representadas por (164) e (165), respectivamente.

$${I_{sec_{ef}}}^{R1} = \sqrt{\frac{n^2(A + B + C + D)}{48L_d^2 f_s^2}} \begin{cases} A = (12V_{out}^2 n D^2 - 16V_{out} n D^3 - 64V_{out} n V_{dc1} \delta^3) \\ B = (48V_{out} n V_{dc1} \delta^2 - 48V_{out} n V_{dc1} \delta D^2) \\ C = (48V_{out} n V_{dc1} \delta D - 12V_{out} n V_{dc1} \delta + 12V_{out} n V_{dc1} D^2) \\ D = (-12V_{out} n V_{dc1} D + V_{out} n V_{dc1} D + V_{dc1}^2) \end{cases} \quad (164)$$

(164)

$$I_{sec_{ef}}^{R1} = \sqrt{\frac{n^2(A+B+C)}{48L_d^2f_s^2}} \begin{cases} A = (12V_{out}^2D^2 - 16V_{out}^2) \\ B = (96V_{out}nV_{dc1}\delta^2D + 8V_{out}nV_{dc1}D^3) \\ C = (-6V_{out}nV_{dc1}D + V_{dc1}^2) \end{cases} \quad (165)$$

Sendo que D representa a razão cíclica dos interruptores do lado secundário, equivalente a 50 %.

4.3.7.3 Cálculo de Perdas nos Semicondutores

As perdas de energia nos semicondutores de um conversor geralmente estão associadas a duas parcelas: perdas em condução e perdas em comutação. As perdas em condução são devidas à resistência não nula do semicondutor à passagem de corrente. Já as perdas por comutação ocorrem devido à transição entre os estados de condução e bloqueio dos semicondutores (BATSCHAUER, 2011).

As perdas em condução nos interruptores e nos seus respectivos diodos em antiparalelo são obtidas aplicando-se a equação (166).

$$P_{cond_{S/D}} = V_{TO_{S/D}} \cdot I_{med_{S/D}} + r_t \cdot I_{ef_{S/D}}^2 \quad (166)$$

Em que, V_{TO} representa a variável que caracteriza a parcela constante da oposição à passagem de corrente nos semicondutores, $I_{med_{S/D}}$ a corrente média, r_t representa a constante que caracteriza o aumento linear das perdas no semicondutor à passagem de corrente e $I_{ef_{S/D}}$ a corrente eficaz.

Os valores dos parâmetros V_{TO} e r_t são obtidos por meio da linearização da curva da queda de tensão instantânea em função da corrente direta instantânea (I_{CE} x V_{CE}), que é fornecida no *datasheet* do fabricante do semicondutor.

As perdas em comutação dos interruptores são calculadas com base nas metodologias utilizadas por (DROFENIK UWE; KOLAR, 2005) e (BATSCHAUER, 2011). Nestas metodologias, as perdas em comutação são obtidas pela utilização das curvas de energia dissipada durante a entrada em condução e bloqueio do semicondutor, fornecidas na folha de dados do respectivo fabricante. Então, realiza-se uma aproximação polinomial de segunda ordem desta energia dissipada para a tensão de alimentação escolhida no projeto e apresentada no gráfico da folha de dados do semicondutor. Esta equação de energia é apresentada pela expressão (167).

$$W(i_{S/D}(t)) = k_{0_{on/off}} + k_{1_{on/off}} \cdot i_{S/D}(t) + k_{2_{on/off}} \cdot i_{S/D}(t)^2 \quad (167)$$

Em que, os coeficientes $k_{0_{on/off}}$, $k_{1_{on/off}}$ e $k_{2_{on/off}}$ definem o polinômio e podem ser obtidos por meio de ensaios do componente ou das curvas fornecidas no *datasheet* do fabricante. A variável $i_{S/D}(t)$ representa a corrente instantânea do interruptor ou diodo.

Realizando-se a integração das respectivas equações de energia dissipada, em função da frequência de comutação, obtém-se as perdas em comutação, conforme expressão dada em (168).

$$P_{on/off(S/D)} = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{2\pi} f_s \cdot W(\omega_r t) d(\omega_r t) \quad (168)$$

A energia dissipada durante a recuperação reversa dos diodos em anti-paralelo aos interruptores também é computada nas perdas totais dos semicondutores. Porém, a metodologia utilizada na determinação dos coeficientes do polinômio de segundo grau é a apresentada por CASANELLAS (1994). Nesta metodologia, aplica-se a expressão dada em (169).

$$W_{rr}(i_D) = \frac{V_{dc}}{2} \cdot \left(0,8 + \frac{0,2 \cdot i_D}{I_o} \right) \cdot t_{rr} \cdot \left(0,35 \cdot I_{rr} + 0,15 \cdot \frac{I_{rr}}{I_o} \cdot i_D + i_D \right) \quad (169)$$

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

Os coeficientes k_0 , k_1 e k_2 do polinômio de segunda ordem para a determinação da energia de recuperação reversa do diodo podem ser calculados por meio das expressões (170), (171) e (172), respectivamente.

$$k_0 = 0,14 \cdot V_{dc1} \cdot t_{rr} \cdot I_{rr} \quad (170)$$

$$k_1 = \frac{V_{dc}}{2} \cdot t_{rr} \left[0,8 \cdot \left(0,15 \cdot \frac{I_{rr}}{I_o} + 1 \right) + \frac{0,2}{I_o} \cdot 0,35 \cdot I_{rr} \right] \quad (171)$$

$$k_2 = \frac{0,1 \cdot V_{dc}}{I_o} \cdot t_{rr} \left(0,15 \cdot \frac{I_{rr}}{I_o} + 1 \right) \quad (172)$$

Portanto, realizando-se todos os cálculos acima descritos, é possível determinar as perdas de energia dissipada nos semicondutores, por meio da expressão (173), contabilizando as perdas em condução e comutação no interruptor e no seu diodo em anti-paralelo.

$$P_{S_{total}} = P_{cond_S} + P_{cond_D} + P_{on/off(S)} + P_{on/off(D)} \quad (173)$$

4.4 CONCLUSÃO

Este capítulo dedicou-se ao estudo qualitativo e quantitativo do conversor proposto, apresentando informações e características de seu funcionamento. Foi realizada a análise completa de seu funcionamento, descartando-se a análise em que considera-se apenas a componente fundamental, devido aos harmônicos provenientes da diferença de formas de onda do lado primário com relação ao lado secundário do transformador. Após análise obteve-se 12 regiões de operação, as quais dependem do ângulo *phase-shift* δ e da razão cíclica dos interruptores. Em cada região

de operação, podem existir até 16 etapas de operação, sendo necessário o equacionamento e análise de até 192 etapas de funcionamento. Para simplificar a análise, considerou-se somente uma fase do conjunto trifásico a fim de obter as equações de potência quase instantâneas características de cada região. As outras fases possuem igual funcionamento, sendo apenas defasadas em 120° e dispostas em regiões de operação distintas.

O conversor trifásico proposto pode ser visto como três fontes de tensão interligadas por três indutores a uma quarta fonte de tensão, em que aquelas são defasadas em 120° entre si e também defasadas por um ângulo δ da quarta fonte. Baseado no equacionamento matemático da análise de transferência de potência, é possível concluir que a potência instantânea transferida por cada fase para a carga, em um ciclo da rede elétrica, apresenta uma pulsação equivalente ao dobro da frequência da mesma. Por meio do defasamento natural do sistema trifásico, há a possibilidade de transferência de uma potência ativa constante, resultante da soma das potências instantâneas de cada fase.

Devido aos harmônicos provenientes da diferença de formatos entre as formas de onda dos primários em relação ao secundário, neste capítulo também foram obtidas as equações de potência aparente e não ativa, necessárias para a escolha de um ponto de operação adequado, o qual possibilite o menor processamento de potência não ativa possível.

5 PROCEDIMENTO DE PROJETO E SIMULAÇÃO NUMÉRICA

5.1 INTRODUÇÃO

Desenvolvida toda a análise matemática do conversor, constituída do estudo das etapas e regiões de operação, formas de onda e equacionamento, neste capítulo são apresentados os procedimentos de projeto do conversor.

São apresentados as metodologias para que os componentes do conversor sejam dimensionados. Os valores obtidos do dimensionamento são utilizados posteriormente em simulação numérica para a validação de todo o desenvolvimento teórico apresentado. Aqui também são realizados os projetos dos controladores de tensão e corrente necessários na operação do conversor. Com o uso do *software PSIM*, obtém-se resultados de simulação que validam as análises realizadas.

As especificações de projeto adotadas, as quais possibilitam o cálculo dos componentes e o projeto das malhas de controle são apresentados na Tabela 7. Os valores de indutância e resistência da rede elétrica utilizados neste exemplo de projeto baseiam-se no trabalho apresentado em (CUNHA, 2015).

Tabela 7 – Principais componentes do protótipo e suas especificações.

Grandezas	Nomenclaturas	Valores
Tensão das três fases	$V_{x_{ef}}, x = a, b, c$	127 V
Frequência da rede elétrica	f_{rd}	60 Hz
Indutância da rede elétrica	$L_{rd_{mx}}$	$456 \mu\text{H}$
Resistência da rede elétrica	$R_{rd_{mx}}$	$391 \text{ m}\Omega$
Tensão no barramento primário	V_{dc1}	600 V
Ondulação máxima de corrente da rede elétrica	$\Delta i_{rd\%}$	20%
Ondulação máxima de tensão no barramento primário	$\Delta V_{dc1\%}$	1%
Potência de saída	P_{out}	3000 W
Frequência de comutação	f_s	50 kHz
Tensão de saída	V_{out}	300 V
Relação de transformação do transformador	n	2
Ondulação máxima de tensão de saída	$\Delta v_{out\%}$	1%
Ângulo <i>phase-shift</i> nominal	δ	45°

Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

As especificações do conversor foram escolhidas com base nas análises realizadas, alguns padrões adotados para este tipo de topologia, na sua aplicação específica, nas características dos semicondutores existentes no mercado e na escolha do melhor ponto de operação do conversor, levando-se em consideração a obtenção de melhores rendimentos. Todas estes pontos considerados são descritos a seguir:

- Em análises preliminares, constatou-se que, devido a potência não ativa ser elevada na operação do conversor com tensão de entrada de 220 V, optou-se pela utilização da rede

de 127 V. Sendo a estrutura de entrada constituída por três retificadores em meia-ponte conectados em paralelo a um barramento CC, a tensão mínima do mesmo deve ser o dobro da tensão de pico da rede elétrica (SINGH BHIM; JAYAPRAKASH, 2014). Além do mais, foi observado nas análises, que o índice de modulação delimita a excursão da razão cíclica e tem relação significativa na transferência de potência, conforme visualizado na Figura 79. Mediante ao exposto e por questões tecnológicas, de aplicação e escolha de semicondutores, é conveniente optar pela utilização de uma tensão de barramento de 600 V, proporcionando o uso de interruptores de tensão de bloqueio menor que 900 V.

- A faixa de tensão da maioria das baterias de veículos elétricos disponíveis no mercado está entre 300 V e 400 V (WOOD ERIC; ALEXANDER, 2011; DUSMEZ SERKAN; KHALIGH, 2012). Portanto, a tensão de saída do conversor foi escolhida com base nesta faixa de tensão e nos valores usuais dos principais tipos de carregadores de bateria de veículos elétricos já propostos na literatura, embora não haja uma padronização com relação as tensões nas baterias.
- O ângulo *phase-shift* (δ) foi escolhido com base na potência nominal especificada e nas curvas de potência ativa e aparente da Figura 79. Considera-se um ponto de operação que proporcione o menor processamento possível de potência reativa e a influência de transitórios de carga e distúrbios. Além do mais, com este valor de δ , obtém-se o maior valor de fator de potência do transformador para o índice de modulação calculado, obtido pela relação da potência ativa transferida do primário ao secundário com a potência aparente. Isso pode ser visualizado na Figura 83.

5.2 PARÂMETROS DE ENTRADA

De acordo com as especificações apresentadas na Tabela 7, determina-se o valor do índice de modulação pela equação (174).

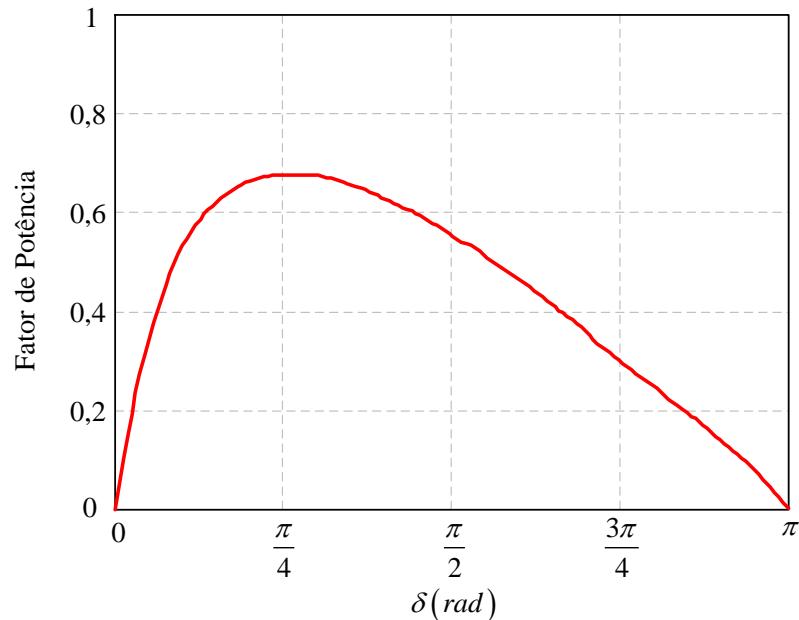
$$M_d = \frac{V_{x_{pk}}}{\frac{V_{dc1}}{2}} = 0,598 \quad (174)$$

Com o cálculo do índice de modulação, tem-se na Figura 84 as curvas de potência ativa e aparente em função deste mesmo índice e do ângulo δ . Observa-se que para este índice de modulação o processamento de potência não ativa é minimizado quando o ângulo δ está entre 0 e $\pi/4$.

Utilizando-se as equações (175) e (176) determinam-se os valores eficaz e de pico de fase da corrente de entrada da rede elétrica (BORGONOVO, 2005), considerando-se o balanço de energia em que $P_{in} = P_{out}$.

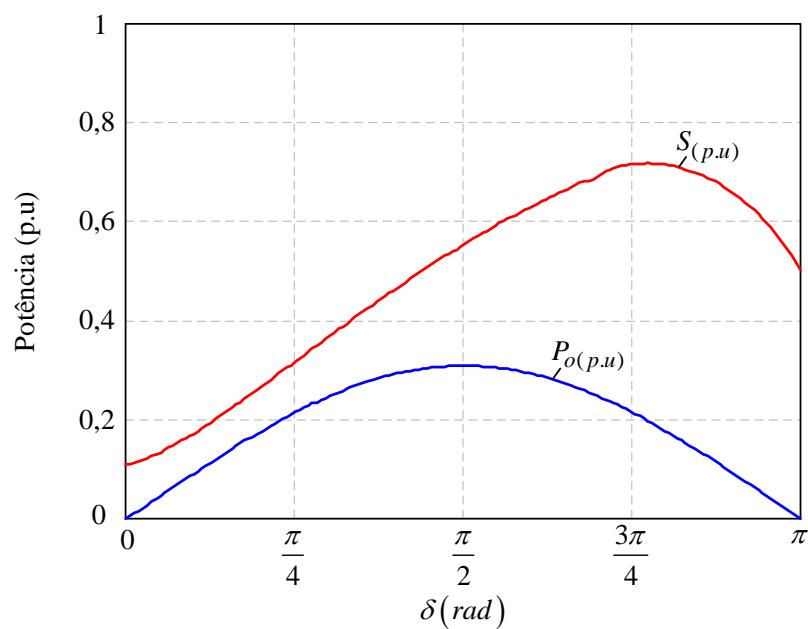
$$I_{x_{ef}} = \frac{P_{out}}{3 \cdot V_{x_{ef}}} = 7,87 \text{ A} \quad (175)$$

Figura 83 – Fator de potência do transformador para $M_d = 0,598$.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

Figura 84 – Curvas de potência ativa e aparente considerando-se o índice de modulação calculado



Fonte: Elaborado pelo autor, 2020.

$$I_{rd_{pk}} = I_{x_{ef}} \cdot \sqrt{2} = 11,44 \text{ A} \quad (176)$$

5.3 DIMENSIONAMENTO DOS INDUTORES DE ENTRADA *INTERLEAVING*

Os indutores de entrada *interleaving* são dimensionados seguindo o critério de ondulação de corrente. Como no total são seis indutores, dois para cada fase da rede trifásica, para o cálculo foi considerado a tensão de entrada de 220 V, devido a disponibilidade de dois indutores com esta especificação de tensão. Portanto em (177) apresenta-se a ondulação de corrente.

$$\Delta i_{x_{max}} = \Delta i_{x\%} \cdot \frac{P_{out}}{3 \cdot V_{in}} = 1,286 \text{ A} \quad (177)$$

Determina-se o valor das indutâncias de entrada (*interleaving*) do conversor por meio da expressão (178).

$$L_{xy} = \frac{V_{dc1}}{8 \cdot f_s \cdot \Delta i_{x_{max}}} = 1,556 \text{ mH} \quad (178)$$

Para a construção dos indutores foram utilizados núcleos toroidais de liga metálica *Sendust*. Utilizaram-se dois núcleos toroidais empilhados para cada indutor. A metodologia de projeto utilizada é apresentada no trabalho de (RAMOS, 2019). As especificações principais para o projeto destes indutores são mostradas na Tabela 8.

Tabela 8 – Especificações dos indutores de entrada construídos.

Descrição	Especificações
Fabricante	Magmattec
Modelo do núcleo	MMTS60T5715
Número de núcleos empilhados	2
Bitola do fio	AWG20
Número de espiras	77
Número de camadas	1
Comprimento do fio	9,57 m
Valor de pico da densidade de fluxo	0,056 T
Perdas no cobre	3,84 W
Perdas no núcleo	5,32 W

Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

Utilizando-se de uma ponte RLC modelo HIOKI 3511-50, mediu-se as indutâncias e resistências dos enrolamentos destes magnéticos as quais são apresentadas na Tabela 9.

Tabela 9 – Parâmetros dos indutores *interleaving* construídos.

Descrição	Valores medidos
Resistência do enrolamento 1	0,175 Ω
Indutância 1	1,663 mH
Resistência do enrolamento 2	0,178 Ω
Indutância 2	1,618 mH
Resistência do enrolamento 3	0,172 Ω
Indutância 3	1,593 mH
Resistência do enrolamento 4	0,174 Ω
Indutância 4	1,615 mH
Resistência do enrolamento 5	0,182 Ω
Indutância 5	1,578 mH
Resistência do enrolamento 6	0,180 Ω
Indutância 6	1,586 mH

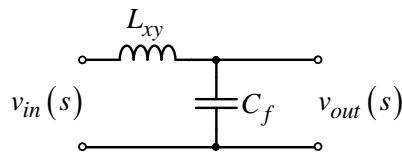
Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

5.4 DIMENSIONAMENTO DO CAPACITOR DE FILTRO

Nesta seção será apresentada a metodologia utilizada para o projeto do capacitor de filtro. Em conjunto com o indutor de entrada do conversor tem-se um filtro de segunda ordem. Este filtro é responsável por atenuar os harmônicos injetados na rede elétrica, decorrentes da frequência de comutação dos interruptores.

Para o projeto, considera-se que a rede elétrica é uma fonte de tensão ideal, capaz de fornecer somente sua componente fundamental. Para elevadas frequências, a impedância capacitiva do filtro possui valor reduzido, criando um caminho de baixa impedância para tais frequências. Já para baixas frequências, sua impedância assume valores elevados.

O filtro *LC*, representado na Figura 85, é de segunda ordem e proporciona uma atenuação de 40 dB/dec após a frequência de ressonância.

Figura 85 – Estrutura do filtro *LC*

Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

A função de transferência do filtro *LC*, a qual relaciona a tensão de entrada com a tensão de saída do mesmo, é apresentada em (179).

$$\frac{v_{out}(s)}{v_{in}(s)} = \frac{1}{L_{xy}C_f s^2 + 1} \quad (179)$$

Pela expressão dada em (180), tem-se a frequência de ressonância do filtro *LC*.

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{xy}C_f}} \quad (180)$$

Isolando-se C_f na expressão (180) e substituindo-se as grandezas especificadas, obtém-se o valor da capacitância do filtro dado em (181). A frequência de ressonância especificada para o dimensionamento do capacitor é de 1 kHz.

$$C_f = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f_{res})^2 \cdot L_{xy}} \approx 1 \mu\text{F} \quad (181)$$

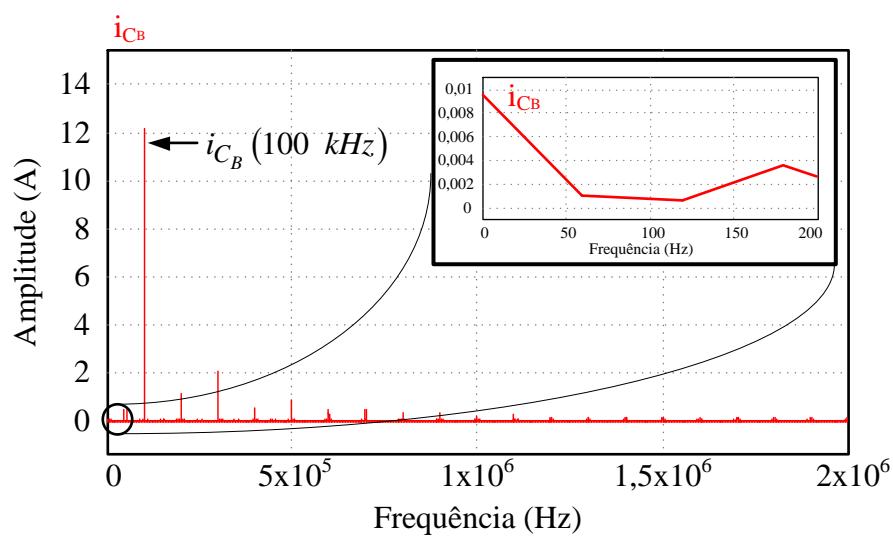
5.5 DIMENSIONAMENTO DOS CAPACITORES DO BARRAMENTO PRIMÁRIO

O dimensionamento do capacitor de barramento CC primário considera o critério da máxima ondulação de tensão, obtida por (182).

$$\Delta V_{dc1} = 1\% \cdot V_{dc1} = 6 \text{ V} \quad (182)$$

Do ponto de vista teórico, não há ondulação da tensão no barramento CC em baixa frequência, tendo-se somente as componentes de elevada frequência, provenientes da comutação dos interruptores. Portanto, como visto na seção 4.3.6, para o cálculo da capacitância mínima do barramento CC, a amplitude da máxima corrente (I_{C_B}) que circula por um dos capacitores do barramento é obtida por análise do seu espectro harmônico, resultante de simulação numérica, apresentado na Figura 86.

Figura 86 – Espectro harmônico da corrente em um dos capacitores do barramento CC primário



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

Observa-se no espectro harmônico que a amplitude de corrente na frequência fundamental é baixa, tendo consequentemente baixa ondulação de tensão nesta mesma frequência. Entretanto,

a máxima amplitude de corrente ocorre no dobro da frequência de comutação (100 kHz), e é igual a 12,2 A. Aplicando-se a expressão (143), obtém-se o valor da mínima capacitância do barramento CC dado em (183).

$$\begin{cases} C_{B_{min}} = \frac{I_{C_B}}{4 \cdot \pi \cdot f_s \cdot \Delta V_{dc1}} = 3,234 \mu F \\ C_{B1_{min}} = C_{B2_{min}} = 2 \cdot C_{B_{min}} = 6,5 \mu F \end{cases} \quad (183)$$

Constata-se pelo resultado obtido que é possível reduzir a capacitância do barramento. No entanto, na prática deve-se levar em consideração a corrente eficaz que circula no capacitor, questões tecnológicas e de controle e aspectos relacionados a segurança durante a operação do conversor. Além do mais, também considera-se casos de desequilíbrios das fases, falta de fases, falha ou suspensão repentina de carga, em que é necessário um banco de capacitores maior capaz de absorver a energia proveniente destes casos. Portanto, utiliza-se nas simulações numéricas o valor máximo de capacitância, obtido por meio da expressão (184).

$$\begin{cases} C_{B_{max}} = \frac{P_{out}}{6 \cdot f_{rd} \cdot V_{dc1} \cdot \Delta V_{dc1}} = 736,8 \mu F \\ C_{B1_{max}} = C_{B2_{max}} = 2 \cdot C_{B_{max}} \approx 1,5 \mu F \end{cases} \quad (184)$$

Foram utilizados quatro capacitores eletrolíticos de valor comercial de $470 \mu F$, sendo associados dois capacitores em paralelo para cada metade do barramento total. A estrutura montada do protótipo trifásico é composta de três conversores PFC monofásicos em paralelo. Desta forma, foram utilizados doze capacitores eletrolíticos no total. As especificações destes capacitores são apresentados na Tabela 10.

Tabela 10 – Especificações dos capacitores eletrolíticos do barramento primário.

Descrição	Especificações
Fabricante	Epcos
Tipo	Eletrolítico
Modelo	B43503-S5477-M91
Capacitância	$470 \mu F$
Tensão máxima	450 V
Temperatura de operação	-25 a $105^\circ C$
Resistência série máxima (100 kHz)	$630 m\Omega$
Resistência série máxima (50 kHz)	$115 m\Omega$

Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

5.6 DIMENSIONAMENTO DO TRANSFORMADOR ACOPLADO

Em algumas aplicações da eletrônica de potência para o processamento da energia é requerido o emprego de transformadores. Geralmente, este componente é considerado um dos elementos mais pesados e volumosos em um conversor. Além do mais, possui um efeito

significativo no desempenho e rendimento gerais de um sistema, assim como seu peso e volume influenciam no seu custo.

A relação de transformação do enrolamento primário para o secundário foi definida como sendo a relação entre a tensão do barramento CC primário e a tensão do barramento secundário, conforme expressão (185).

$$n = \frac{V_{x12}}{V_{sec}} = 2 \quad (185)$$

Para o projeto do transformador os valores eficazes de corrente no primário e secundário são parâmetros. O valor de corrente eficaz de um dos enrolamentos do primário é igual ao valor eficaz de corrente que passa pelo indutor de transferência de potência, conforme equação dada em (192). A corrente no secundário do transformador é igual a soma das três correntes circulantes nos três enrolamentos do primário do transformador, multiplicada pela relação de transformação. Portanto, o valor da corrente eficaz no enrolamento secundário é obtido pela equação (186).

$$I_{sec\,ef} = n \cdot (I_{L_{d1ef}} + I_{L_{d2ef}} + I_{L_{d3ef}}) = 14,76 \text{ A} \quad (186)$$

O transformador foi projetado de maneira acoplada, em que os três enrolamentos dos primários e o enrolamento do secundário são dispostos em um único núcleo. Os valores dos parâmetros utilizados para o projeto do transformador são apresentados na Tabela 11.

Tabela 11 – Parâmetros para o projeto do transformador.

Parâmetros	Valores
Densidade de fluxo magnético (ΔB_{mx})	0,14 T
Densidade máxima de corrente (J_{mx})	400 A/cm ²
Fator de utilização da área do núcleo (K_u)	0,3
Frequência de comutação (f_s)	50 kHz
Coeficiente para a forma de onda (K_f)	4 quadrada

Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

O projeto detalhado do transformador acoplado é apresentado no Anexo A. O produto de áreas mínima resultante entre a área da secção transversal A_e e a área da janela do enrolamento A_w foi de $A_e A_w = 18,22 \text{ cm}^4$. Dessa maneira e por ser acoplado, optou-se pela construção deste transformador utilizando-se de dois núcleos tipo EE da fabricante TDK modelo EE-65/32/27. Na sua construção foram dispostos dois destes núcleos de forma empilhada. Na Tabela 12 estão as principais características do transformador acoplado projetado.

Após a construção do transformador, obtiveram-se as especificações do seu modelo elétrico equivalente, mostrados na Tabela 13. A Figura 87 apresenta a foto do transformador acoplado construído.

Tabela 12 – Características construtivas do transformador acoplado.

Parâmetros	Especificações
Núcleo escolhido	TDK EE-65/32/27
Número de núcleos empilhados	2
Material do núcleo	N87
Número de espiras dos enrolamentos primários	20
Condutores em paralelo dos primários	15
Número de espiras no enrolamento secundário	10
Condutores em paralelo do secundário	86
Condutor utilizado (primários e secundário)	AWG30
Perdas no cobre	6,872 W
Perdas no núcleo	7,32 w
Perdas totais	13,6 W
Elevação de temperatura	69,25 °C

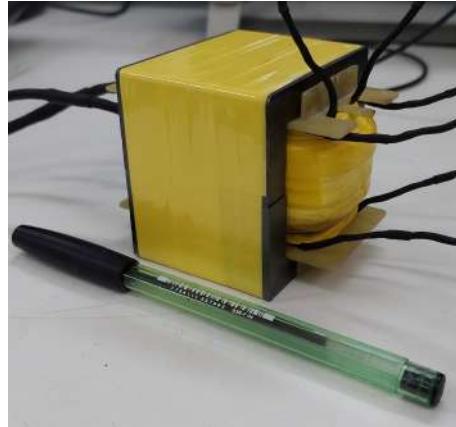
Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

Tabela 13 – Parâmetros do transformador acoplado construído.

Descrição	Valores
Resistência do primário 1	126 mΩ
Indutância de dispersão do primário 1	20,2 μH
Indutância de magnetização do primário 1	7,215 mH
Resistência do primário 2	135 mΩ
Indutância de dispersão do primário 2	11,5 μH
Indutância de magnetização do primário 2	7,218 mH
Resistência do primário 3	139 mΩ
Indutância de dispersão do primário 3	20,8 μH
Indutância de magnetização do primário 3	7,219 mH
Resistência do secundário	17 mΩ
Indutância de dispersão do secundário	5,4 μH
Indutância de magnetização do secundário	1,8 mH

Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

Figura 87 – Transformador acoplado construído.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

5.7 DIMENSIONAMENTO DOS INDUTORES DE TRANSFERÊNCIA DE POTÊNCIA

Para obter o valor das indutâncias de transferência de potência L_{d1} , L_{d2} e L_{d3} do conversor, consideram-se alguns parâmetros do circuito, valor da potência nominal e a escolha de um valor de ângulo *phase-shift* que proporcione a transferência da potência desejada. Portanto, deve ser levado em consideração as curvas de potência ativa e aparente obtidas.

Como o ângulo especificado é de 45° (0,125 normalizado), considera-se a condição apresentada em (187).

$$\delta \leq \frac{\pi}{2} \text{ e } 0 \leq \delta < \frac{M_d}{4} \quad (187)$$

Com base no exposto, a partir da equação (188), calcula-se o valor da indutância de transferência de potência em p.u.

$$L_{dy(pu)} = \left[\delta - \frac{M_d^2}{8 \cdot \pi} \cdot t_{R2;1} - \frac{4 \cdot \delta^2 \cdot t_{R2;1}}{\pi} - \frac{3 \cdot M_d \cdot \delta}{2 \cdot \pi} \cdot \sqrt{1 - \frac{16 \cdot \delta^2}{M_d^2}} \right] = 0,072 \quad (188)$$

Sendo $t_{R2;1}$ dado pela equação (189).

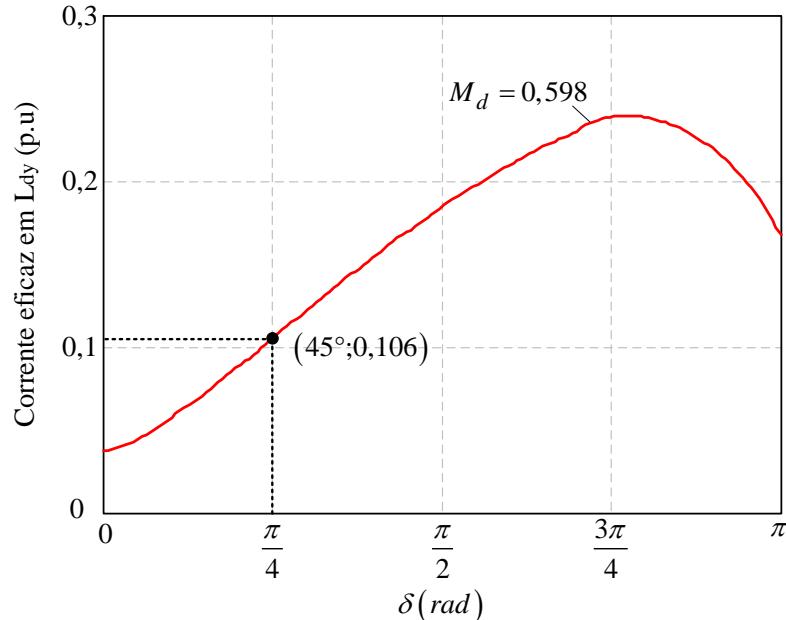
$$t_{R2;1} = \text{asen} \left(\frac{4\delta}{M_d} \right) \quad (189)$$

Substituindo-se o valor obtido em (188) e o valor da indutância base dada em (138) na expressão (190), obtém-se o valor das indutâncias de transferência de potência em *henry* (H), sendo $y = 1, 2, 3$.

$$L_{dy} = L_{dy(pu)} \cdot L_{dybase} = 515,43 \mu\text{H} \quad (190)$$

A corrente eficaz que circula por cada indutor de transferência de potência é facilmente obtida pela curva apresentada na Figura 88. Portanto, tem-se (191).

Figura 88 – Curvas de corrente eficaz nos indutores de transferência de potência



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

$$I_{L_{dyef}}(p.u) = 0,106 \quad (191)$$

Substituindo-se o valor dado em (191) e considerando-se a corrente de base dada em (29), obtém-se o valor da corrente eficaz em ampères(A) conforme equação (192).

$$I_{L_{dyef}} = I_{base} \cdot I_{L_{dyef}}(p.u) = 2,46 \text{ A} \quad (192)$$

A corrente máxima nos indutores de transferência de potência ocorre quando a razão cíclica é mínima. Com base nisso e em análise das regiões de operação realizada na seção 4.3.3.7, o valor máximo de corrente nos indutores de transferência pode ser obtido pela expressão (193).

$$I_{L_{dypk}} = \frac{n \cdot V_{sec} - 2 \cdot V_{dc1} \cdot d}{4 \cdot L_{dy} \cdot f_s} = 3,492 \text{ A} \quad (193)$$

De posse da corrente eficaz e valor de indutância é possível realizar o projeto físico dos indutores de transferência de potência. Os detalhes de projeto são apresentados no Anexo B tendo como principais parâmetros utilizados mostrados na Tabela 14.

Com os valores da Tabela 14, obtém-se do produto entre a área da secção transversal A_e e a área da janela do enrolamento A_w , o resultado $A_e A_w = 0,874 \text{ cm}^4$. Portanto, optou-se pela utilização do núcleo tipo E da fabricante TDK, modelo EE 42/21/15.

Na Tabela 15 apresentam-se os parâmetros construtivos dos indutores de transferência de potência.

Após a construção destes elementos magnéticos, obtiveram-se por meio de medições, seus parâmetros de indutância e resistência, apresentados na Tabela 16.

Tabela 14 – Parâmetros para o projeto dos indutores de transferência de potência.

Parâmetros	Valores
Densidade de fluxo magnético máxima (ΔB_{mx})	0,125 T
Densidade máxima de corrente (J_{mx})	450 A/cm ²
Fator de ocupação do enrolamento de cobre (K_w)	0,7
Frequência de comutação (f_s)	50 kHz
Indutância nominal (K_f)	470 μ H

Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

Tabela 15 – Parâmetros construtivos dos indutores de transferência de potência.

Parâmetros	Especificações
Núcleo escolhido	TDK EE-42/21/15
Material do núcleo	N87
Número de espiras	64
Condutor utilizado	AWG 25
Número de condutores em paralelo	3
Entreferro	1,582 mm
Perdas no cobre	1,06 W
Perdas no núcleo	1,056 W
Perdas totais	2,12 W
Elevação de temperatura	31,8 °C

Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

Tabela 16 – Parâmetros dos indutores de transferência de potência construídos.

Parâmetros	Valores
Indutância 1 (L_{d1})	449,4 μ H
Resistência da indutância 1 ($R_{L_{d1}}$)	0,21 Ω
Indutância 2 (L_{d2})	441,4 μ H
Resistência da indutância 1 ($R_{L_{d2}}$)	0,18 Ω
Indutância 3 (L_{d3})	443 μ H
Resistência da indutância 1 ($R_{L_{d3}}$)	0,20 Ω

Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

5.8 DIMENSIONAMENTO DO CAPACITOR DE BLOQUEIO CC

Em conversores com estruturas em ponte completa ou meia ponte, geralmente emprega-se um capacitor em série com o enrolamento primário do transformador. Caso haja circulação de corrente contínua nos enrolamentos do transformador, que podem levá-lo a sua saturação, emprega-se o uso deste capacitor.

Com o objetivo de evitar a saturação do núcleo do transformador pode-se utilizar além de um capacitor de bloqueio também aplicar o controle da corrente CC circulante. Nesta tese, optou-se pelo uso de capacitores de bloqueio em série com os enrolamentos primários do transformador. Seu dimensionamento é realizado com base no critério apresentado em (BARBI, 2007), em que o capacitor série (C_{DC}) e a indutância L_{dy} formam um circuito ressonante, em que a frequência de ressonância é representada pela expressão (194).

$$f_{res} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_{dy}C_{DC}}} \quad (194)$$

Pela equação (195), obtém-se o valor da capacitância de bloqueio, sendo que f_r representa a frequência relativa, definida como sendo a razão entre a frequência de comutação pela frequência natural do circuito. Em (BARBI, 2007) recomenda-se $f_r = 10$ como um valor adequado.

$$C_{DC} = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot L_{dy}} \cdot \left(\frac{f_r}{f_s} \right)^2 \approx 4 \mu\text{F} \quad (195)$$

No protótipo, utilizou-se o capacitor de polipropileno de valor comercial de $2 \mu\text{F}$. As características destes capacitores são apresentadas na Tabela 17.

Tabela 17 – Especificações do capacitor de bloqueio CC.

Descrição	Especificações
Fabricante	Epcos
Tipo	Polipropileno
Modelo	B32669
Capacitância	$2 \mu\text{F}$
Tensão máxima	200 V

Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

5.9 DIMENSIONAMENTO DOS INTERRUPTORES

Na Tabela 18 são apresentados os esforços de corrente e tensão nos semicondutores do conversor, considerando a potência nominal, calculados e obtidos em simulação realizada no software *PSIM*. Sendo que $x = a; b; c$ e $z = 1; 2; 3; 4$, relacionados a posição dos semicondutores no conversor.

Tabela 18 – Esforços de corrente e tensão nos semicondutores.

Semicondutores	Valor Calculado	Valor Simulado
$I_{S_{zx,med}}$	0,937 A	0,994 A
$I_{S_{zx,ef}}$	2,758 A	2,858 A
$I_{D_{zx,med}}$	2,607 A	2,561 A
$I_{D_{zx,ef}}$	4,837 A	4,801 A
$V_{S_{prim,max}}$	600 V	600 V
$V_{D_{prim,max}}$	600 V	600 V
$I_{S_{sz,med}}$	0,75 A	0,865 A
$I_{S_{sz,ef}}$	3,464 A	3,224 A
$I_{D_{sz,med}}$	5,25 A	5,705 A
$I_{D_{sz,ef}}$	11,48 A	10,25 A
$V_{S_{sec,max}}$	300 V	300 V
$V_{D_{sec,max}}$	300 V	300 V

Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

Com base nos valores de corrente, tensão máxima e disponibilidade, é possível realizar a escolha dos semicondutores comerciais para o protótipo do conversor. Para os interruptores do lado primário do conversor optou-se pela utilização do IGBT modelo IKW40N120H3 da fabricante *Infineon Technologies* de tensão máxima de 1200 V. Já para os interruptores do lado secundário, foi escolhido o IGBT modelo IRG50B60PD1 também da fabricante *Infineon Technologies* de tensão máxima *dreno-source* de 600 V. As características elétricas mais detalhadas destes semicondutores são apresentadas na Tabela 19.

Tabela 19 – Especificações dos semicondutores de potência utilizados no protótipo.

Características	IKW40N120H3	IRG50B60PD1
Valor máximo da tensão dreno-fonte	1200 V	600 V
Valor máximo da corrente de dreno (100°)	40 A	33 A
Tempo de entrada em condução	57 ns	35 ns
Tempo de bloqueio	16 ns	20 ns
Encapsulamento	TO-247	TO-247
Corrente de recuperação reversa do diodo	16 A	10 A

Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

Considerando a metodologia de cálculo de perdas nos semicondutores apresentada na seção 4.3.7.1, obtém-se os valores das perdas em condução e comutação dos interruptores utilizados no projeto. Os resultados calculados podem ser vistos na Tabela 20.

A perda de energia total em um semicondutor do lado primário do conversor é dada pela expressão (196), enquanto que para um interruptor do lado secundário é calculada por (197).

$$P_{S_{prim}} = P_{S_{prim,cond}} + P_{S_{prim,on/off}} + P_{D_{prim,cond}} + P_{D_{prim,on/off}} = 27,6 \text{ W} \quad (196)$$

Tabela 20 – Especificações dos semicondutores de potência utilizados no protótipo.

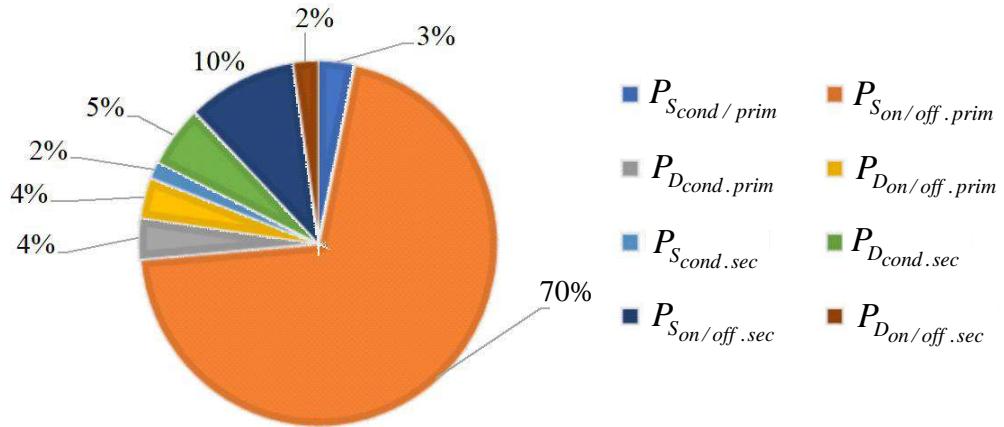
Descrição	Nomenclatura	IKW40N120H3	IRG50B60PD1
Perdas em condução nos interruptores	$P_{S_{cond}}$	1,1 W	1,64 W
Perdas em comutação nos interruptores	$P_{S_{on/off}}$	24,1 W	5,62 W
Perdas em condução dos diodos	$P_{D_{cond}}$	1,22 W	10,2 W
Perdas em comutação dos diodos	$P_{D_{on/off}}$	1,213 W	2,302 W

Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

$$P_{S_{sec}} = P_{S_{sec_cond}} + P_{S_{sec_on/off}} + P_{D_{sec_cond}} + P_{D_{sec_on/off}} = 19,8 \text{ W} \quad (197)$$

Na Figura 89, apresenta-se o gráfico em porcentagem das perdas estimadas nos semicondutores do conversor, perdas em condução e comutação.

Figura 89 – Estimativa das perdas nos semicondutores.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

Nota-se que as perdas por comutação dos interruptores do lado primário ($P_{S_{on/off}.prim}$) representam a maior parcela, representando 70 % das perdas totais nos semicondutores do conversor. Isso se deve ao fato do total de 12 interruptores no lado primário e a ausência de comutação suave.

5.10 ESTIMATIVA DE RENDIMENTO

Com a obtenção das perdas de potência em cada elemento do conversor, é possível realizar um cálculo da estimativa de rendimento do conversor proposto. Na Tabela 21 apresenta-se a relação dos principais elementos do conversor com suas respectivas perdas de energia.

Tabela 21 – Relação das perdas de energia nos elementos do conversor.

Elementos	Nomenclatura	Perdas(W)
Indutores de entrada	$P_{L_{xy}}$, x=a,b,c/y=1,2	9,16 W
Indutores de transferência de potência	$P_{L_{dz}}$, z=1,2,3	2,4 W
Transformador acoplado	P_{Tr}	13,6 W
Semicondutores do lado primário (S_{zx})	$P_{S_{prim}}$	27,6 W
Semicondutores do lado secundário	$P_{S_{sec}}$	19,8 W

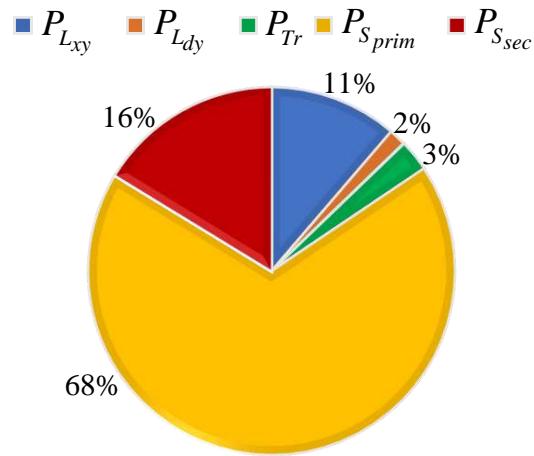
Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

Sendo assim, realiza-se o somatório das perdas dos elementos do conversor, conforme a expressão (198), resultando nas perdas totais. Constatata-se que 68 % das perdas de potência são provenientes dos semicondutores do lado primário.

$$P_{T_{conversor}} = 6 \cdot P_{L_{xy}} + 3 \cdot P_{L_{dz}} + P_{Tr} + 12 \cdot P_{S_{prim}} + 4 \cdot P_{S_{sec}} = 485,6 \text{ W} \quad (198)$$

Na Figura 90 apresenta as porcentagens estimadas de perdas nos elementos no conversor. Observa-se que a maior parcela de perdas é decorrente dos semicondutores do lado primário, representando 68 % do total de perdas.

Figura 90 – Estimativa das perdas totais no conversor proposto.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

Portanto, o rendimento do conversor é estimado por meio da expressão (199).

$$\eta = 1 - \frac{P_{T_{conversor}}}{P_{out}} = 83,81\% \quad (199)$$

5.11 PROJETO DE CONDICIONAMENTO DE SINAIS

Os circuitos de condicionamento de sinais e circuitos de instrumentação são responsáveis pela adequação dos sinais lidos e que serão processados por um processador digital (DSP)

ou recebidos pelo mesmo. São de fundamental importância para o correto funcionamento do conversor, a fim de alcançar os parâmetros desejados. Deste modo, são escolhidas as formas de se realizar a aquisição de sinais com a escolha de sensores de tensão e corrente. São também definidos os circuitos que realizam o tratamento dos sinais lidos pelos sensores e suas readequações, a fim de serem condicionados pelo DSP.

5.11.1 Condicionamento do Sinais de Tensão

O condicionamento das tensões de entrada é utilizado para aquisição de amostras das tensões de entrada, importantes para o circuito de sincronismo (PLL) e na estratégia de controle do conversor. Para atenuar os sinais de tensão da entrada, que apresentam valor nominal eficaz de 127 V optou-se por utilizar divisores resistivos, com um resistor de potência de valor comercial de $47\text{ k}\Omega/3\text{ W}$ (R_{Vin1}), conectado na entrada CA do conversor e um resistor de valor comercial de $1\text{ k}\Omega$ (R_{55}) na entrada do circuito de condicionamento. Portanto, o ganho dos sensores de tensão de entrada pode ser calculado pela equação 200 tendo como tensão de saída de pico do divisor resistivo mostrada na equação 201.

$$K_{Vin} = \frac{R_{55}}{R_{55} + R_{47\text{k}\Omega}} = 0,021 \quad (200)$$

$$V_{ref_{rede}} = V_{x_{ef}} \cdot K_{Vin} = 3,74\text{ V} \quad (201)$$

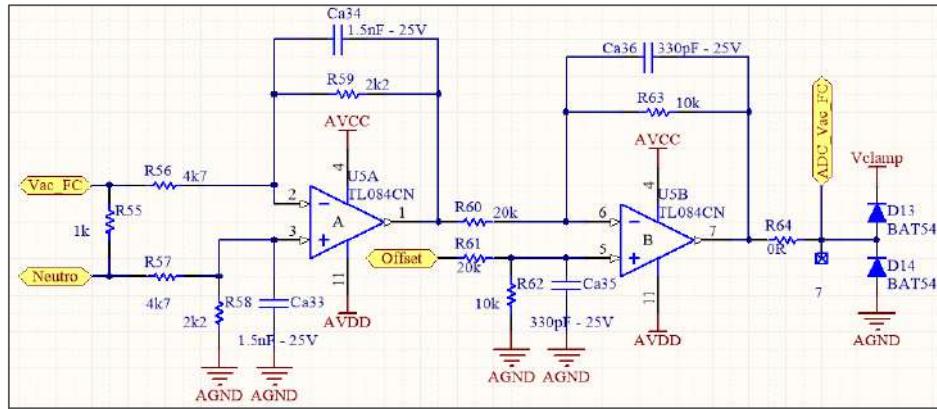
Entretanto, a tensão de saída do sensor equivalente a 3,74 V de pico, é ainda elevada para ser lida pelos conversores A/D (conversor analógico-digital) do DSP, os quais suportam apenas tensões positivas de até 3,3 V. Portanto, o sinal deve ser atenuado para valores menores que 3,3 V. Além disso, utiliza-se um circuito somador (*offset*), o qual soma 1,5 V ao valor medido, de modo que o sinal seja apenas positivo e aproximadamente igual a 1,5 V, representando metade da tensão suportada pelo A/D do DSP. Um filtro *anti-aliasing* também é implementado, o qual consiste de um filtro analógico do tipo passa-baixas, projetado para evitar a sub-amostragem dos sinais que poderiam ocasionar erros na execução dos controles digitais no DSP. O circuito de condicionamento aplicado para as tensões de entrada, é mostrado na Figura 91, com os respectivos valores de resistência e capacitância utilizados.

O ganho deste circuito de condicionamento é calculado pela equação (202) e o valor de tensão aplicado nas entradas ADC do DSP podem ser calculadas pela expressão (203).

$$G_{cond_{Vin}} = \frac{V_{ADC} - V_{offset} \cdot \left(\frac{R_{62}}{R_{61}} \right)}{V_{x_{pk}} \cdot K_{Vin} \cdot \left(\frac{R_{62}}{R_{61}} \right)} = 0,802 \quad (202)$$

$$V_{ADC_{Vac}} = \left(V_{x_{pk}} \cdot K_{Vin} \right) \cdot \left(\frac{R_{58}}{R_{57}} \right) \cdot \left(\frac{R_{62}}{R_{61}} \right) + V_{offset} \cdot \left(\frac{R_{62}}{R_{61}} \right) = 2,34\text{ V} \quad (203)$$

Figura 91 – Circuito de condicionamento para tensão de entrada.



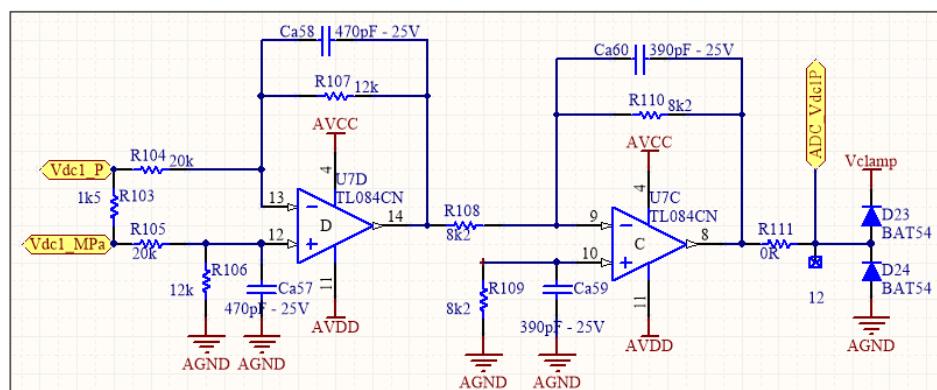
Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

Na leitura da tensão do barramento CC primário utilizou-se a mesma metodologia anteriormente descrita. Um divisor resistivo foi utilizado em cada metade do barramento CC, empregando-se resistores de valor comercial de $150\text{ k}\Omega/3\text{ W}$ conectados aos barramentos e um resistor de $1,5\text{ k}\Omega$ na entrada do circuito de condicionamento. O ganho do sensor de tensão do barramento CC primário é dado pela expressão (204). O sinal de tensão do barramento CC, por ser positivo, não necessita do circuito somador para *offset*.

$$K_{Vdc1} = \frac{R_{103}}{R_{103} + R_{150\text{k}\Omega}} = 10 \cdot 10^{-3} \quad (204)$$

O circuito de condicionamento implementado para receber a aquisição do sinal do divisor resistivo é ilustrado na Figura 92. São adicionados na saída um circuito limitador de tensão composto por diodos, o qual realiza o grampeamento da tensão, não permitindo que tensões maiores do que $3,3\text{ V}$ sejam impostas nos conversores A/D do DSP.

Figura 92 – Circuito de condicionamento da tensão do barramento CC.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

Pela expressão (205), calcula-se o ganho do circuito de condicionamento da tensão no

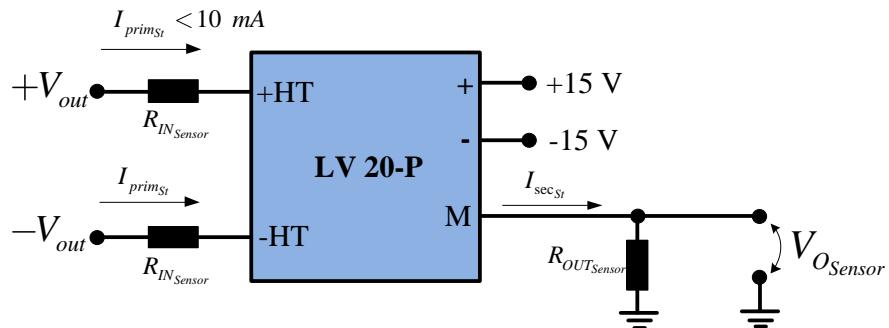
barramento CC. A tensão de saída deste circuito é obtida pela equação (206).

$$G_{condVdc1} = \frac{V_{ADC} \cdot R_{108}}{V_{dc1} \cdot K_{Vdc1} \cdot R_{109}} = 0,878 \quad (205)$$

$$V_{ADC_{Vdc1}} = V_{dc1} \cdot K_{Vdc1} \cdot \left(\frac{R_{106}}{R_{105}} \right) \cdot \left(\frac{R_{109}}{R_{108}} \right) = 2,05 \text{ V} \quad (206)$$

Para a leitura do sinal da tensão de saída do conversor, optou-se pelo uso do sensor da fabricante LEM, modelo LV 20-P, que opera por efeito hall, fornecendo saída em corrente e capacidade de medição de tensão máxima de 500 V. A Figura 93 apresenta o diagrama esquemático do circuito deste sensor de tensão. Conforme o *datasheet* do fabricante, há a necessidade de colocar um resistor na entrada deste sensor com a finalidade de limitar a corrente. Portanto, foi calculada uma resistência de $50 \text{ k}\Omega$ para o primário do sensor, a fim de que quando o conversor estiver na sua tensão nominal de saída de (300 V), a corrente no primário do sensor ($I_{prim_{LV}}$) não ultrapasse o limite de 10 mA. Esta resistência é calculada pela equação (207), considerando $k_{LV} = 1$ e corrente limite de 8 mA.

Figura 93 – Diagrama esquemático do circuito do sensor de tensão LEM modelo LV 20-P.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

$$R_{IN_{sensor}} = \frac{k_{LV} \cdot V_{out}}{I_{prim_{LV}}} = 37,5 \text{ k}\Omega \quad (207)$$

Considerou-se um valor de resistor comercial de $50 \text{ k}\Omega$ para o lado primário do sensor. A corrente de saída do sensor é obtida pela expressão (208), parâmetro necessário para o cálculo da resistência de saída do sensor, dada pela equação (209). Foi adotado 5 V como tensão de referência da saída ($V_{ref_{out}}$).

$$I_{sec_{LV}} = 2,5 \cdot I_{prim_{LV}} = 20 \text{ mA} \quad (208)$$

$$R_{OUT_{St}} = \frac{V_{ref_{out}}}{I_{sec_{St}}} = \frac{5 \text{ V}}{20 \text{ mA}} = 250 \Omega \quad (209)$$

O circuito de condicionamento para o sinal de tensão de saída é semelhante ao utilizado para o barramento CC do primário. O ganho deste circuito e o seu valor de tensão de saída, são calculados pelas expressões (210) e (211), respectivamente.

$$G_{condV_{out}} = \frac{V_{ADC} \cdot R_{108}}{V_{ref_{out}} \cdot R_{109}} = 0,662 \quad (210)$$

$$V_{ADC_{V_{out}}} = V_{ref_{out}} \cdot \left(\frac{R_{106}}{R_{105}} \right) \cdot \left(\frac{R_{109}}{R_{108}} \right) = 2,52 \text{ V} \quad (211)$$

5.11.2 Condicionamento dos Sinais de Corrente

Os sensores de corrente utilizados no projeto são da fabricante LEM, modelo LTSR 15-NP. Estes sensores são alimentados com uma tensão de 5 V e oferecem três formas diferentes de configuração de seus terminais para medição de corrente, conforme a aplicação. Optou-se neste projeto a configuração com 3 espiras, oferecendo uma corrente eficaz nominal de 5 A no primário do sensor (I_{pn}). Dessa forma, o ganho do sensor é calculado pela expressão (212).

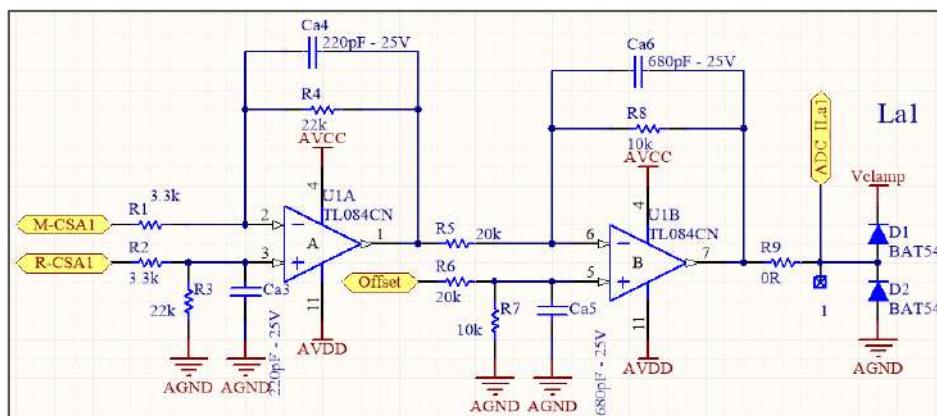
$$K_{iLem} = \frac{0,625 \text{ V}}{I_{pn}} = 0,125 \Omega \quad (212)$$

O sinal de saída do sensor é em tensão e possui um *offset* de 2,5 V. A tensão máxima de saída do sensor de corrente pode ser calculada pela equação (213).

$$V_{out_{LEM}} = 2,5 \text{ V} + \left(0,625 \text{ V} \cdot \frac{I_{ido}}{I_{pn}} \right) = 0,1254 \text{ V} \quad (213)$$

São também incorporados no circuito de condicionamento filtros *anti-aliasing*, como mostrado na Figura 94.

Figura 94 – Circuito de condicionamento para corrente de entrada.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

O ganho do circuito de condicionamento apresentado na Figura 94 é dado pela expressão (214).

$$G_{cond_I} = \frac{V_{ADC} - V_{offset} \cdot \left(\frac{R7}{R6} \right)}{I_{x_{pk}} \cdot K_{iLem} \cdot \left(\frac{R7}{R6} \right)} = 4,311 \quad (214)$$

Sendo que V_{ADC} é a tensão limite dos conversores análogicos digitais do DSP, delimitados em 3 V, a variável V_{offset} a tensão de *offset* de 1,5 V e a corrente de pico da entrada $I_{x_{pk}}$. O valor de tensão aplicado nas entradas A/D do DSP podem ser calculadas pela expressão (215).

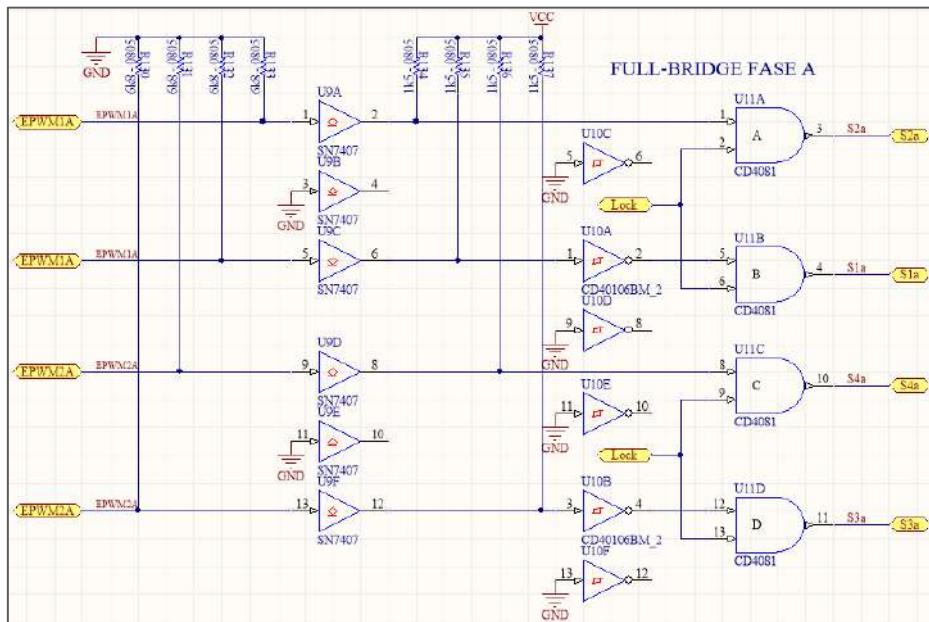
$$V_{ADC_{ILx1}} = (I_{x_{pk}} \cdot K_{iLem}) \cdot \left(\frac{R3}{R1} \right) \cdot \left(\frac{R7}{R6} \right) + V_{offset} \cdot \left(\frac{R7}{R6} \right) = 2,43 \text{ V} \quad (215)$$

5.11.3 Circuito Buffer de Tensão

Os pulsos de comando para os interruptores, gerados pelo DSP, possuem tensão máxima de 3,3 V. No entanto, os *drivers* escolhidos para o acionamento dos semicondutores exigem pulsos com níveis altos de tensão com valor de 15 V. Portanto, é necessário a utilização de um circuito que realize a amplificação dos sinais de tensão provenientes do DSP. Para esta finalidade, optou-se pela utilização do circuito integrado (CI) modelo SN7407 de seis canais do tipo coletor aberto, para implementação de um circuito *Buffer*.

Além disso, utilizou-se o CI modelo CD40106 para realizar a lógica complementar dos pulsos de comando, pois o DSP utilizado não possui saídas PWM suficientes para os 16 interruptores do conversor. Também foi implementado um circuito de intertravamento com CIs modelo CD4081, sendo possível desabilitar todos os interruptores de uma só vez. Na Figura 95, apresenta-se o esquemático do circuito *buffer* e demais circuitos auxiliares descritos, aplicados para quatro interruptores da estrutura, sendo que para os demais utilizou-se o mesmo esquema.

Figura 95 – Circuito *buffer* de tensão e demais circuitos auxiliares.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

5.11.4 Circuito do *Driver*

Os circuitos utilizados para o acionamento dos interruptores do conversor são *drivers* comerciais modelo DRO100D25A da fabricante *Supplier*. A alimentação desses circuitos de acionamento é realizada com a fonte auxiliar modelo DS320-08A, fabricada pela mesma empresa. Dentre as características do *driver* DRO100D25A, se destacam as relacionadas abaixo:

- Projetados para o acionamento de transistores de até 1200 V;
- Configurados para o acionamento de dois interruptores;
- Frequência de comutação de até 100 kHz;
- Garantem isolação entre os circuitos de comando e potência pelo optoacoplador HCPL-316J;
- Corrente máxima de saída de 2,5 A;
- Possui proteção contra curto-circuito e sub-tensão da fonte de alimentação;
- Proporciona ajuste de tempo morto;
- Realiza o monitoramento da tensão de saturação.

As proteções incorporadas aos circuitos de acionamento, quando habilitadas, desabilitam a comutação dos interruptores, tendo fundamental importância para minimizar a possibilidade de danos em caso de acidentes ou falhas durante a operação do conversor.

5.11.5 Processador digital de sinais

O processador digital de sinais (DSP) utilizado no projeto foi o modelo TMS320F28335 da fabricante *Texas Instruments*. O DSP proporciona a implementação das malhas de controle digital, aquisições de sinais, geração dos sinais de comando (PWM) dos interruptores e comunicação com a placa de condicionamento de sinais. Optou-se por seu uso devido a sua boa reputação, confiabilidade e por ter sido estudado e implementado em vários trabalhos realizados na área de Eletrônica de Potência. Este dispositivo tem como principais características as apresentadas abaixo:

- Frequência de *clock* de 150 MHz;
- Operação com ponto flutuante;
- 12 saídas PWM com temporizadores de 16 bits;
- 16 canais de conversores AD de 12 bits;
- Três contadores (CPU *Timers*) de 32 bits.

O DSP TMS320F28335 apresenta em seu conversor analógico digital resolução de 12 bits. Os sinais de entrada dos conversores A/D devem ser limitados entre 0 V e 3 V. Logo, o ganho inserido por um conversor A/D nas malhas de controle é obtido conforme a equação (216)

$$K_{ADC} = \frac{2^{12} - 1}{3 \text{ V}} = 1365 \quad (216)$$

5.12 PROJETO DOS CONTROLADORES

Nesta seção serão apresentados aspectos relacionados ao controle do conversor proposto, conforme Figura 45, divididos em quatro partes a saber: controlador de tensão total do barramento CC primário, controlador de tensão diferencial do barramento CC primário, controladores das correntes de entrada e controlador da tensão de saída.

Estes controladores são projetados seguindo a metodologia de resposta em frequência. Além disso, são seguidos alguns requisitos básicos geralmente aplicados em eletrônica de potência, a fim de garantir a estabilidade do sistema e boa resposta dinâmica (BARBI, 2007; OGATA, 2010):

- Erro nulo em regime permanente;
- Margem de fase entre 30° e 90° ;
- A frequência de cruzamento por zero da malha de corrente deve ser pelo menos quatro vezes menor que a frequência de comutação do conversor;
- A frequência de corte das malhas de tensão do barramento devem ser iguais ou menores do que uma década abaixo da frequência da rede elétrica;
- Inclinação da curva, para o sistema em malha aberta, na passagem por 0 dB deve ser de -20 dB/dcada .

Os ganhos dos sensores e dos circuitos de condicionamento foram calculados e apresentados anteriormente, no entanto, no projeto dos controladores digitais, optou-se por ganhos unitários internamente no DSP. Desse modo, após a leitura pelo conversor analógico-digital, o valor salvo no registrador é multiplicado pelos ganhos inversos dos sensores. Assim, os valores salvos apresentam-se iguais aos valores reais da operação do conversor.

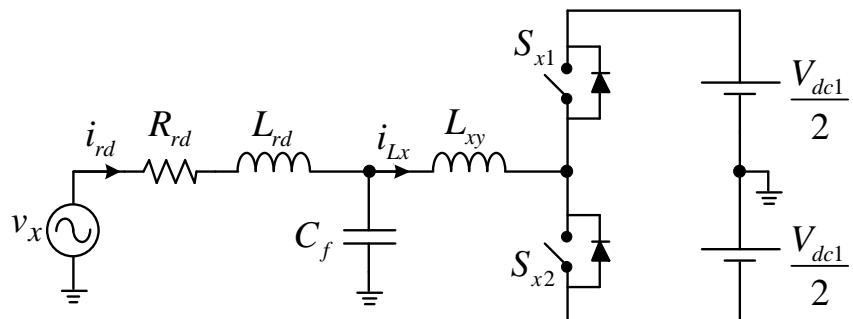
No projeto dos controladores, primeiramente realiza-se a discretização das plantas que estão no domínio contínuo $G(s)$ para o domínio discreto $G(z)$. As funções de transferência definidas em z então são convertidas para o plano w , utilizando-se da transformação bilinear de *Tustin*. Dessa forma, os controladores discretos podem ser projetados por meio de diagramas de *Bode*, empregados no plano s (OGATA, 2010).

No DSP os controladores devem ser configurados por equações a diferenças, portanto, as funções de transferência dos controladores são novamente convertidas para o plano z a fim de obter-se as variáveis das equações a diferenças.

5.12.1 Controladores das Correntes de Entrada

As malhas de controle das correntes de entrada são responsáveis por controlar diretamente as razões cíclicas dos interruptores, com o objetivo de garantir que as correntes de entrada sejam senoidais e estejam em fase com as tensões de entrada, obtendo-se elevado fator de potência. Portanto, os controladores devem proporcionar elevada banda passante. Como é utilizado o ponto central no barramento CC e há somente o defasamento de 180° em relação aos braços em meia ponte, pode-se utilizar o circuito representado na Figura 96 para a obtenção da função de transferência da corrente de entrada, sendo $x = a, b, c$ e $y = 1, 2$.

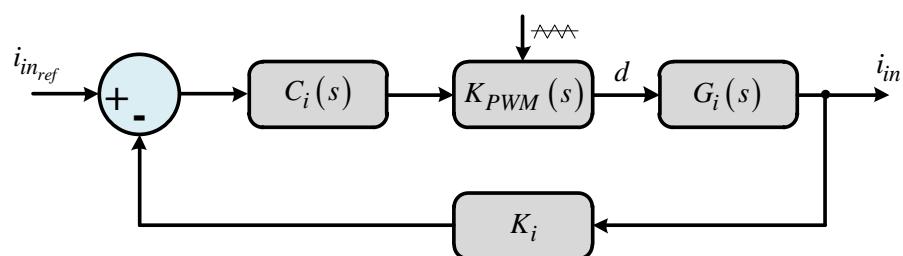
Figura 96 – Circuito para obtenção da planta de corrente.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

A Figura 97 apresenta a malha de controle de corrente separada das malhas de tensão.

Figura 97 – Malha de controle de corrente.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

A função de transferência que relaciona a corrente de entrada em uma das fases do conversor (i_{Lx}) com a razão cíclica é dada pela função (217) (CUNHA, 2015).

$$G_i(s) = \frac{i_{Lx}(s)}{d(s)} = \frac{V_{dc1} [s^2 (L_{rd}C_f) + s (R_{rd}C_f) + 1]}{s^3 (L_{rd}L_{xy}C_f) + s^2 (L_{xy}R_{rd}C_f) + s (L_{xy} + L_{rd}) + R_{rd}} \quad (217)$$

O ganho do sensor de corrente, representado por K_i , foi considerado unitário. A função de transferência do modulador PWM é representada pela função (218), em que $V_{tri_{pk}}$ é o valor de pico da portadora triangular.

$$K_{PWM}(s) = \frac{1}{V_{tri_{pk}}} \quad (218)$$

Para realizar o projeto do controlador de corrente, analisa-se primeiramente a função de transferência de laço aberto não compensada, dada por (219).

$$FTLAi_{nc}(w) = G_i(w) \cdot K_{PWM}(w) \cdot K_i \cdot K_{ADC} \quad (219)$$

Um controlador do tipo proporcional-integral é utilizado com uma frequência de cruzamento de 3,5 kHz e margem de fase em torno de 45° . Utilizando-se da ferramenta *sisotool* do software *MatLAB* e os requisitos para a estabilidade, obteve-se o controlador dado pela função (220), no plano w . Em seguida realiza-se a discretização do controlador do plano w para o plano z , por meio do método *Tustin*, o qual propicia menor distorção em comparação com a resposta contínua. O controlador de corrente discretizado é dado pela equação (221).

$$C_i(w) = \frac{(0,05861 \cdot w + 6,65)}{w} \quad (220)$$

$$C_i(z) = \frac{(0,05867 \cdot z - 0,05854)}{z - 1} \quad (221)$$

Aplicando-se o compensador projetado, tem-se a função de transferência de laço aberto compensada, representada pela expressão (222).

$$FTLAi_c(w) = G_i(w) \cdot K_{PWM} \cdot K_i \cdot K_{ADC} \cdot C_i(w) \quad (222)$$

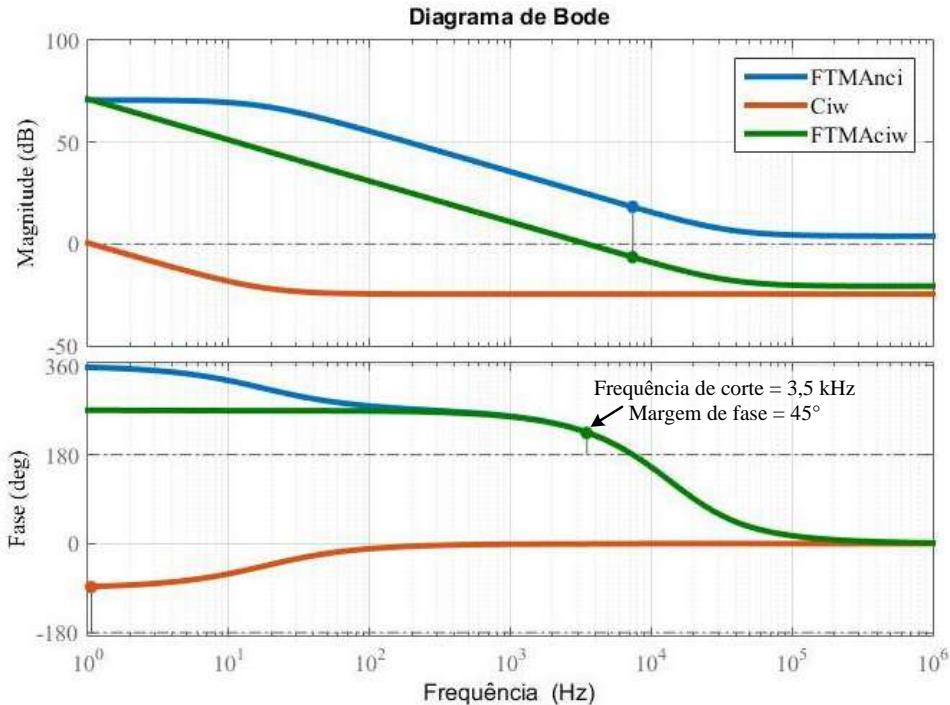
A Figura 98 apresenta o diagrama de *Bode* das funções de transferência não compensada e compensada e do controlador empregado.

Constata-se pelo diagrama de Bode que os critérios estabelecidos para o projeto do controlador são atendidos, obtendo-se um sistema estável. A banda passante da malha ficou em 3,5 kHz e margem de fase de 45° .

5.12.2 Controlador da Tensão de Barramento Total do Primário

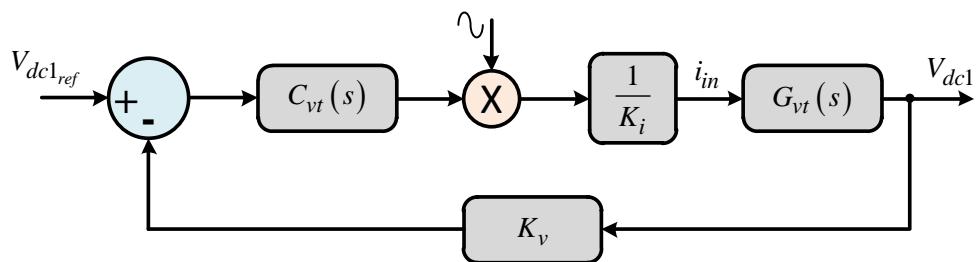
A malha de controle de tensão do barramento CC do lado primário é responsável pela regulação da tensão quando ocorrem eventuais variações de carga ou flutuações da rede elétrica. Além disso, esta malha de controle é responsável pela geração do sinal de referência da malha de controle de corrente. A banda passante geralmente usada é de uma década abaixo da menor frequência de ondulação de tensão sobre os capacitores do barramento primário. O diagrama em blocos da malha de controle de tensão total do barramento de CC primário pode ser visualizada na Figura 99.

Figura 98 – Diagrama de Bode das funções $FTLAi_{nc}(w)$, $C_i(w)$ e $FTLAi_w(w)$



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

Figura 99 – Malha de controle da tensão total do barramento primário.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

A função de transferência que relaciona a tensão total do barramento CC com a corrente de entrada é representada pela expressão (223) (CUNHA, 2015).

$$G_{vt}(s) = \frac{V_{dc1}(s)}{i_{rd_{pk}}(s)} = \frac{3}{2} \cdot \frac{V_{rd_{pk}}}{V_{dc1}} \cdot \frac{1}{s \cdot C_B} \quad (223)$$

A dinâmica da malha de tensão total do barramento é significativamente mais lenta que a malha de corrente, portanto, a malha de corrente é representada por um ganho cujo valor é inversamente proporcional ao ganho do sensor de corrente (K_i). Além disso, considera-se ganho unitário para o sensor de tensão K_v . Sendo assim, tem-se a função de transferência de laço aberto não compensada, representada por (224). O ganho K_m representa o ganho do multiplicador, dado por (225), em que H_{Vin} representa o ganho do sensor de tensão da rede elétrica, cujo valor é

inversamente proporcional a tensão de pico da rede elétrica.

$$FTLAvt_{nc}(w) = G_{vt}(w) \cdot \frac{1}{2K_i} \cdot K_v \cdot K_m \cdot K_{ADC} \quad (224)$$

$$K_m = \frac{V_{rd_{pk}}}{H_{Vin}} \quad (225)$$

Para proporcionar estabilidade na dinâmica da malha de tensão, também optou-se pelo emprego de um compensador do tipo proporcional-integral (PI). A frequência de cruzamento foi definida em torno de $f_{c_{vt}} = 12\text{ Hz}$. O zero foi alocado em $f_{z_{vt}} = 6\text{ Hz}$, a fim de obter-se margem de fase entre os valores estabelecidos. A função de transferência do controlador de tensão é representada em (226) no plano s e na expressão (227) no plano z .

$$C_{vt}(w) = \frac{(0, 102 \cdot w + 4, 59)}{w} \quad (226)$$

$$C_{vt}(z) = \frac{(0, 102 \cdot z - 0, 1011)}{z - 1} \quad (227)$$

Aplicando-se o controlador projetado, tem-se na Figura 100 o diagrama de *Bode* das funções de transferência não compensada e com e do controlador, a fim de verificar se o sistema torna-se estável.

Observa-se que a *FTLA* compensada possui frequência de cruzamento de 12 Hz e margem de fase de 60° , conferindo estabilidade ao sistema.

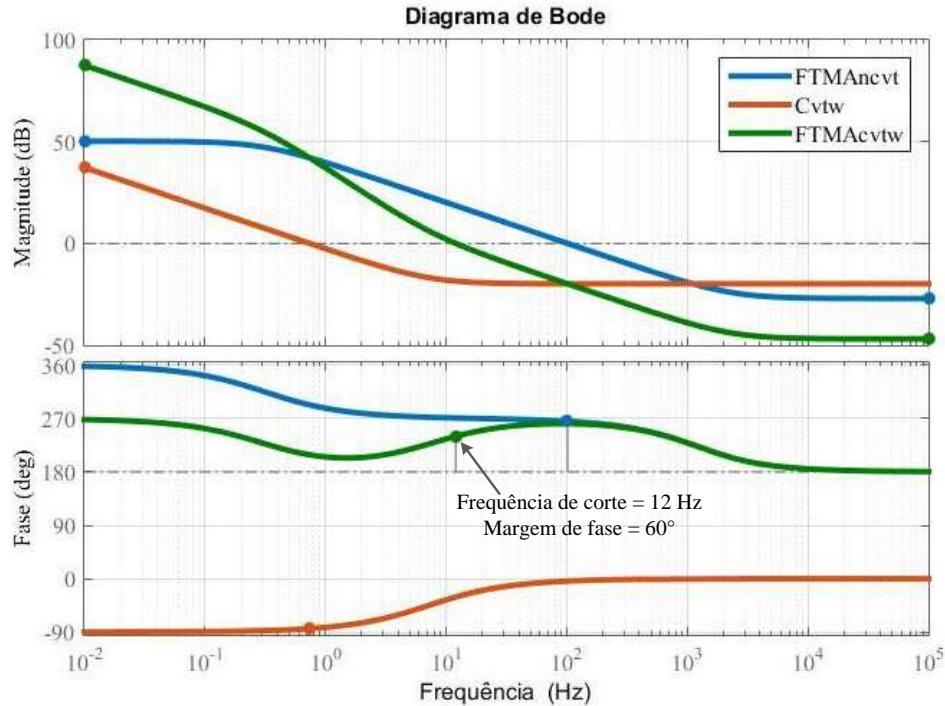
5.12.3 Controlador da Tensão Diferencial do Barramento Primário

A Figura 101 apresenta o diagrama de blocos da malha de controle de tensão diferencial do barramento, cujo objetivo é assegurar que as tensões sobre os capacitores do barramento CC sejam iguais, em condições como por exemplo: cargas não-lineares ou desequilibradas conectadas ao barramento, desequilíbrios nas tensões de entrada, diferença entre os valores dos componentes, entre outras.

Para o controle das tensões sobre os capacitores do barramento C_{B1} e C_{B2} , as mesmas são monitoradas e a diferença entre as tensões deve permanecer nula. Para que ocorra o balanço destas tensões, um nível CC é injetado no sinal de referência da malha de controle de corrente, para que um capacitor seja mais carregado ou descarregado que o outro, corrigindo desequilíbrios eventuais. Portanto, a função de transferência da tensão diferencial no barramento CC primário (G_{vd}) representa o comportamento dinâmico da tensão diferencial entre os capacitores C_{B1} e C_{B2} frente a uma variação de corrente contínua no indutor na entrada do conversor (CUNHA, 2015). Portanto, tem-se na expressão (228) esta função de transferência.

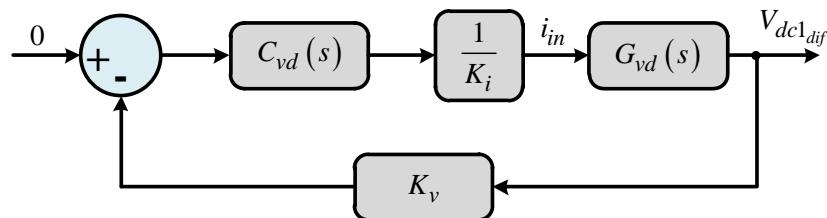
$$G_{vd}(s) = \frac{V_{B1}(s) - V_{B2}(s)}{i_{rd}(s)} = \frac{3}{2 \cdot C_{Btotal}} \quad (228)$$

Figura 100 – Diagrama de Bode das funções $FTLAvt_{nc}(w)$, $C_{vt}(w)$ e $FTLAvt_c(w)$



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

Figura 101 – Malha de controle da tensão diferencial do barramento primário.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

Logo, a função de transferência de laço aberto sem o compensador ($FTLAvd_{nc}(w)$) tem sua expressão representada em (229).

$$FTLAvd_{nc}(w) = G_{vd}(w) \cdot K_v \cdot \frac{1}{2K_i} \cdot K_{ADC} \quad (229)$$

Do mesmo modo que o controle da tensão total do barramento, a banda passante da malha de controle de tensão diferencial deve ser menor que a menor frequência de ondulação de tensão sobre os capacitores C_{B1} e C_{B2} . Ao analisar o diagrama de Bode da $FTLAvd_{nc}(s)$ sem o controlador, observa-se que a frequência de cruzamento está em torno de 79,6 Hz, sendo muito elevada para o sistema.

Optou-se, portanto, também pela utilização de um compensador do tipo proporcional-integral. Como a dinâmica da malha de controle da tensão diferencial é lenta, a determinação dos

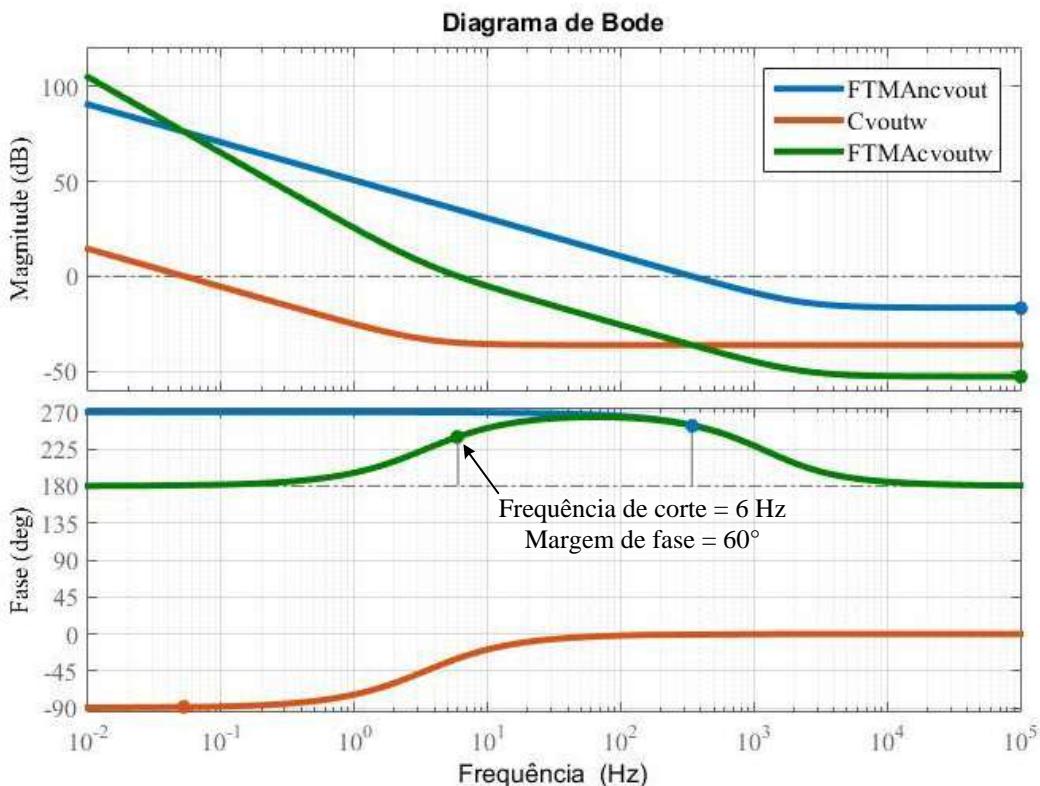
parâmetros do controlador foi realizada adotando-se uma frequência de cruzamento em torno de $f_{c_{vd}} = 6 \text{ Hz}$. Portanto, as expressões (230) e (231) representam o compensador adotado na malha de controle da tensão diferencial do barramento primário no plano w e plano z , respectivamente.

$$C_{vd}(w) = \frac{(0,01539 \cdot w + 0,3311)}{w} \quad (230)$$

$$C_{vd}(z) = \frac{(0,01539 \cdot z + 0,01535)}{z - 1} \quad (231)$$

Na Figura 102 apresentam-se as respostas em frequência, em diagrama de Bode, das funções de transferência não compensada ($FTLAvd_{nc}(w)$), compensada ($FTLAvd_c(w)$) e do controlador ($C_{vd}(w)$). Observa-se que com o controlador projetado o sistema torna-se estável e de acordo com os requisitos de projeto, resultando em frequência de corte de 6 Hz e margem de fase de 60° .

Figura 102 – Diagrama de Bode das funções $FTLAvd_{nc}(w)$, $C_{vd}(w)$ e $FTLAvd_c(w)$.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

5.12.4 Controlador da Tensão de Saída

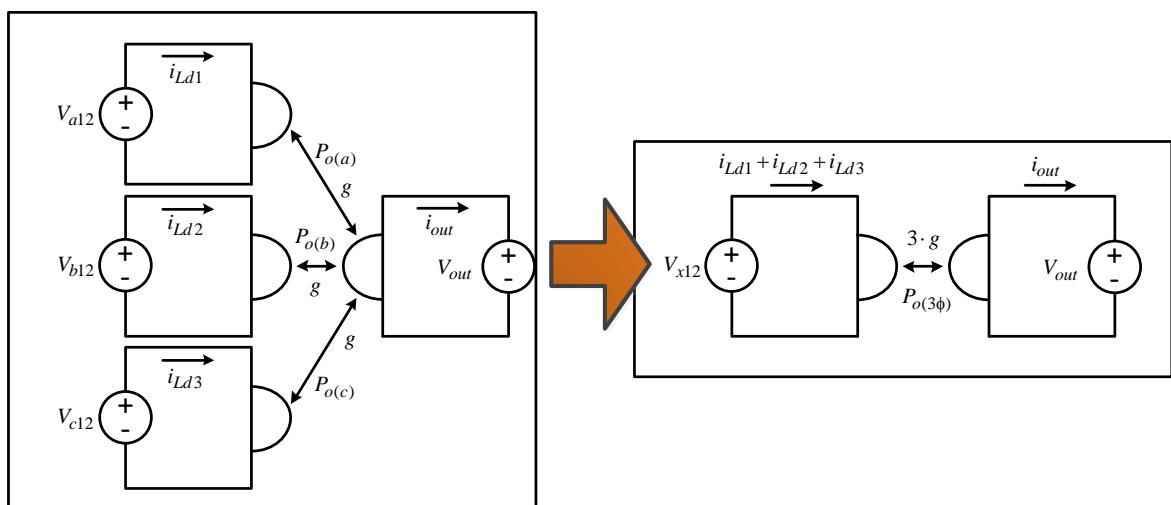
A modelagem da malha de controle da tensão de saída (tensão do secundário) é realizada com base no conceito de *gyrator*, utilizado em conversores do tipo DAB e proposto inicialmente

na literatura por (TELLEGREN, 1948). Segundo este autor, o *gyrator* é um dos cinco elementos lineares utilizados em circuitos elétricos e que pode ser visto como uma variação do transformador. É considerado como uma rede de duas portas, uma de entrada e outra de saída, acopladas por meio de um coeficiente denominado girostático.

Estudos como os apresentados em (SANTOS, 2011), (FILHO, 2015), (DE ALMEIDA, 2016) mostram que o *gyrator* apresentou bons resultados simplificando o circuito do conversor e facilitando o entendimento e estudo do comportamento dinâmico e alguns fenômenos.

Aplicando-se esta teoria generalizada, o conversor proposto pode ser representado por um circuito *gyrator* de duas portas, sendo a porta de entrada única representada por três portas que representam os três enrolamentos do primário, e a porta de saída o lado secundário, conforme Figura 103.

Figura 103 – Representação generalizada do conversor proposto em circuitos *gyrator*



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

A potência de saída pode ser representada pela expressão (232), resultante da soma das potências transferidas por cada uma das portas de entrada.

$$\left\{ \begin{array}{l} P_{o(3\phi)} = g \cdot \frac{V_{a12}}{n} \cdot V_{out} + g \cdot \frac{V_{b12}}{n} \cdot V_{out} + g \cdot \frac{V_{c12}}{n} \cdot V_{out} \\ P_{o(3\phi)} = 3 \cdot g \cdot \frac{V_{x12}}{n} \cdot V_{out} \end{array} \right. \quad (232)$$

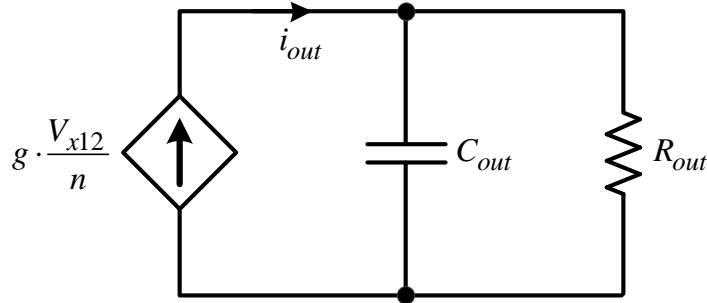
O coeficiente girostático é representado pela expressão (233), sendo também dado pela equação (234), em que o ângulo δ é dado em radianos.

$$g = \frac{P_{o(3\phi)}}{3 \cdot \frac{V_{x12}}{n} \cdot V_{out}} \quad (233)$$

$$g = \frac{3}{\omega_s \cdot L_{dy}} \cdot \delta_{rad} \cdot \left(1 - \frac{|\delta_{rad}|}{\pi} \right) \quad (234)$$

O conversor ainda pode ser apresentado por um modelo elétrico, o qual representa a injeção de corrente na porta de saída dada por V_{out} , que pode ser representada dinamicamente por um filtro capacitivo e a carga. Este modelo elétrico é apresentado na Figura 104.

Figura 104 – Modelo elétrico do conversor utilizando a teoria de *gyrator*



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

Considerando-se o filtro capacitivo de saída e a carga, tem-se portanto, a função de transferência que fornece o comportamento da tensão de saída descrita por (235).

$$G_{V_{out}}(s) = \frac{V_{out}(s)}{\delta(s)} = \left[\frac{3}{\omega_s \cdot L_{dy}} \cdot \delta_{rad} \cdot \left(1 - \frac{|\delta_{rad}|}{\pi} \right) \right] \cdot \frac{R_{out}}{R_{out} \cdot C_{out} \cdot s + 1} \quad (235)$$

Adotando-se ganho unitário para o sensor da tensão de saída K_{Vout} , a função de transferência de laço aberto não compensada é dada por (236).

$$FTLA_{V_{out}nc}(w) = G_{Vout}(w) \cdot K_{Vout} \quad (236)$$

Optou-se pela utilização de um controlador do tipo proporcional-integral com frequência de cruzamento em 120 Hz e limitação da margem de fase em 45°. Desta forma, tem-se em (237) e (238), as expressões que representam o compensador da tensão de saída no plano w e z , respectivamente.

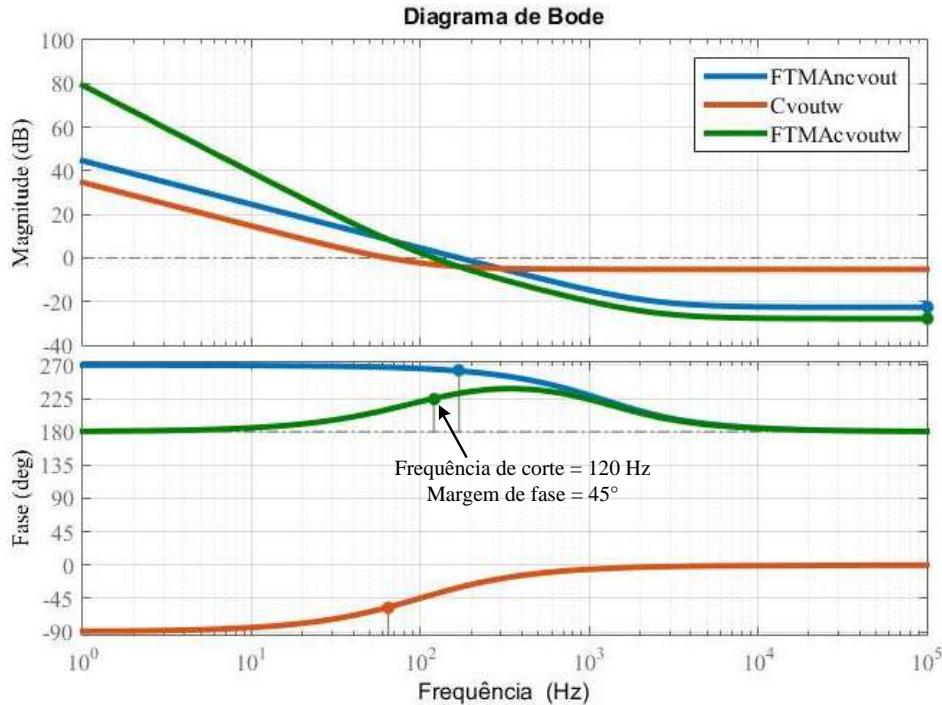
$$C_{vout}(w) = \frac{0,5471 \cdot w + 338,6}{w} \quad (237)$$

$$C_{vout}(z) = \frac{0,581 \cdot z + 0,5132}{z - 1} \quad (238)$$

Na Figura 105, tem-se o diagrama de Bode da funções de transferência de laço aberta não compensada, compensada e do controlador projetado.

Observa-se que o controlador foi corretamente projetado, garantindo a frequência de cruzamento desejada e uma margem de fase de 45°, proporcionando estabilidade ao sistema.

Figura 105 – Diagrama de Bode das funções $FTLA_{vout_{nc}}(s)$, $C_{vout}(s)$ e $FTLA_{vout_c}(s)$.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

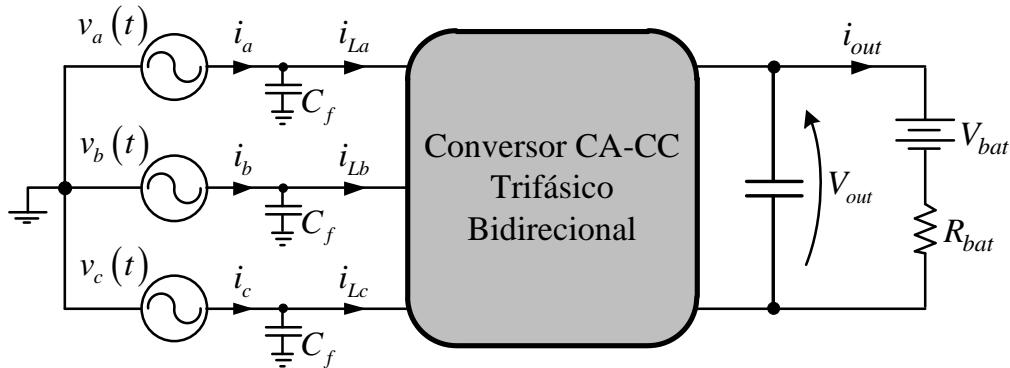
5.13 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Com todos os principais elementos do conversor dimensionados e com os controladores projetados é possível realizar simulações numéricas a fim de validar todas as análises, equacionamentos e procedimentos de projeto. Nas simulações consideram-se ideais todos os componentes da topologia e os resultados são obtidos com o conversor operando em malha fechada no lado secundário do transformador e a fonte de tensão V_{out} é substituída por um filtro capacitivo em paralelo com uma carga resistiva. Para realizar as simulações utilizou-se o software *PSIM*, buscando-se verificar os aspectos operacionais e de desempenho do conversor proposto, considerando os parâmetros nominais conforme dados da Tabela 7. Primeiramente, apresentam-se os resultados em regime permanente, com o conversor operando como retificador, e por fim os resultados da operação como inversor, possibilitando a análise de transitórios.

5.13.1 Operação no Modo Retificador

No modo retificador o fluxo de potência tem sentido do fluxo de potência da rede elétrica para a saída, ou seja, no modo de carregamento da bateria (G2V). Neste modo, o conversor é configurado em ambiente de simulação conforme a Figura 106. Na saída foi considerado um modelo de bateria, constituído de uma fonte de tensão e uma resistência série. Para o cálculo desta resistência série considerou-se uma fonte de tensão de 295 V. Como a tensão de saída nominal é de 300 V e a corrente nominal de saída é de 10 A, obtém-se o valor de $0,5 \Omega$ para R_{bat} .

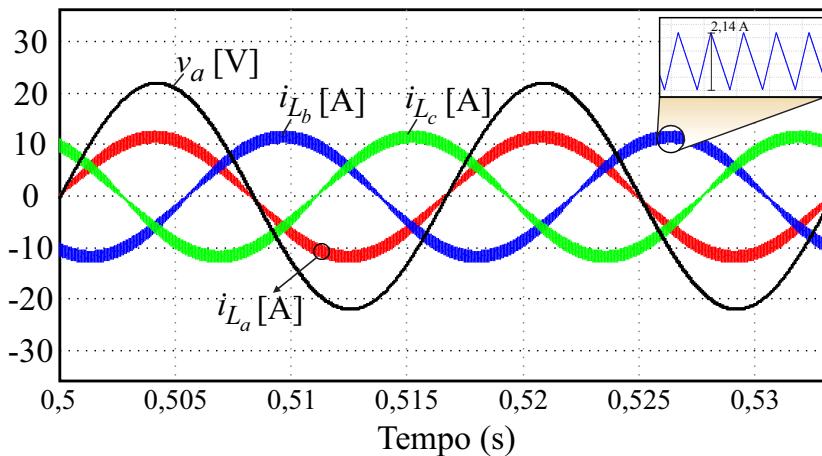
Figura 106 – Resultados de simulação: Configuração do circuito para operação no modo retificador.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

Na Figura 107 apresentam-se os comportamentos das correntes de entrada do conversor, após o capacitor de filtro e antes dos indutores de entrada *interleaved*, e da tensão de entrada da fase *a* da alimentação trifásica. Observa-se que a corrente de entrada i_{La} do conversor está em fase com a tensão da rede $v_a(t)$ e possui formato senoidal, resultando em elevado fator de potência e baixa distorção harmônica (THD).

Figura 107 – Resultados de simulação: Correntes de entrada do conversor e tensão da rede $v_a(t)$.

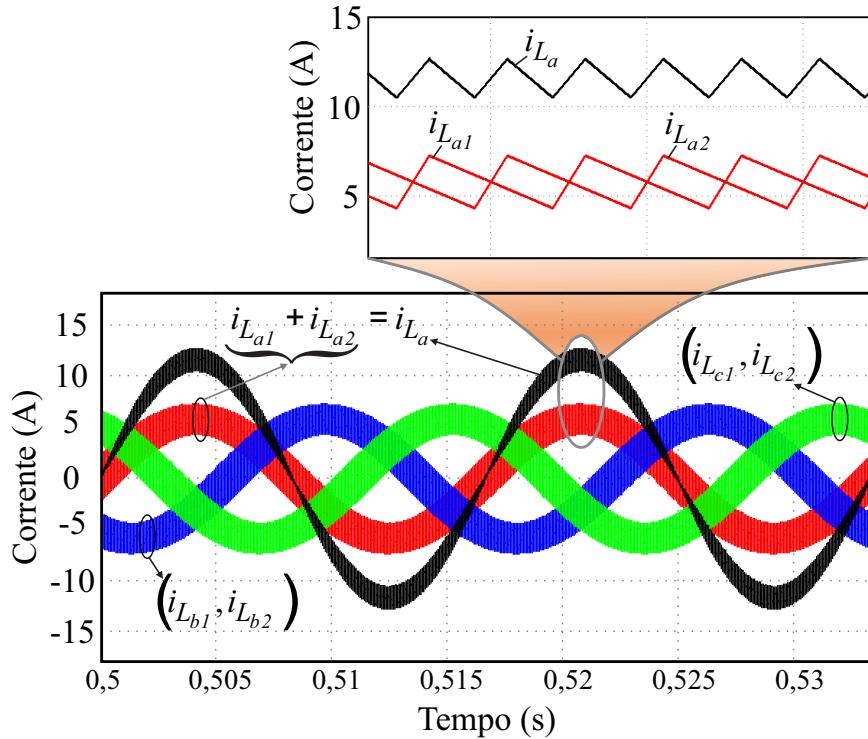


Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

Foi obtido um fator de potência de 0,997 e uma THD de 4,6 %. A ondulação de corrente de entrada apresentou-se em conformidade com as especificações, sendo aproximadamente igual a 20 % da corrente de entrada do conversor. Na Figura 108, apresentam-se as formas de onda de corrente nos indutores *interleaved* L_{a1} , L_{a2} , L_{b1} , L_{b2} , L_{c1} e L_{c2} .

Constata-se pelo resultados que a técnica *interleaving* dos indutores de entrada proporciona que a corrente de entrada i_{La} do conversor seja igual a soma das correntes nos indutores L_{a1} e L_{a2} , sendo que estas estão defasadas entre si em 180° . Portanto, observa-se que a ondulação de

Figura 108 – Resultados de simulação: Correntes nos indutores *interleaved*.

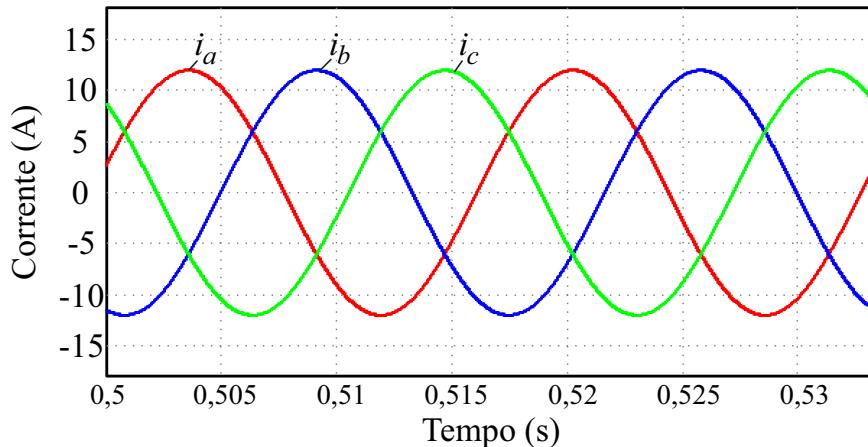


Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

corrente na entrada do conversor é reduzida com a utilização desta técnica de intercalamento dos indutores.

Ainda analisando os resultados de simulação da entrada do conversor, as correntes das três fases da rede elétrica podem ser observadas na Figura 109, destacando a ação do filtro da entrada projetado.

Figura 109 – Resultados de simulação: Correntes de entrada das três fases da rede elétrica.

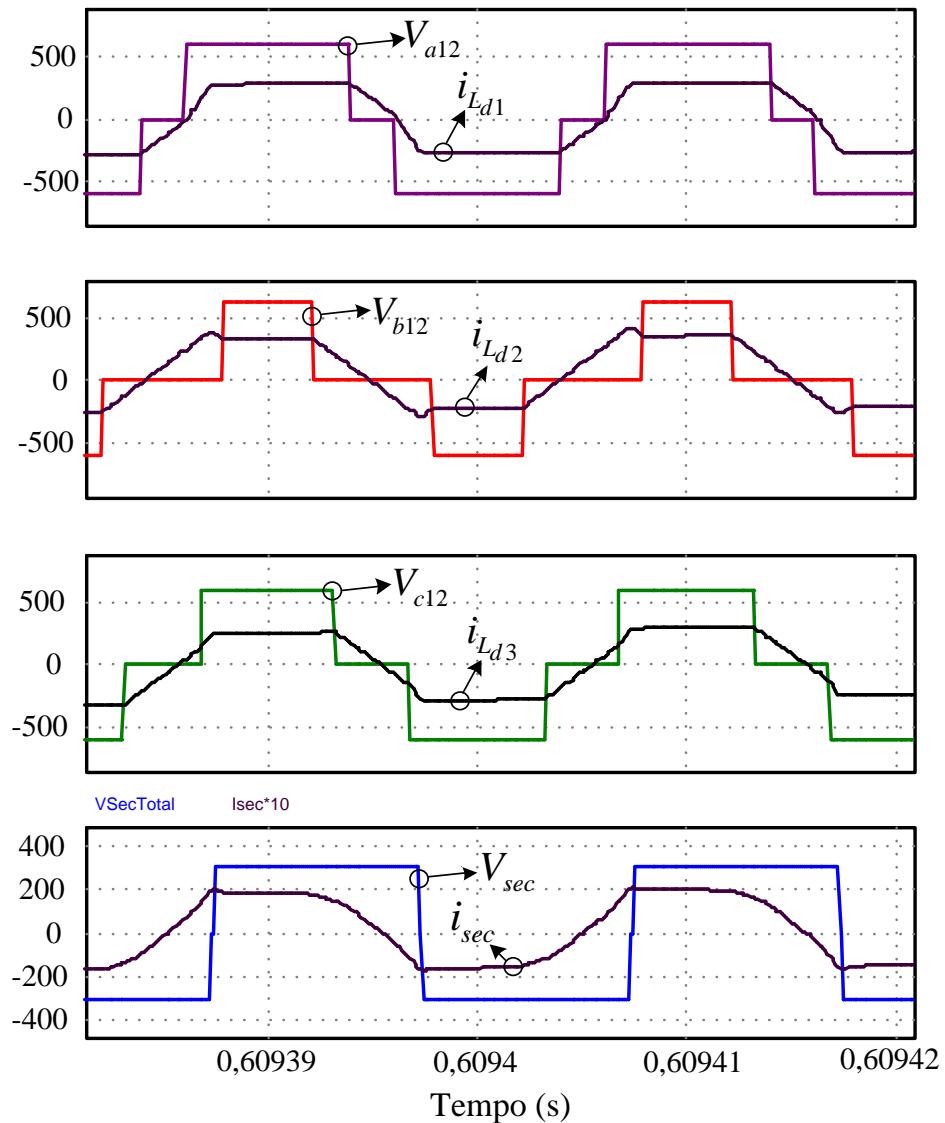


Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

Quando o conversor opera com ângulo *phase-shift* δ positivo, sua operação é no modo

retificador, em que o fluxo de potência ocorre do lado primário ao secundário do transformador. Na Figura 110, podem ser visualizadas a tensão em uma das pontes do lado primário V_{a12} , a tensão no lado secundário V_{sec} e a corrente no indutor de dispersão L_{d1} . Com a inserção do capacitor de bloqueio em série com o enrolamento primário, observa-se que a corrente no indutor de dispersão não apresenta nível CC.

Figura 110 – Resultados de simulação: Tensões nos lados primário (V_{a12} , V_{b12} e V_{c12}) e lado secundário (V_{sec}) e correntes no indutores de transferência de potência L_{d1} , L_{d2} e L_{d3} (modo retificador).

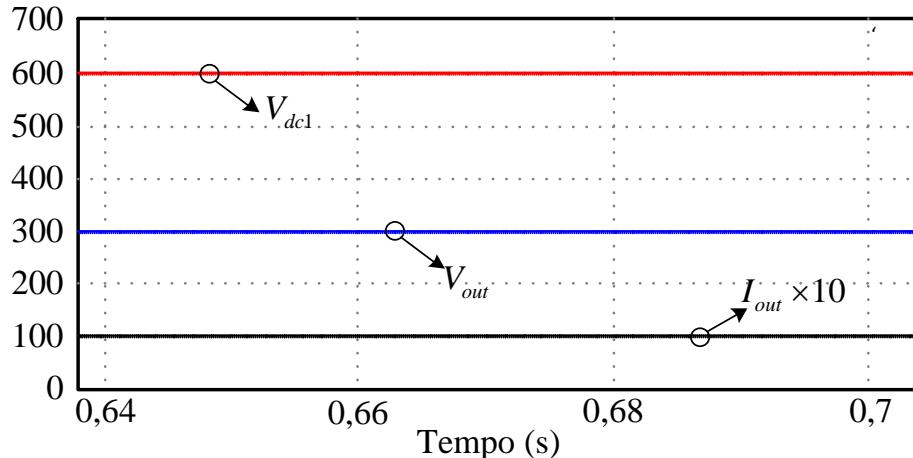


Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

O comportamento da tensão no barramento CC primário, tensão de saída e corrente de saída são apresentados na Figura 111. Observa-se que a tensão de barramento permanece constante no valor nominal de 600 V, assim como a tensão de saída em 300 V, resultando na relação de transformação do transformador igual a 2, como especificado em projeto. A corrente

de saída tem valor de 10 A, sendo que no gráfico foi multiplicada por 10 para melhor visualização na escala, resultando na potência de 3 kW.

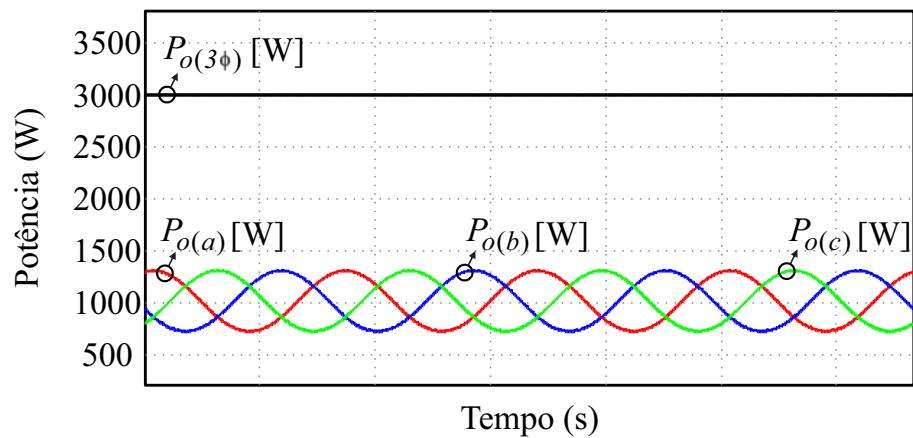
Figura 111 – Resultados de simulação: Tensão no barramento CC primário V_{dc1} , tensão de saída (V_{out}) e corrente de saída ($I_{out} \times 10$).



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

Na Figura 112, apresentam-se as curvas de variação das potências transferidas do primário ao secundário e da potência total, resultante da soma das três potências de cada fase. Observa-se a obtenção de uma potência trifásica constante, transferida por meio da defasagem angular fixa entre o primário e secundário. Com este resultado valida-se o procedimento de projeto dos indutores de transferência de potência e escolha do ângulo δ .

Figura 112 – Resultados de simulação: Potências transferidas pelas três fases do primário ao secundário e potência total transferida para a saída.

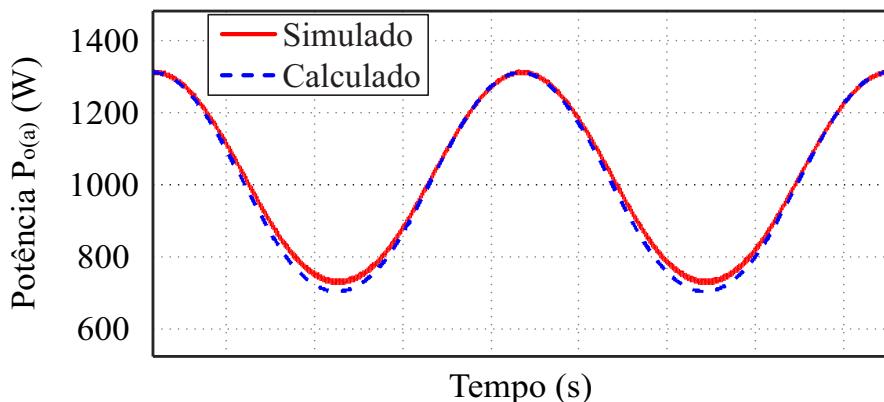


Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

A fim de validar o equacionamento, na Figura 113 apresentam-se as curvas de variação de potência na fase a da topologia, obtida matematicamente por meio da análise quantitativa e

da obtida por simulação. Observa-se que os pontos são aproximadamente equivalentes, apresentando uma potência média próxima de 1 kW, para ambos os casos. Com estes resultados o equacionamento e projeto realizados são validados.

Figura 113 – Resultados de simulação: Comparação entre os comportamentos das variações de potência calculada e simulada.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

5.13.2 Operação no Modo Inversor

Para a verificação da resposta dinâmica e da ação dos controladores de tensão dos barramentos primário e secundário e das malhas de controle das correntes de entrada, aplica-se a inversão do fluxo de potência, em que o conversor passa a operar como inversor. Além do mais, este modo de operação comprova a característica de bidirecionalidade do conversor proposto.

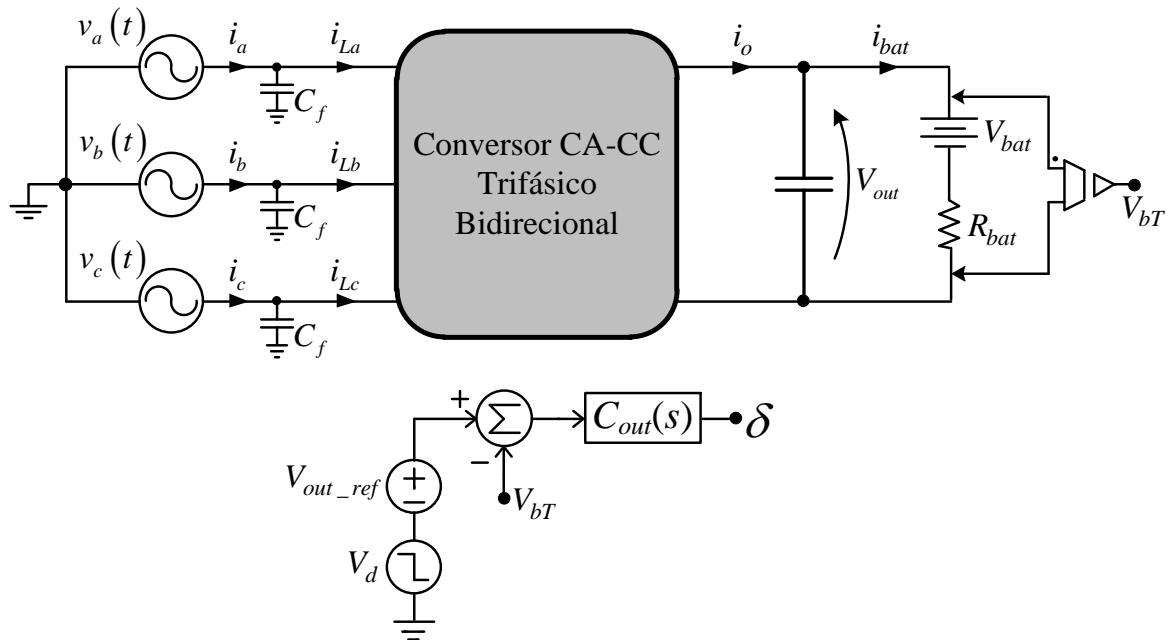
No ambiente de simulação, conforme Figura 114, para que ocorra a inversão do fluxo de potência é necessário que a tensão na bateria (V_{bat}) torne-se maior que a tensão de saída do conversor (V_{out}). Dessa forma, aplica-se um degrau decrescente (V_d) na referência da tensão de saída do controlador ($V_{out.ref}$), fazendo com que a corrente na bateria i_{bat} seja maior que a corrente i_o . Desse modo, a potência inverte seu sentido, do mesmo modo que o ângulo *phase-shift* δ e as correntes de entrada do conversor e da rede elétrica.

Deste modo, o conversor operando no modo retificador (extraíndo 3 kW da rede elétrica) passa a operar no modo inversor (injetando 3 kW na rede elétrica). Desta forma, tem-se na Figura 115 a corrente de entrada do conversor juntamente com a tensão de entrada da fase a e a tensão no barramento primário.

Observa-se a ocorrência da inversão do fluxo em $t = 0,55s$, em que a corrente de entrada é controlada com sentido inverso e a tensão no barramento CC primário é regulado em 600 V.

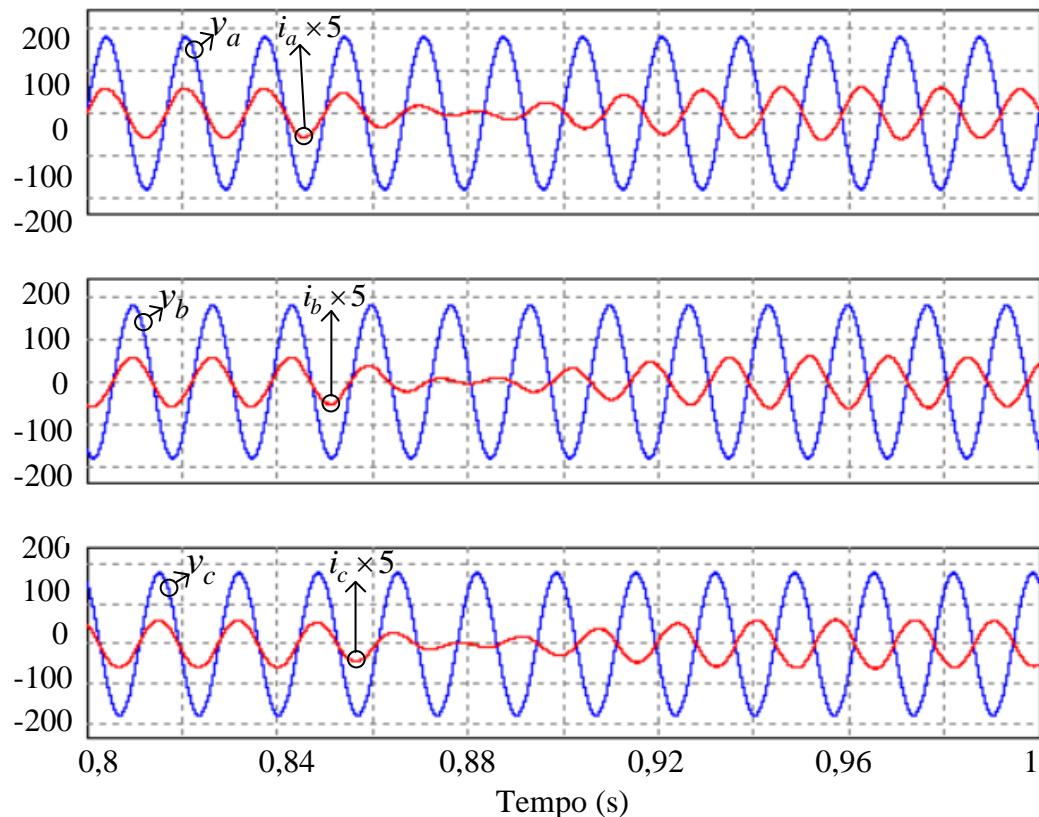
Na Figura 116 têm-se as formas de onda de tensão no primário e no secundário e de corrente no indutor de transferência de potência L_{d1} , quando o conversor tem sua operação no modo inversor.

Figura 114 – Resultados de simulação: Configuração do circuito para operação no modo inversor.



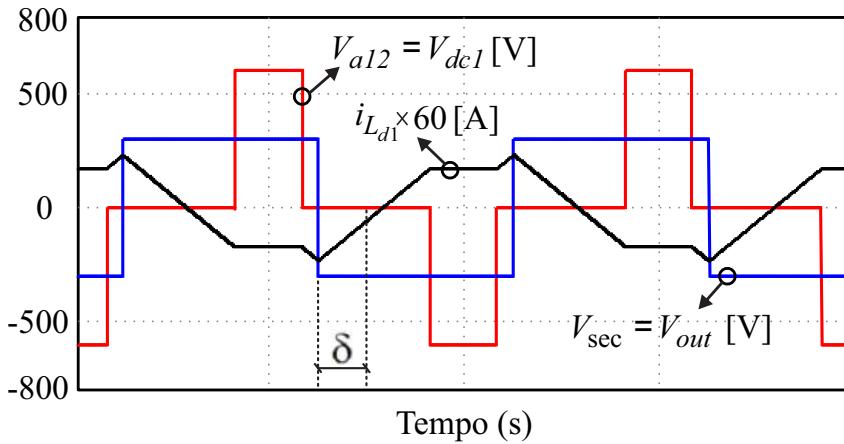
Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

Figura 115 – Resultados de simulação: Tensões e correntes de entrada do conversor.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

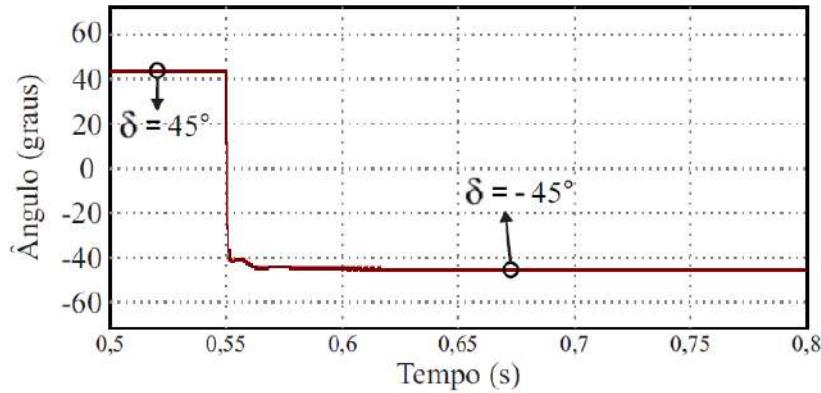
Figura 116 – Resultados de simulação: Tensões do lado primário e secundário e corrente no indutor de dispersão L_{d1} (modo inversor).



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

Na Figura 117, apresentam-se o comportamento do ângulo *phase-shift* δ durante a inversão do fluxo de potência. Observa-se que durante o modo de operação como retificador o ângulo δ e no modo inversor o ângulo passa a ser negativo, invertendo o sentido do fluxo de potência.

Figura 117 – Resultados de simulação: Comportamento do ângulo δ na inversão do fluxo de potência.

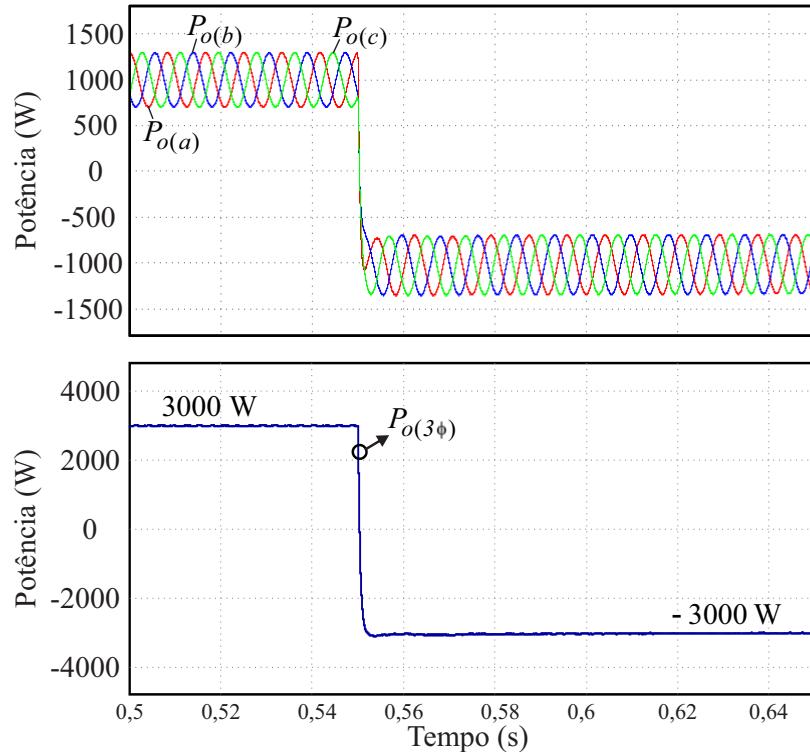


Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

Por fim, apresentam-se na Figura 118, os comportamentos das curvas de variação da potência ativa durante a alteração da operação do conversor do modo retificador para o modo inversor.

Nota-se que a potência média transferida por cada fase do conversor equivale a 1 kW durante o modo retificador e modo inversor, sendo a potência deste injetada na rede elétrica. Portanto, tem-se uma potência total quase constante de 3 kW, proveniente da soma das três potências pulsadas defasadas em 120° de cada fase do conversor. Estes resultados foram necessários para

Figura 118 – Resultados de simulação: Comportamento das curvas de potência ativa durante a mudança do modo retificador para o inversor.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

comprovar que a defasagem natural do sistema trifásico, possibilita a utilização de um ângulo constante e a transferência de potência também constante.

5.14 CONCLUSÃO

A partir da definição das especificações de projeto, neste capítulo é apresentado o dimensionamento dos componentes e projeto dos controladores para a construção do protótipo. Visando validar o funcionamento e dimensionamento dos componentes do conversor proposto, foram realizadas simulações numéricas, as quais justificaram todo o desenvolvimento teórico.

Os principais resultados de simulação em regime permanente foram apresentados, verificando-se a operação satisfatória e em conformidade com a teoria apresentada. As malhas de controle de corrente e tensão apresentaram bom desempenho, obtendo-se correntes de entrada senoidais com baixa distorção harmônica. O fator de potência obtido foi de 0,997 e as correntes de entrada do conversor apresentaram THD de aproximadamente 4,6 %.

Foi possível verificar a conformidade com a teoria e uma operação satisfatória da topologia com ângulo *phase-shift* δ constante, proporcionando a transferência de potência também constante na saída e mantendo as correntes de entrada senoidais e em fase com as tensões de entrada. Por meio das curvas de potência obtidas, foi possível analisar o comportamento da transferência de potência e definir os melhores parâmetros a serem adotados. A metodologia de projeto dos indutores de transferência de potência apresenta-se como uma contribuição da tese a outros trabalhos futuros, sendo diretamente relacionada com o ângulo δ especificado em projeto.

Ao se testar a bidirecionalidade do conversor, verifica-se que as malhas de controle das correntes de entrada e malhas de tensão dos barramentos primário e secundário atuam de maneira satisfatória diante do degrau realizado, cujo valor em módulo é de 200 %. Observa-se também a atuação do ângulo de defasamento δ , apresentando valor de 45° no modo retificador e -45° no modo inversor, conforme estipulado em projeto. O ângulo também apresenta-se constante e com reduzida ondulação. Isso comprova que o defasamento natural do sistema trifásico propicia a redução da ondulação de potência, possibilitando a aplicação de um ângulo δ constante e fixo e sendo possível a implementação em malha aberta no secundário.

6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

6.1 INTRODUÇÃO

Para a completa verificação das análises teóricas desenvolvidas no decorrer do documento, são realizados ensaios experimentais com protótipo do conversor proposto de 3 kW, construído conforme dimensionamento realizado no Capítulo 5. Inicialmente apresenta-se a estrutura física do protótipo montado e a relação dos seus principais componentes utilizados. Em seguida, são apresentados os procedimentos adotados para a realização dos ensaios, a fim de obter as principais formas de onda de operação do conversor.

Primeiramente são apresentados os principais resultados referentes a estrutura monofásica, aplicando-se a estratégia de modulação proposta e controle da tensão de saída por meio da defasagem do ângulo δ (VAN KAN R. F.; RAMOS, 2022). Ensaios com o conversor monofásico foram importantes no processo de desenvolvimento da pesquisa, servindo-se como base para o desenvolvimento do conversor trifásico.

Em seguida, apresentam-se os resultados obtidos com a topologia trifásica proposta, em regime permanente e operando no modo retificador. Duas situações são apresentadas: malha fechada com controle da tensão de saída pela variação do ângulo de defasamento, e malha aberta com a aplicação de um ângulo de defasamento constante. Por fim, a análise do comportamento dinâmico e da bidirecionalidade do conversor é realizada, observando-se a transição entre os modos retificador e inversor.

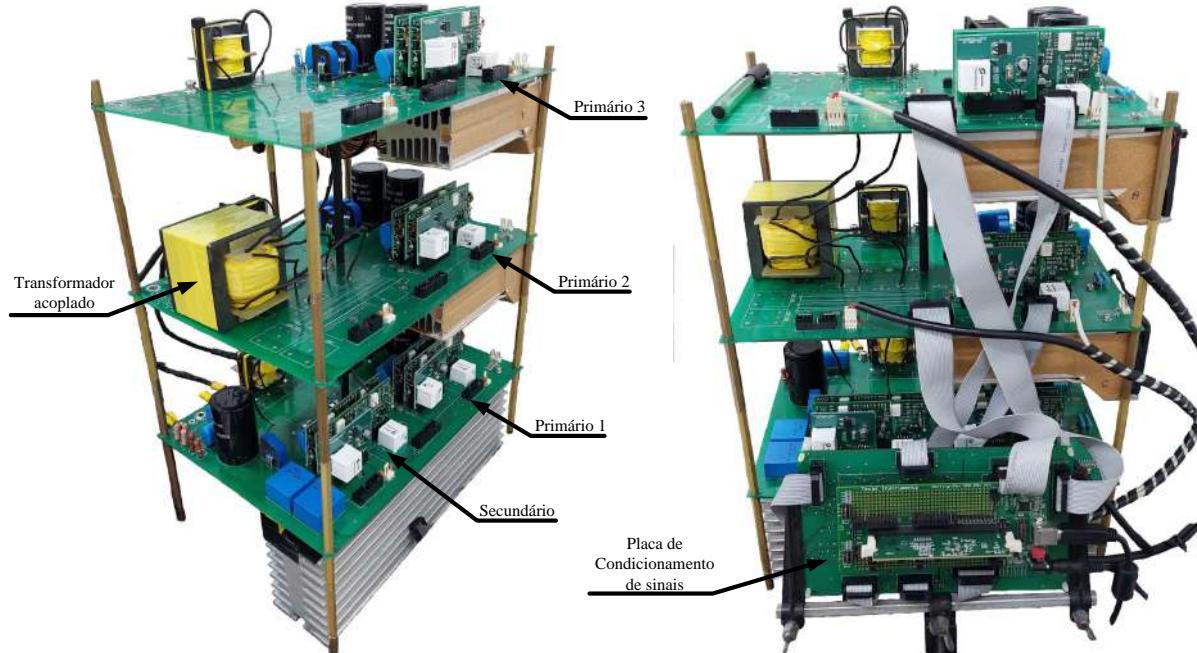
Comparando-se as operações da estrutura trifásica com a monofásica, são analisadas as principais diferenças e contribuições do conversor proposto. Além do mais, é realizada uma análise comparativa com outras duas topologias trifásicas da literatura.

6.2 PROTÓTIPO DO CONVERSOR

Na Figura 119, tem-se a foto do protótipo do conversor CA-CC trifásico bidirecional. Optou-se pela construção do protótipo em formato modular, composto de três placas de potência. São incorporadas nas placas de potência os circuitos de comando para os semicondutores, os sensores de corrente e tensão e os elementos magnéticos (indutores *interleaving de entrada*, indutores de transferência de potência e transformador acoplado). Na Tabela 22 são listados os principais componentes do protótipo e suas características.

A placa de condicionamento de sinais foi projetada para ser conectada ao *kit* de desenvolvimento TMS320F28335 da fabricante *Texas Instruments*. Na Figura 120 apresenta-se a foto do *layout* da placa de condicionamento, sendo seu *layout* apresentado no Anexo C do documento. Foram utilizados componentes SMD (*Surface Mounted Device*) que são miniaturizados em comparação aos componentes convencionais, possibilitando a montagem dos circuitos e do *layout* com tamanhos reduzidos, devido as pequenas dimensões.

Figura 119 – Protótipo do conversor CA-CC trifásico bidirecional e isolado.



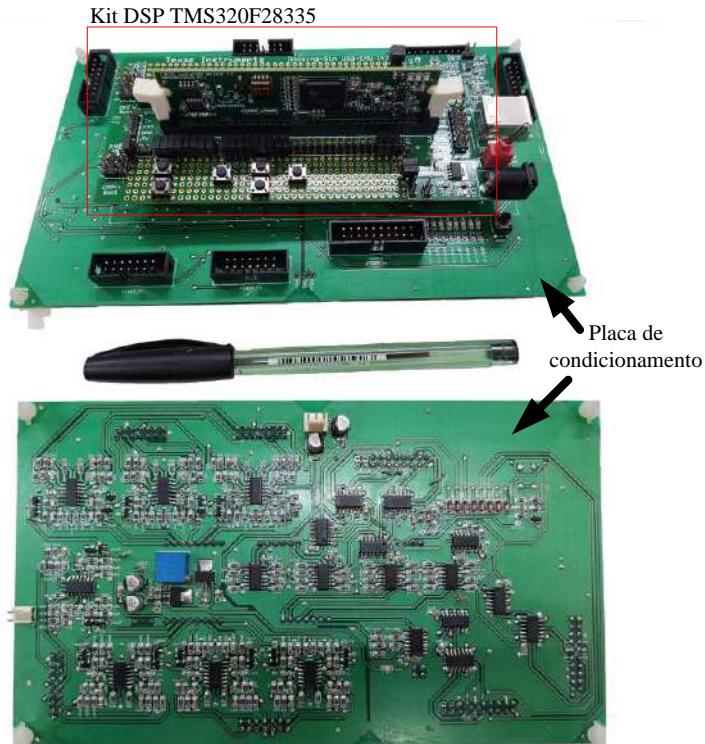
Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

Tabela 22 – Principais componentes do protótipo e suas características.

Componentes	Modelo	Especificação	Quantidade
IGBT (Infineon)	IKW40N120H3	1200V/40 A	12
IGBT (Intern. Rectifier)	IRGP50B60PD1	600V/33 A	4
Núcleos Toroidais (Magmattec)	MMTS60T5715	Sendust	12
Núcleos EE (TDK)	E 42/21/15	Ferrite	3
Núcleos EE (TDK)	E 65/32/27	Ferrite	2 (empilhados)
Capacitores do barramento primários (Epcos)	B43503-S5477-M91	450V/470 μ F	12
Capacitores do barramento secundário (Epcos)	B43303-A0687-M90	400V/680 μ F	2
Sensor de corrente (LEM)	LTSR-15-NP	15 A	7
Sensores de tensão (LEM)	LV 20-P	500V	2
Drivers (Supplier)	DRO100D25A	-	8
Fonte Aux. Driver (Supplier)	DS320-08A	-	4
Kit DSP (Texas Instruments)	TMS320F28335	-	1
Dissipador (TCT)	KM2-250 mm	Alumínio	2
Dissipador (Semikron)	P 0,53/450MM S/F	Alumínio	1/2

Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

Figura 120 – Placa de condicionamento e DSP TMS320F28335.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

6.3 RESULTADOS DO CONVERSOR CA-CC BIDIRECIONAL MONOFÁSICO

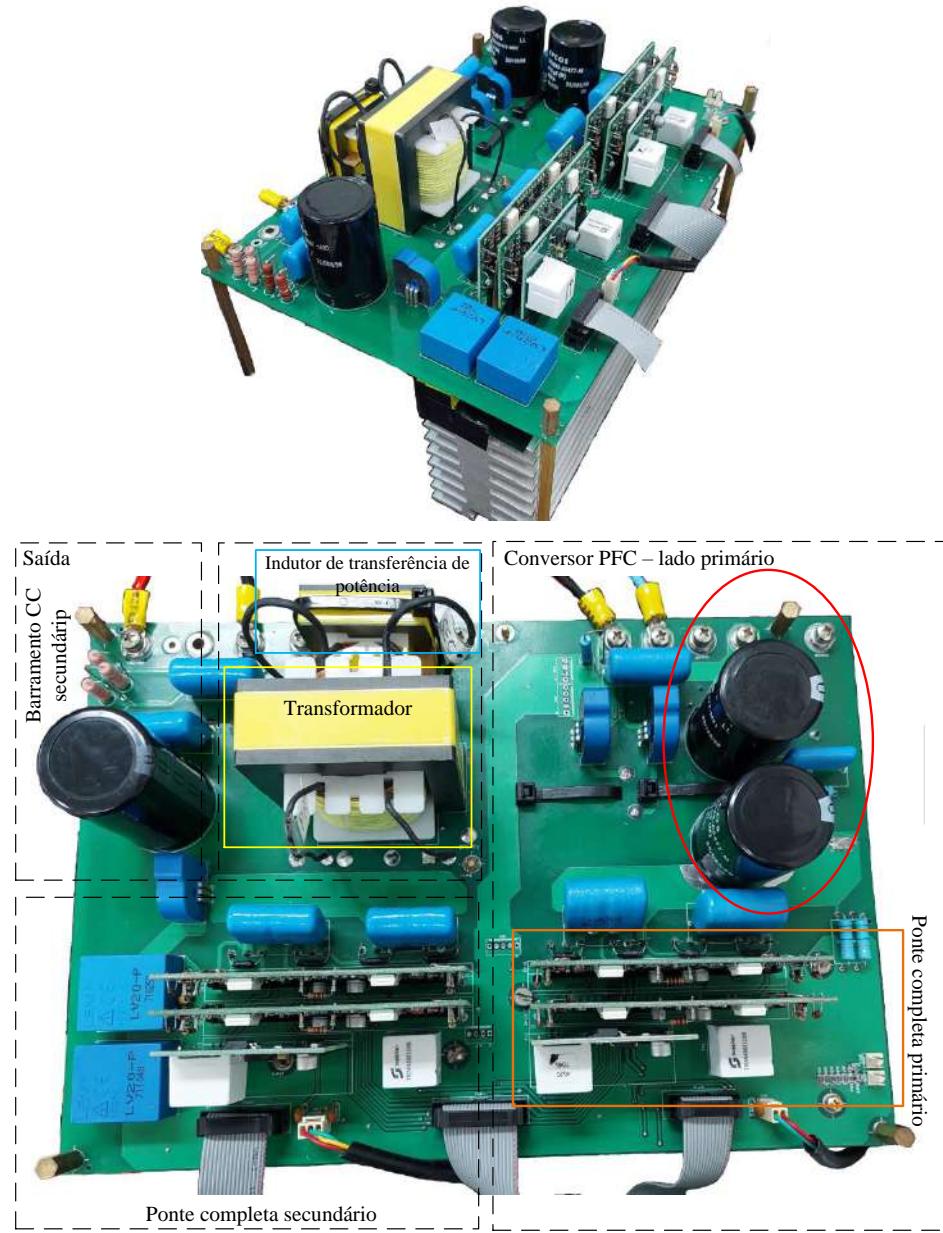
Na Figura 121, tem-se a visualização da estrutura de potência do conversor monofásico, parte constituinte da topologia trifásica. Neste protótipo iniciou-se os estudos e testes da modulação proposta em (VAN KAN R. F.; RAMOS, 2022) e que foi estendida para o conversor proposto na tese.

Primeiramente foram realizados ensaios e obtidos resultados em regime permanente na operação do conversor monofásico como retificador. Na Figura 122(a) são apresentadas as formas de onda da tensão e corrente de entrada (V_g e i_g), tensão no barramento CC primário (V_{dc1}) e tensão de saída (V_{out}). Observa-se que a tensão e corrente apresentam-se em fase, obtendo-se um fator de potência de 0,995 e uma taxa de distorção harmônica da corrente (TDH) de 4,48%, aproximadamente. A correção do fator de potência foi obtida pela ação dos controladores de corrente aplicados no lado primário do conversor. A tensão no barramento primário e a tensão de saída alcançaram os níveis de 599,8 V e 302 V, respectivamente. As tensões equilibradas nos capacitores C_{b1} e C_{b2} do barramento CC primário podem ser visualizadas na Figura 122(b), em que a forma de onda vermelha é o resultado da soma de ambas as tensões nestes capacitores.

Obteve-se tensões muito próximas do equilíbrio em cada metade do barramento CC primário devido a ação do controlador de tensão diferencial $C_{vd}(s)$.

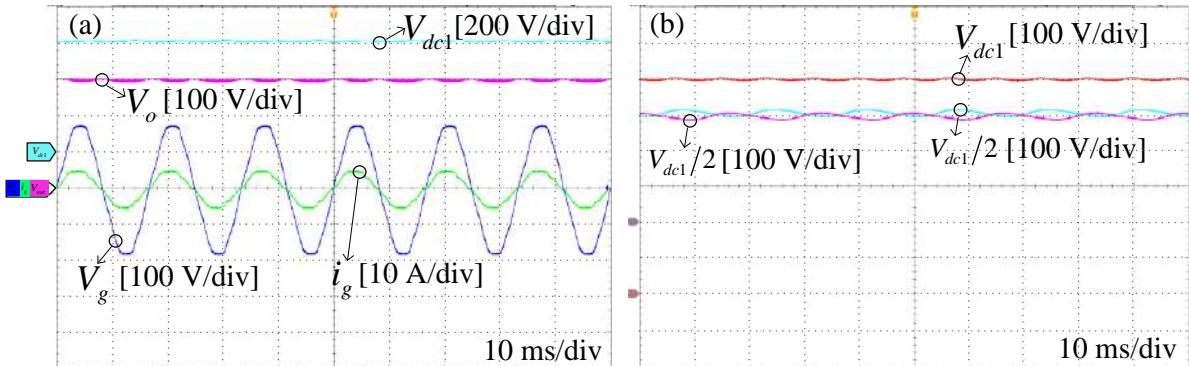
Na Figura 123 são apresentadas as formas de onda de corrente nos indutores de entrada *interleaving*. Com a técnica de intercalamento destes indutores, observa-se uma redução na

Figura 121 – Protótipo do conversor CA-CC monofásico para testes.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

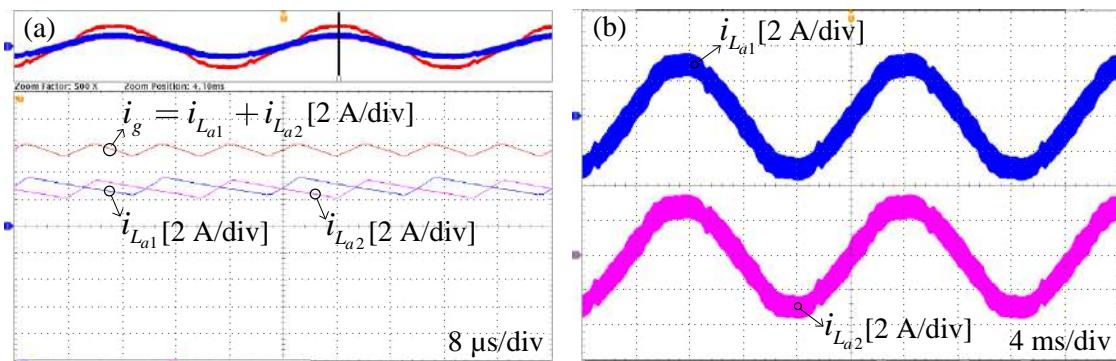
Figura 122 – Resultado experimental: (a) Tensão de entrada, corrente de entrada, tensão do barramento primário e tensão de saída; (b) Tensões nos capacitores C_{b1} e C_{b2} e tensão total do barramento primário.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

ondulação da corrente de entrada do conversor, a qual é resultante da soma das correntes circulantes em ambos os indutores. Isto é possível devido a defasagem de 180° entre as portadoras triangulares na modulação dos interruptores do lado primário.

Figura 123 – Resultado experimental: (a) Correntes nos indutores de entrada; (b) Detalhe da técnica de intercalamento na corrente de entrada.



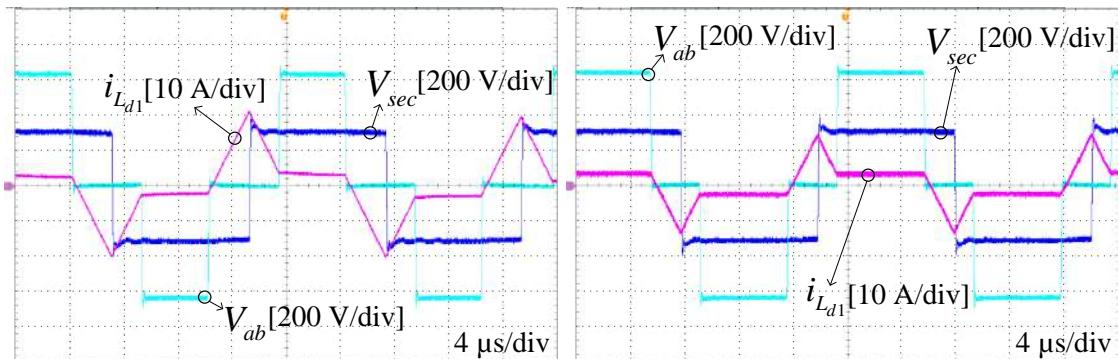
Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

As formas de onda de tensão no lado primário e lado secundário do transformador e a corrente no indutor de transferência L_{d1} são mostradas na Figura 124.

Constata-se que, com a modulação PWM senoidal imposta nos interruptores do lado primário, é gerada uma tensão no enrolamento primário com formato retangular de três níveis. Entretanto, no enrolamento secundário, tem-se um forma de onda de tensão de dois níveis, fixa em 50%, devido a razão cíclica de 0,5 imposta nos interruptores do lado secundário.

Os resultados dos ensaios dinâmicos, em que o fluxo de potência do conversor inverte seu sentido, transitando entre os modos retificador e inversor, são apresentados na Figura 125. Na Figura 125(a) e Figura 125(b), inicialmente o conversor opera como retificador, drenando

Figura 124 – Resultado experimental: Tensão nos lados primário e secundário do transformador e corrente em L_{d1} .

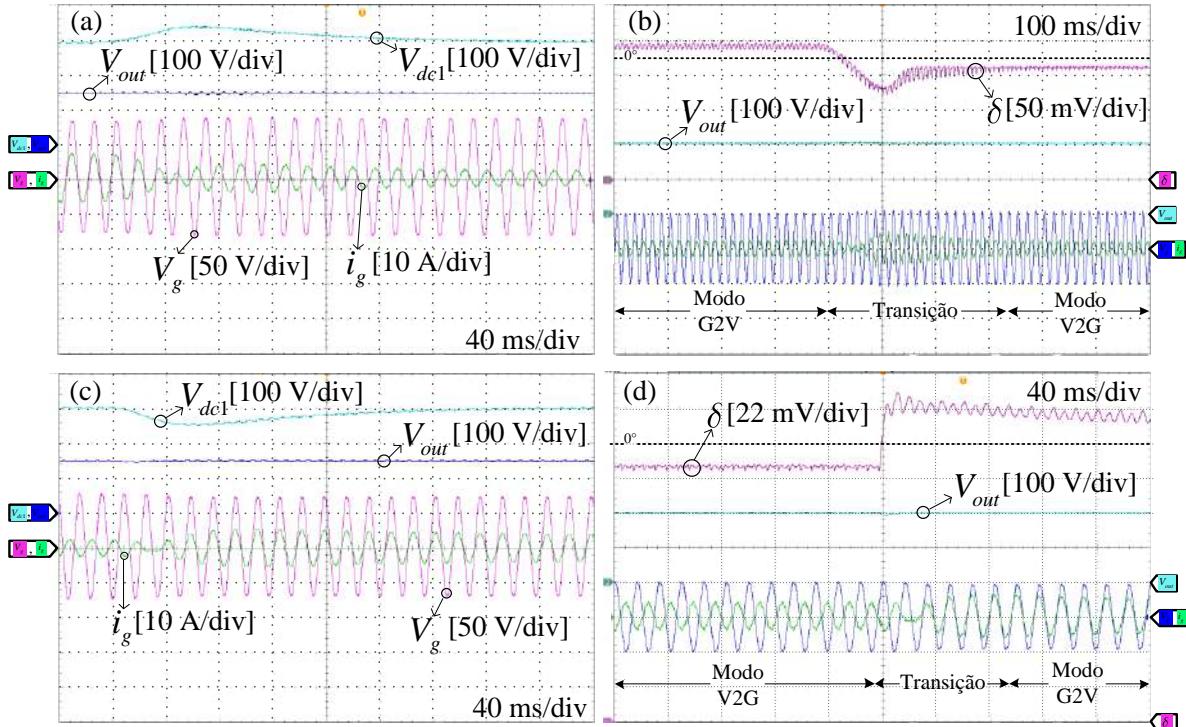


Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

aproximadamente 200 W da rede elétrica. Em determinado instante, o conversor começa a injetar na rede elétrica os mesmos 200 W, operando como inversor. Observa-se que durante a transição, ocorre um sobressinal de aproximadamente 47 V no barramento primário, com tempo de acomodação em torno de 400 ms. O controlador de saída apresentou uma resposta mais rápida, com tempo de acomodação em torno de 10 ms e sobressinal de 10 V, aproximadamente.

Na Figura 125 (c) e (d) apresentam-se os resultados quando o conversor inicialmente injeta 200 W na rede elétrica, e após o transitório começa a drenar a mesma potência da rede. Observa-se que houve um afundamento na forma de onda da tensão do barramento primário equivalente a 62 V, com tempo de estabilização da tensão igual a 500 ms. Na Figura 125(b) e Figura 125(d), podem ser visualizadas as variações do ângulo de defasagem δ durante a transição entre os modos de operação. Verifica-se que durante a operação no modo retificador o ângulo de defasagem δ apresenta valores positivos, e no modo inversor valores negativos. Desta forma, comprova-se a relação de bidirecionalidade entre técnica de deslocamento de fase e a transferência de potência. Além do mais, identifica-se que o ângulo δ varia conforme a ação de controle imposta na tensão de saída, característica evidenciada em (RAMOS L. A.; VAN KAN, 2022), contribuindo para a redução da ondulação de tensão do barramento CC e do seu filtro capacitivo.

Figura 125 – Resultado experimental: Tensão e corrente de entrada, tensão no barramento primário, tensão de saída e ângulo δ durante ensaios de bidirecionalidade; (a) e (b) Transição do modo G2V para o V2G; (c) e (d) Transição do modo V2G para o G2V.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

6.4 RESULTADOS DO CONVERSOR TRIFÁSICO PROPOSTO

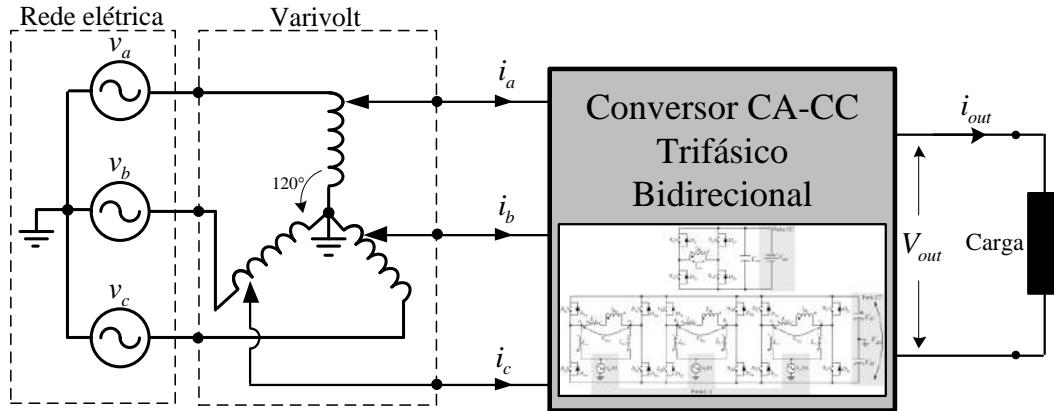
Nesta seção são apresentados os resultados experimentais do protótipo trifásico de 3 kW desenvolvido em laboratório. Inicialmente apresentam-se e analisam-se os principais resultados em regime permanente da operação do conversor como retificador (modo G2V), transferindo a potência de 3 kW para a carga. A segunda parte tem por objetivo apresentar os resultados de testes dinâmicos de bidirecionalidade, em que alcançou-se o fluxo inverso de potência de aproximadamente 3 kW, caracterizando a operação do conversor como inversor (modo V2G).

6.5 OPERAÇÃO NO MODO RETIFICADOR

No modo de operação do conversor CA-CC trifásico como retificador, foram obtidos os principais resultados que possam comprovar seu funcionamento. Para isso, o conversor foi preparado conforme o *setup* ilustrado na Figura 126, em que utilizou-se um auto-transformador variável (varivolt) para alimentar o protótipo através da rede elétrica. Inicialmente apresentam-se resultados do conversor com a aplicação da malha de controle da tensão de saída, em que a variação do ângulo de defasagem δ controla a tensão de saída conforme a referência, consequentemente controlando o fluxo de potência. Finalizando a operação com retificador,

apresentam-se os resultados do conversor operando em malha aberta na saída com a aplicação de um valor de ângulo de defasamento fixo e constante entre as portadoras triangulares do lado primário e as portadoras do lado secundário.

Figura 126 – Resultado experimental: Configuração para a operação como retificador.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

6.5.1 Operação em Malha Fechada no Secundário

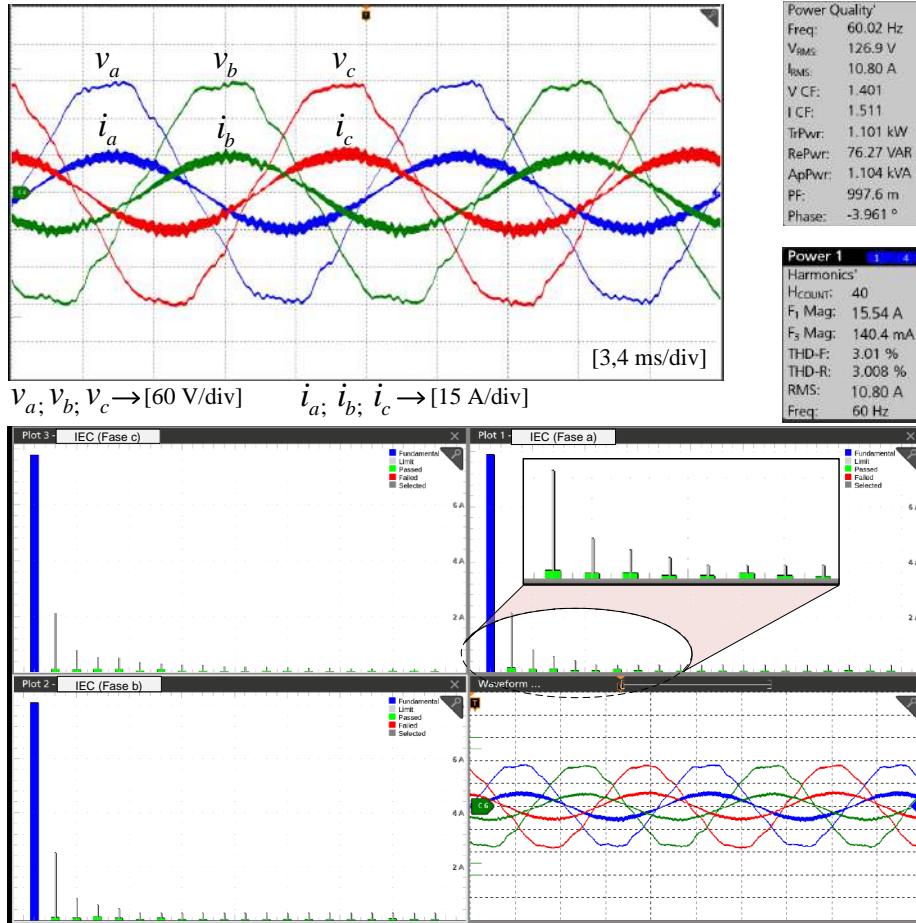
A Figura 127 apresenta o comportamento das tensões e correntes de entrada de cada fase, para a potência nominal de 3 kW. Observam-se que as correntes são senoidais e apresentam-se em fase com as respectivas tensões de entrada, resultando em um fator de potência de 0,997. A taxa de distorção harmônica das correntes apresentaram valores de aproximadamente 3% e das tensões de entrada valores de 3,6%. O comportamento do espectro harmônico das correntes podem ser observados, confirmando-se a baixa distorção harmônica, observada pelo comportamento decrescente das harmônicas abaixo dos limites previstos pela IEC. Estes resultados comprovam o funcionamento adequado das malhas de controle das correntes projetadas.

Na Figura 128, as tensões e correntes de entrada, as potências em cada fase da alimentação trifásica e a potência total transferida ao barramento CC primário são apresentadas. Observa-se que em cada fase tem-se uma potência pulsada, resultante do produto entre tensão e corrente senoidais da entrada, intrínsecas a conversores monofásicos. Com a estrutura trifásica, a potência transferida ao barramento primário, resultante da soma das potências de cada fase, é quase constante, devido ao defasamento natural de 120° entre as fases. Observa-se uma potência média equivalente a 1 kW em cada fase e potência total de entrada de aproximadamente 3 kW.

A corrente de entrada em uma das fases do conversor juntamente com as correntes nos indutores *interleaving* podem ser visualizadas na Figura 129.

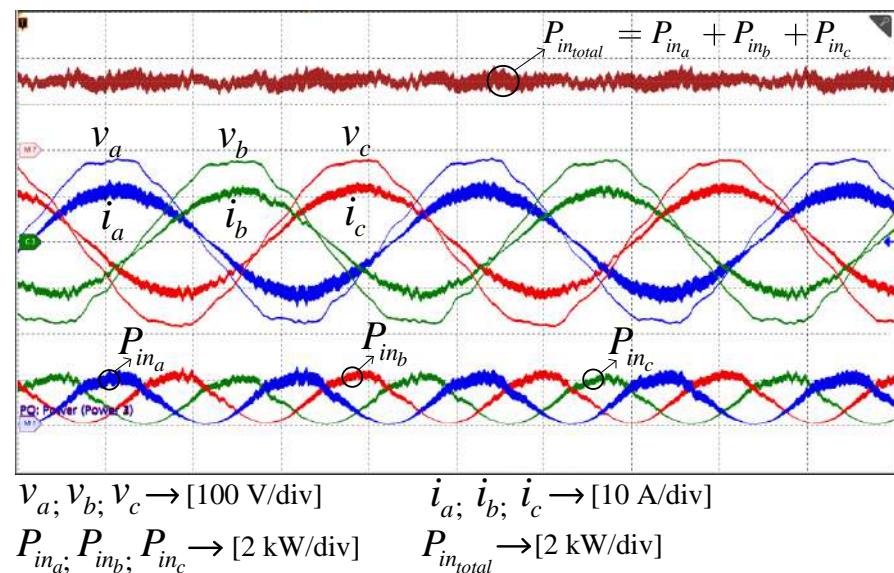
Observa-se que a técnica *interleaving* proporciona um defasamento de 180° entre as correntes nos indutores de entrada L_{a1} e L_{a2} . Esta técnica possibilita a redução na ondulação da corrente de entrada, que é o resultado da soma das correntes defasadas de circulam nestes indutores.

Figura 127 – Resultado experimental: Tensões e correntes de entrada.



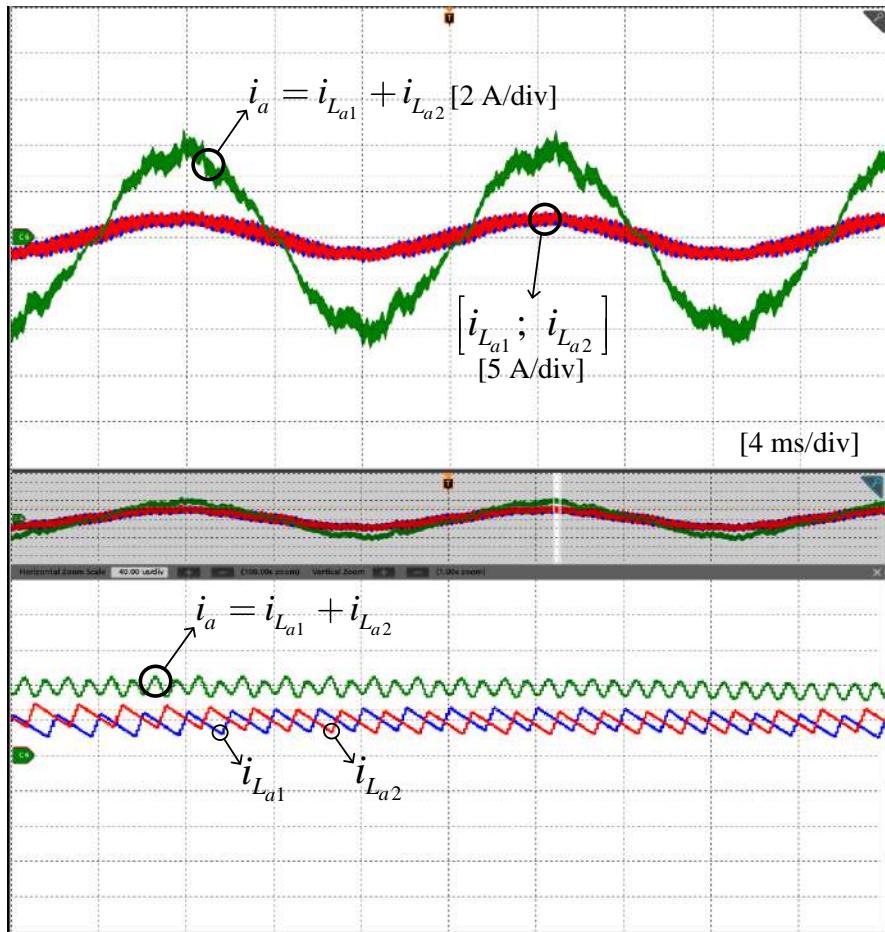
Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

Figura 128 – Resultado experimental: Tensões e correntes de entrada, potências de cada fase e potência total.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

Figura 129 – Resultado experimental: Corrente de entrada e correntes nos indutores *interleaving*.



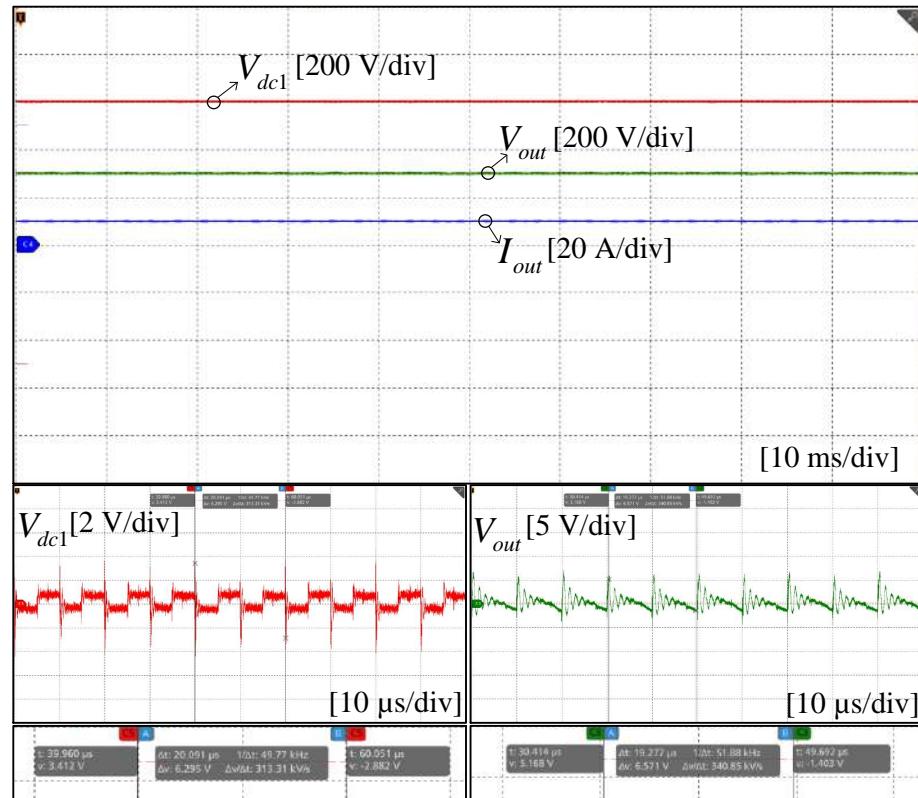
Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

As formas de onda apresentadas na Figura 130 correspondem a tensão no barramento CC primário (V_{dc1}), tensão de saída (V_{out}), corrente de saída (I_{out}) e potência de saída (P_{out}). Observa-se que o valor médio da tensão no barramento primário é de aproximadamente 600 V e tensão de saída de 300 V, conforme valores especificados em projeto. A corrente de saída atingiu o valor próximo de 10 A, resultando em um potência de saída de aproximadamente de 3 kW. Além disso, utilizando-se do acoplamento CA das ponteiras de medição, obteve-se a ondulação de tensão nos barramentos CC do primário e secundário. No barramento CC primário obteve-se ondulação de tensão de aproximadamente 6,3 V e na tensão de saída valor aproximado de 6,5 V.

Nestas condições de operação apresentadas, obteve-se por meio do *software Code Composer Studio*, a variação do ângulo de defasamento δ , a qual corresponde a ação de controle do compensador da tensão de saída. Esta variação do ângulo δ que ocorre para o controle da tensão de saída em 300 V e fluxo de potência nominal de 3 kW é mostrada na Figura 131.

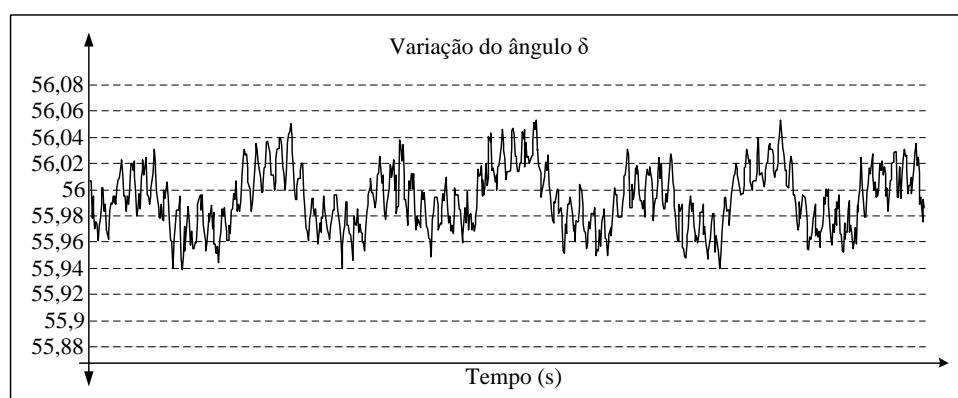
Observa-se que o ângulo resultante possui valor quase constante, apresentando-se com variação menor que 1° em torno do valor médio de 56° . A diferença em relação ao ângulo

Figura 130 – Resultado experimental: Tensão no barramento CC primário (V_{dc1}), tensão no barramento CC secundário (V_{out}), corrente de saída (I_{out}) e potência de saída (P_{out}).



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

Figura 131 – Resultado experimental: Variação do ângulo de defasamento δ na potência nominal.

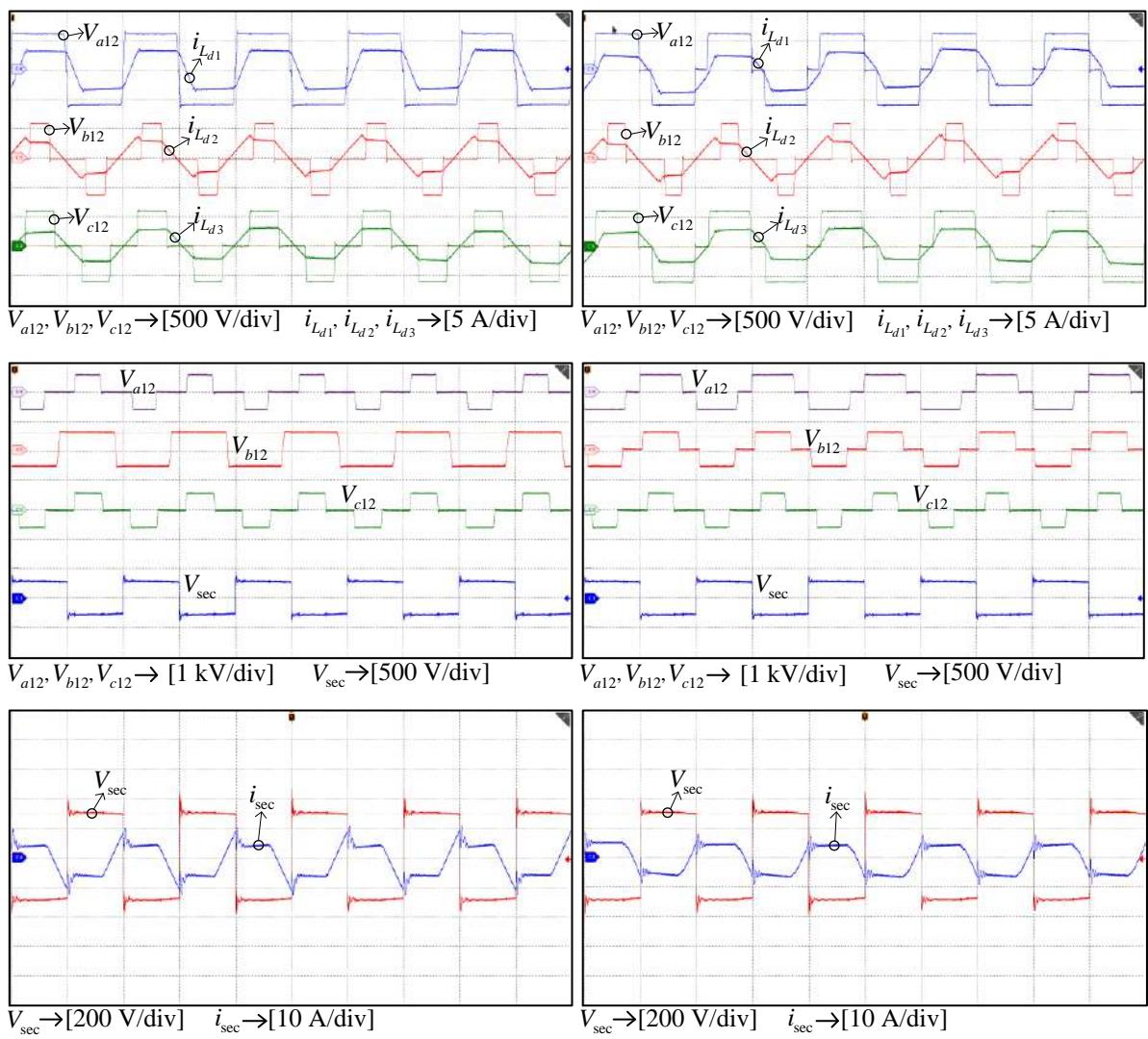


Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

escolhido de 45° para projeto tem relação com as características elétricas dos componentes e suas não idealidades que na prática possuem, em comparação com a teoria, principalmente os valores de indutância dos indutores de transferência de potência. Mesmo assim, obteve-se concordância na operação e um valor próximo ao especificado.

Na Figura 132, são apresentadas as formas de onda das tensões nas pontes do lado primário (V_{a12} , V_{b12} e V_{c12}) e do lado secundário (V_{sec}), assim como as correntes nos indutores de transferência ($i_{L_{d1}}$, $i_{L_{d2}}$ e $i_{L_{d3}}$) e corrente no secundário (i_{sec}), em diferentes regiões de operação do conversor e ângulo de defasamento positivo.

Figura 132 – Resultado experimental: Formas de onda das tensões nas pontes do lado primário e da ponte do lado secundário, correntes nos indutores de transferência de potência e corrente no secundário.



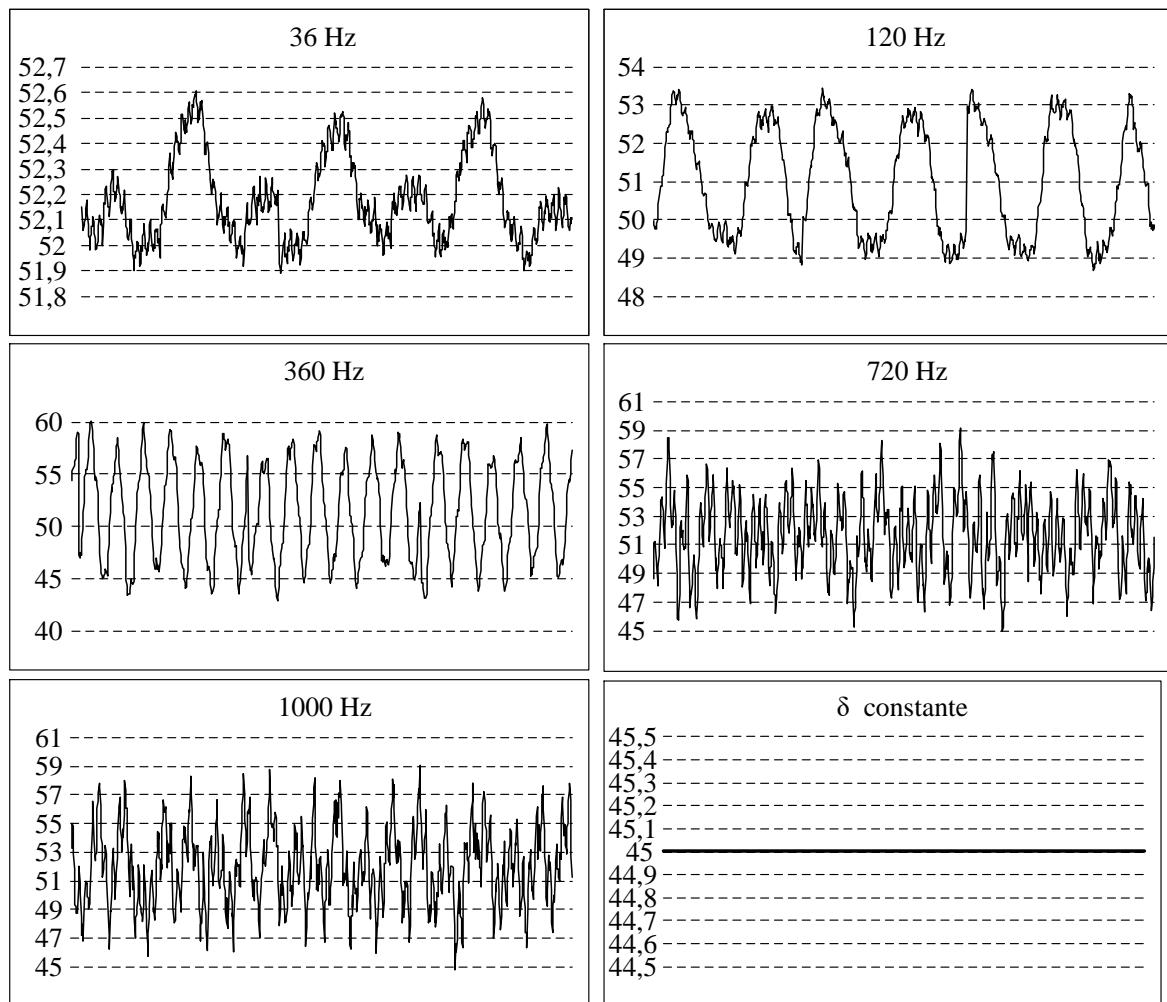
Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

Estes resultados mostram que as tensões dos primários possuem formatos retangulares de três níveis que variam conforme a variação senoidal da razão cíclica imposta nos interruptores. Todavia, a tensão que é imposta no secundário apresenta formato retangular com dois níveis,

devido a razão cíclica de 50% dos interruptores S_{s1} , S_{s2} , S_{s3} e S_{s4} . Observa-se também que a corrente no secundário apresenta defasagem em relação a tensão V_{sec} , caracterizando a circulação de potência reativa.

A fim de verificar o comportamento da variação do ângulo *phase-shift*, proveniente da ação de controle aplicado na tensão de saída, na Figura 133 apresentam-se os resultados de δ para diferentes frequências de corte do controlador.

Figura 133 – Resultado experimental: Ângulo de defasamento δ para diferentes frequências de cruzamento do controlador de saída.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

Constata-se pelos resultados do ângulo defasamento, que quanto maior é a frequência de corte do controlador, ocorre maior variação do ângulo. Observa-se que para frequências baixas do controlador, o ângulo δ tende a tornar-se mais constante. Realizou-se também uma última análise do conversor em relação a avaliação de ondulação em baixa frequência da tensão de saída (V_{out}), realizando-se uma variação paramétrica da frequência de cruzamento do controlador da tensão de saída, conforme supracitada avaliação ilustrada na Figura 133. Conclui-se que mesmo com o aumento na velocidade do controlador, aplicando frequências de cruzamento

mais elevadas, não obteve-se influência e diferenças significativas na redução da ondulação de tensão. Isso deve ao fato da defasagem do sistema trifásico, o qual, como já foi concluído, proporcionar a redução natural da ondulação de potência, não necessitando de muitos esforços das ações de controle para redução esta ondulação, como nas estruturas monofásicas. Isto pode ser comprovado com a análise dos resultados obtidos em malha aberta, apresentados na seção seguinte, em que aplica-se um ângulo de defasamento constante e fixo, obtendo-se resultados semelhantes aos obtidos em malha fechada.

6.5.2 Operação em Malha Aberta no Secundário

Nesta seção, são apresentados os principais resultados da operação do conversor como retificador e sem controle da tensão de saída (malha aberta). Como visto nos resultados anteriores, o ângulo de defasagem apresentou-se quase constante, proveniente da ação do controlador de tensão de saída. Portanto, é possível realizar a operação do conversor aplicando-se somente a defasagem entre as portadoras com um ângulo fixo e constante. Para isso, na placa de condicionamento, juntamente com o DSP, configurou-se botões pelos quais foi possível aumentar ou diminuir o ângulo δ , obtendo-se a tensão e potência desejadas.

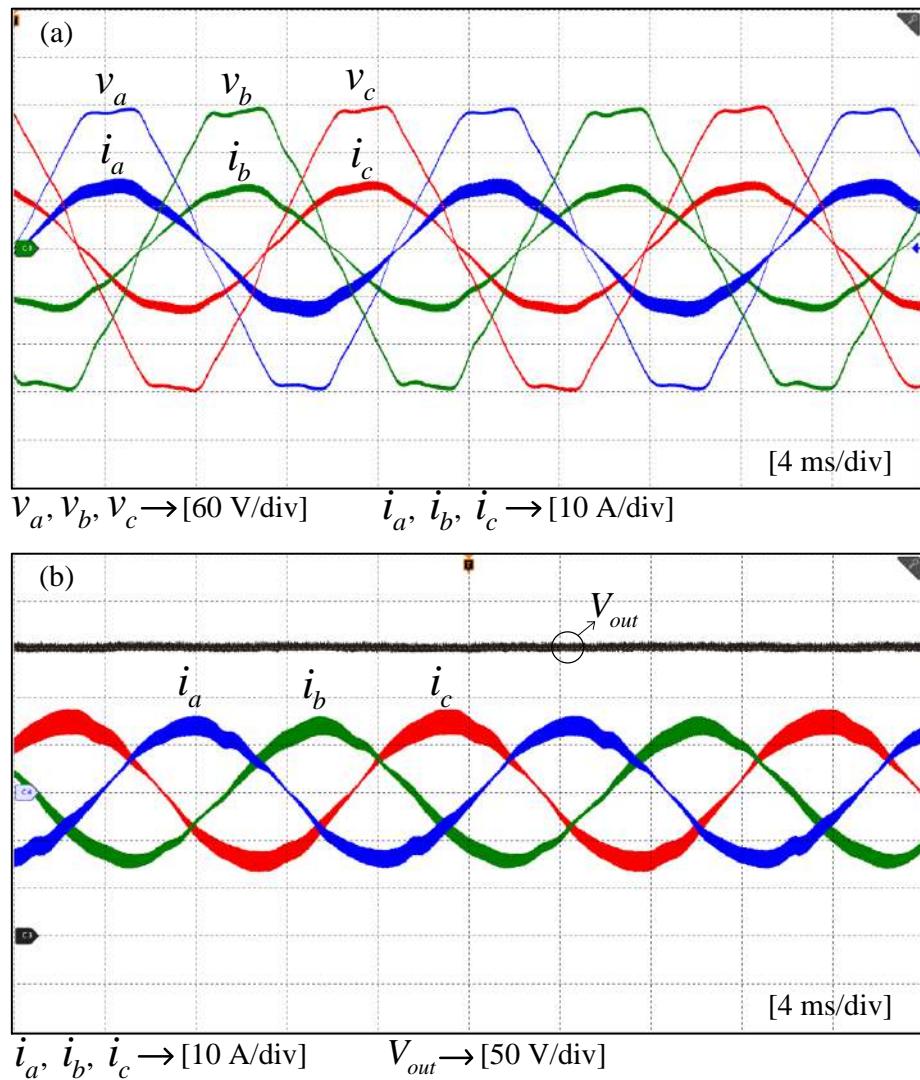
Na Figura 134(a), apresentam-se as tensões e correntes de entrada do conversor e na Figura 134(b) as correntes de entrada e a tensão de saída.

Realizando uma comparação entre os resultados da Figura 134 e da Figura 127, é possível constatar que na operação em malha aberta as formas de onda apresentam um comportamento mais estabilizado em relação a ruídos de alta frequência. Justifica-se este comportamento, pelo fato das portadoras triangulares estarem defasando-se entre si pela variação angular de δ de defasamento, conforme a frequência do controlador da tensão de saída. No caso em malha aberta, este defasamento entre portadoras é fixo, proporcionando uma melhor estabilidade nos resultados e na operação. Uma melhor constatação desta diferença entre os resultados em malha fechada e malha aberta no secundário pode ser visualizada na Figura 135.

As formas de onda de tensão, corrente e potência de saída obtidas experimentalmente na operação em malha aberta, são mostradas na Figura 136. Observa-se os valores nominais alcançados de tensão de saída de 300 V, corrente de saída de 10 A e potência de saída de 3 kW. Tais valores foram alcançados manualmente, com o aumento do ângulo *phase-shift* pela utilização dos botões configurados juntamente com o *firmware* do DSP, ajustando-o para se obter a tensão de saída conforme a tensão de barramento CC do primário, tendo em vista a relação de transformação do transformador acoplado de valor igual a $n = 2$.

Com a finalidade de validar a análise matemática realizada no Capítulo 4, apresenta-se na Figura 137 a curva de variação de potência em função do ângulo *phase-shift* δ , considerando o índice de modulação calculado. Realiza-se a comparação entre a curva teórica e os resultados obtidos pelos ensaios experimentais, representados pelos pontos no gráfico. Para a obtenção dos pontos de operação considerou-se o ângulo de defasamento constante e fixo, com operação em malha aberta. Inicialmente foram calculados os ângulos de defasamento δ para potências

Figura 134 – Resultado experimental: (a) Tensões e correntes de entrada; (b) Correntes de entrada e tensão de saída.

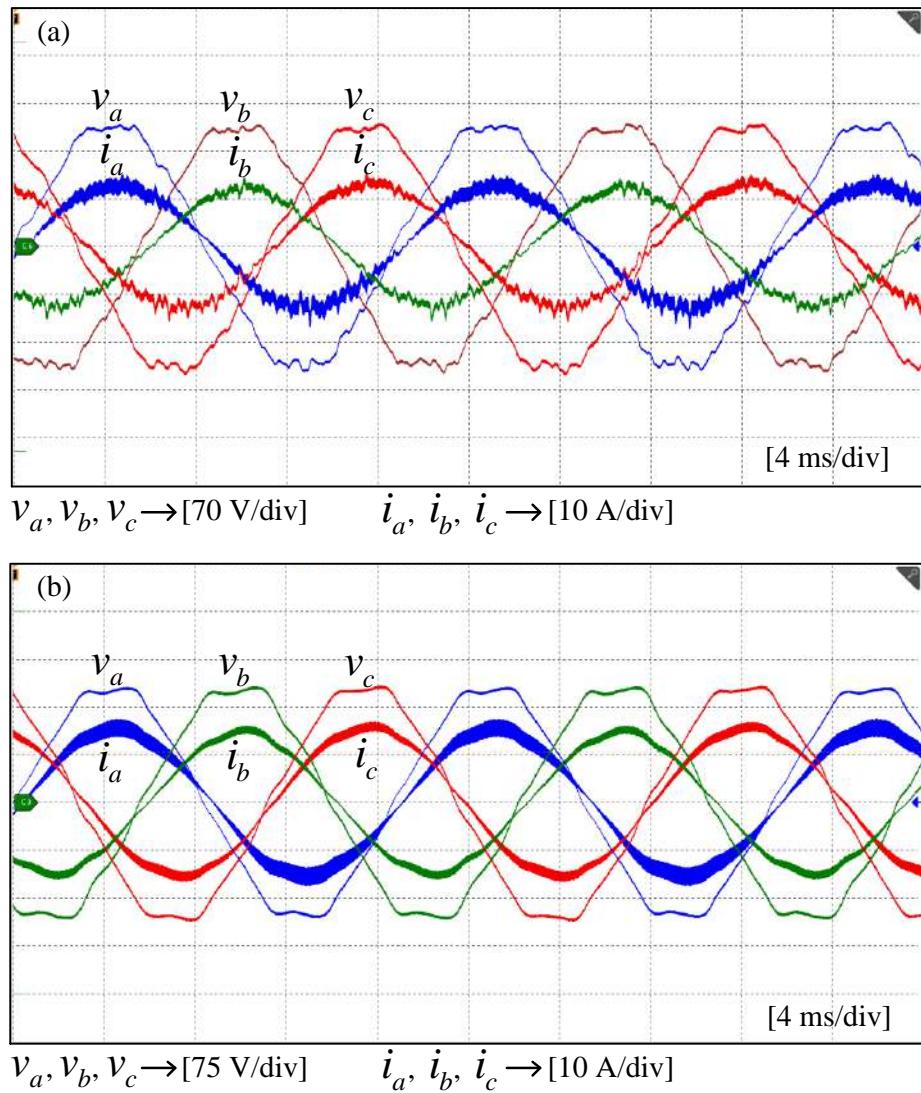


Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

variando de 10 % a 100 % da potência nominal, realizando-se os ajustes das cargas no barramento secundário, conforme a potência. No entanto, devido as não idealidades do circuito, algumas vezes foi necessário aumentar o valor do ângulo em relação ao calculado, a fim de alcançar a potência desejada.

Observa-se uma boa tendência do seguimento dos pontos de operação obtidos experimentalmente na curva teórica obtida. Vale ressaltar que a curva é obtida com o índice de modulação adotado em projeto. Com estes resultados torna-se válido o equacionamento realizado e comprovam-se as características do conversor, principalmente a relação que há entre o ângulo de defasamento δ e a transferência de potência. O ponto em destaque obtido experimentalmente refere-se a potência máxima obtida nos ensaios, a qual é equivalente a potência nominal de projeto.

Figura 135 – Resultado experimental: (a) Tensões e correntes de entrada em malha fechada no secundário; (b) Tensões e correntes de entrada em malha aberta no secundário.

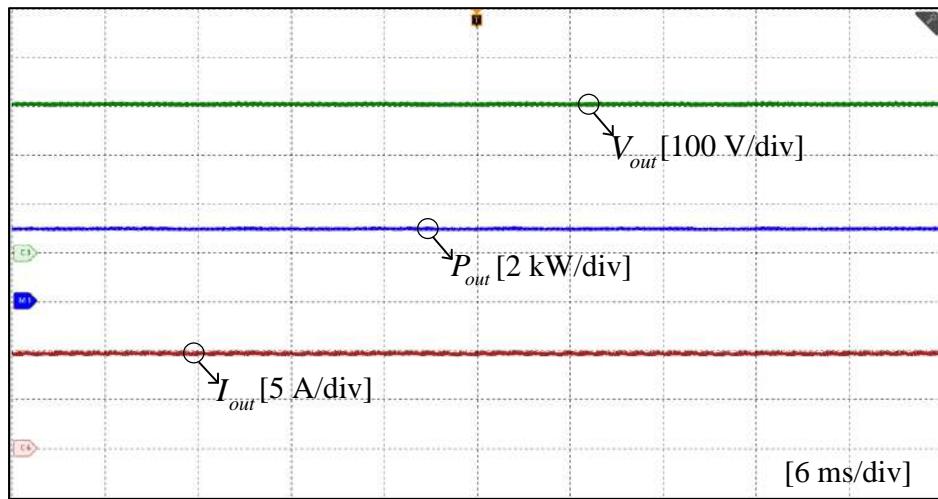


Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

O fim da apresentação dos resultados experimentais do modo retificador se dá pela exposição do rendimento do conversor. Na Figura 138 apresenta-se o gráfico de rendimento obtido com tensão de saída de 300 V e com a potência variando de 10 % a 100 % da potência nominal de 3 kW.

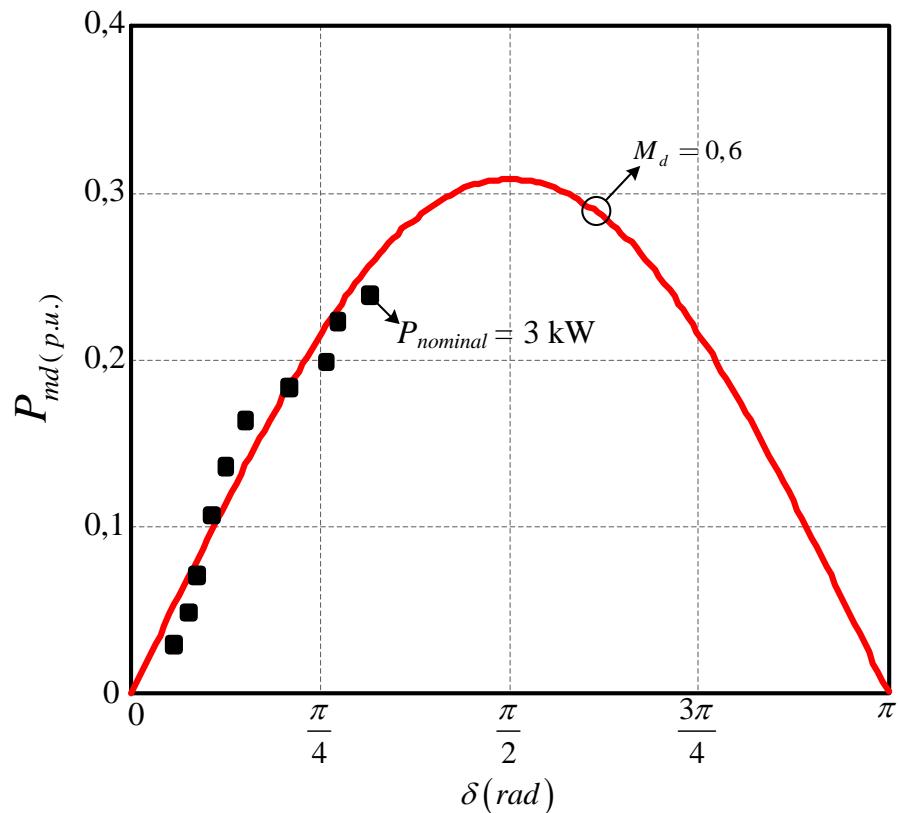
O rendimento máximo obtido foi de 82,5 % na potência de 2,7 kW. Na potência nominal, o rendimento alcançou o valor de aproximadamente 81,2 %, resultado próximo ao valor de 83,8 % calculado teoricamente. Uma característica negativa do conversor é a circulação de energia reativa, devido principalmente a modulação empregada, levando ao aumento das perdas e consequentemente um rendimento reduzido em comparação com outras topologias trifásicas. Além do mais, como já constatado, a circulação de potência reativa está fortemente relacionada ao índice de modulação, o qual é resultado da relação entre a tensão de barramento CC primário e

Figura 136 – Resultado experimental: Tensão (V_{out}), corrente (I_{out}) e potência de saída (P_{out}).



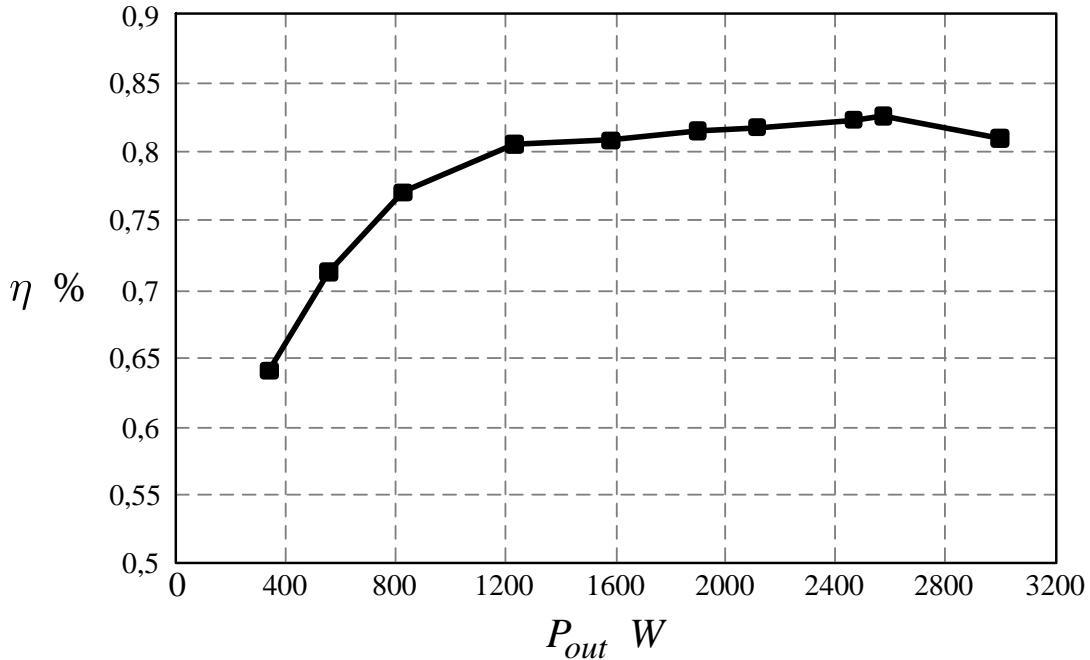
Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

Figura 137 – Resultado experimental: Curva teórica de potência em comparação com pontos obtidos de resultados experimentais.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

Figura 138 – Resultado experimental: Curva de rendimento.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

a tensão de entrada, e também relacionada com a excursão do ângulo de dafasagem δ juntamente com a razão cíclica senoidal imposta nos interruptores do lado primário.

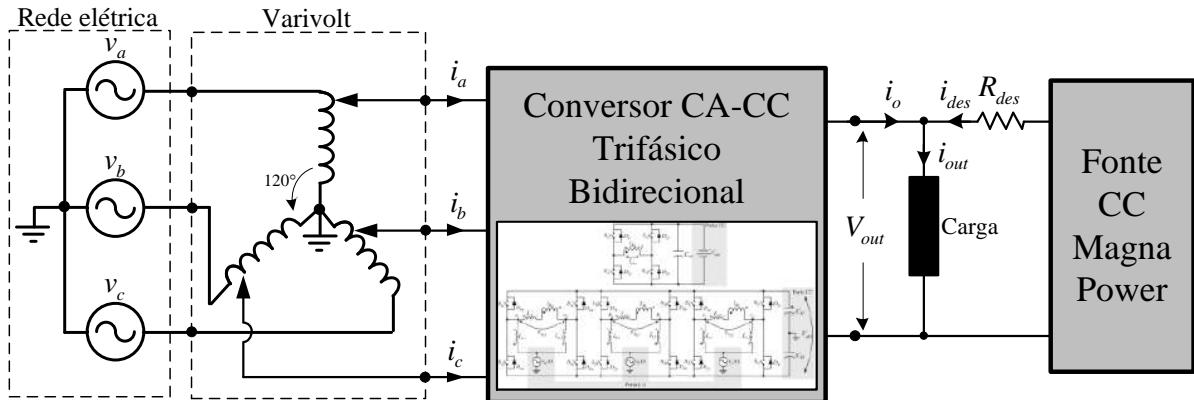
Com a finalidade de obter melhores resultados de rendimento, há soluções que podem ser melhor exploradas em trabalhos futuros. Uma possibilidade é o aumento da tensão do barramento primário, a fim de diminuir o índice de modulação e a escolha de um ângulo δ , ponto de operação, que possibilitem diminuir a energia reativa. Outras possibilidades é a utilização de melhores tecnologias de semicondutores, por exemplo os de fabricação com carbeto de silício (SiC), os quais possuem menores intensidades e perdas de energia e maiores eficiências energéticas. Por fim, uma outra solução seria investigar outras estratégias de modulação, que permitam a operação dos semicondutores com comutação suave ou uma redução mais significativa da potência reativa.

6.6 OPERAÇÃO NO MODO INVERSOR

Na obtenção dos resultados da inversão do fluxo de potência (bidirecionalidade) e avaliação das respostas dinâmicas dos controladores, foram realizados ensaios seguindo o *setup* ilustrado na Figura 139.

Neste ensaio, uma fonte CC da empresa *Magna-Power* foi conectada em paralelo ao barramento secundário do conversor, com a finalidade de induzir a inversão de potência. Esta inversão do fluxo ocorre quando a tensão da fonte CC aumenta e consequentemente a corrente i_{des} também. A corrente da fonte começa então a circular pela carga resistiva, e a medida que essa corrente aumenta, a demanda de corrente do conversor começa a reduzir. No momento em

Figura 139 – Resultado experimental: Configuração para operação de inversão do fluxo de potência do conversor.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

que a corrente i_{des} torna-se maior que a corrente i_{out} da carga, ocorre a inversão de sentido do ângulo de defasamento δ , das correntes de entrada, da corrente de saída i_o e consequentemente o fluxo de potência inverte. Neste momento a rede elétrica passa a receber a potência proveniente da saída do conversor.

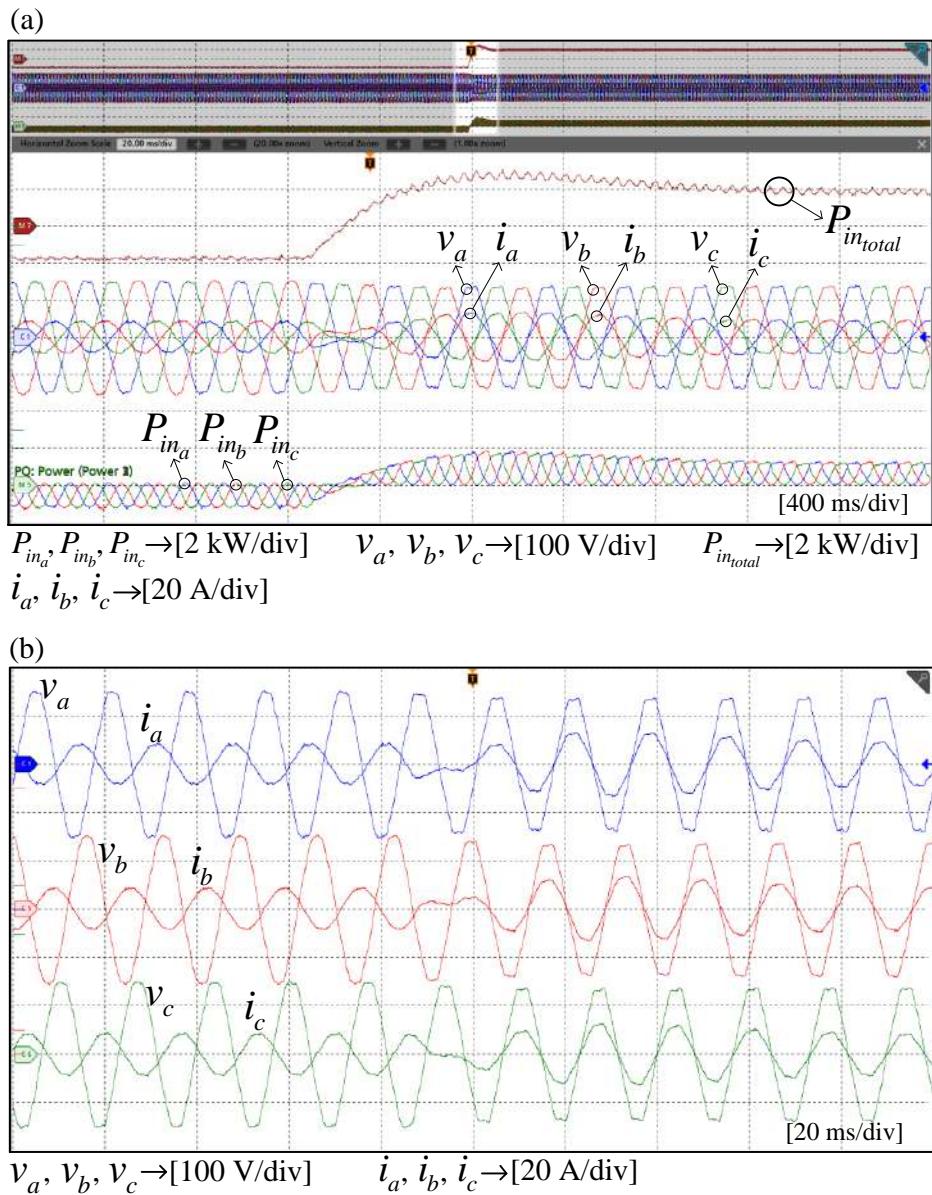
Para validar a característica de bidirecionalidade do fluxo de potência do conversor, foram realizados alguns ensaios e na Figura 140 (a) e (b), inicialmente apresentam-se as formas de onda de tensões e correntes de entrada, potências de cada fase da entrada e potência total.

Inicialmente o conversor opera no modo inversor, em que a fonte de saída supre a potência da carga fazendo com que o conversor injete uma potência próxima a 2 kW na rede elétrica. Após um período, a fonte conectada ao barramento secundário é desligada e o conversor passa ao modo retificador, drenando aproximadamente 2 kW da rede elétrica para a carga. Observa-se uma boa resposta dinâmica dos compensadores das correntes de entrada. Constata-se na Figura 140 que as potências de entrada são pulsadas e que a potência total do sistema trifásico resulta em um potência quase constante, com reduzida ondulação. Na Figura 140(b), observa-se com detalhes, as tensões e correntes das três fases da entrada, em que obteve-se a correção do fator de potência e reduzida distorção harmônica.

Na Figura 141 apresentam-se a tensão do barramento CC primário (V_{dc1}), tensão de saída (V_{out}), corrente de saída I_{out} , potência de saída (P_{out}) e ângulo de defasamento (δ), durante a transição dos modos de operação.

A tensão do barramento CC primário e a tensão de saída durante a transição de modos de operação foram controladas em seus respectivos valores de referência dos controladores. Inicialmente o conversor injeta uma potência de aproximadamente 2 kW na rede elétrica e após a inversão do fluxo, passa a drenar os mesmos 2 kW da rede. Neste ensaio, o valor de tensão de barramento CC primário é controlado em torno de 450 V e a tensão de saída próxima de 225 V, conforme apresentado na Figura 141(a). A corrente de saída, mostrada na Figura 141(b), tem

Figura 140 – Resultado experimental: Tensões e correntes de entrada, potência de cada fase e potência total na inversão do fluxo de potência.



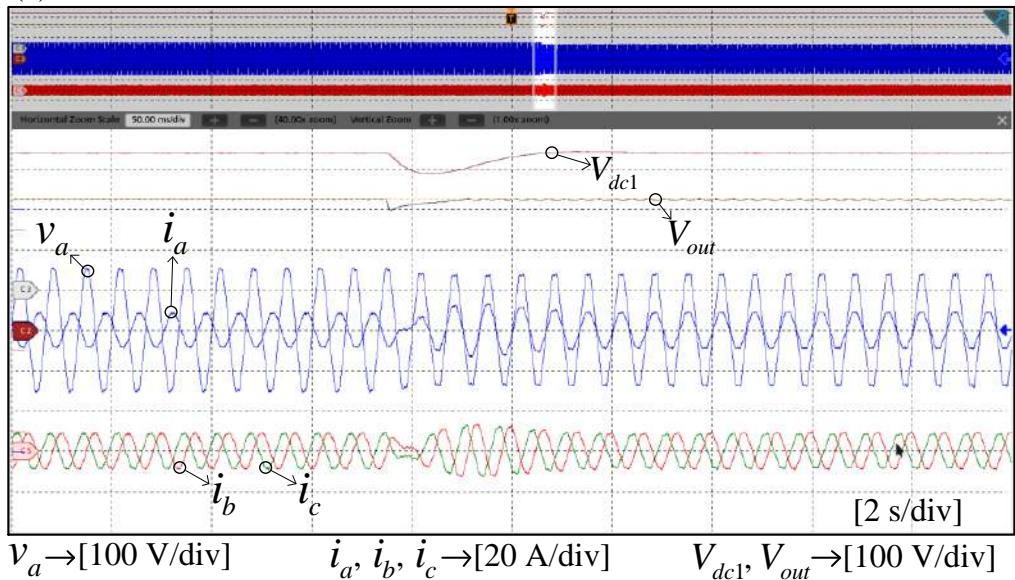
Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

valor negativo de aproximadamente 8,9 A durante o modo inversor e no modo retificador passa a apresentar valor positivo de mesmo valor. Constatata-se que a potência de saída é constante, apresentando valor igual a 2 kW em ambos os modos de operação. Observa-se também a variação do ângulo de defasamento, apresentando-se inicialmente negativo no modo inversor e positivo no modo retificador, após a inversão do fluxo de potência.

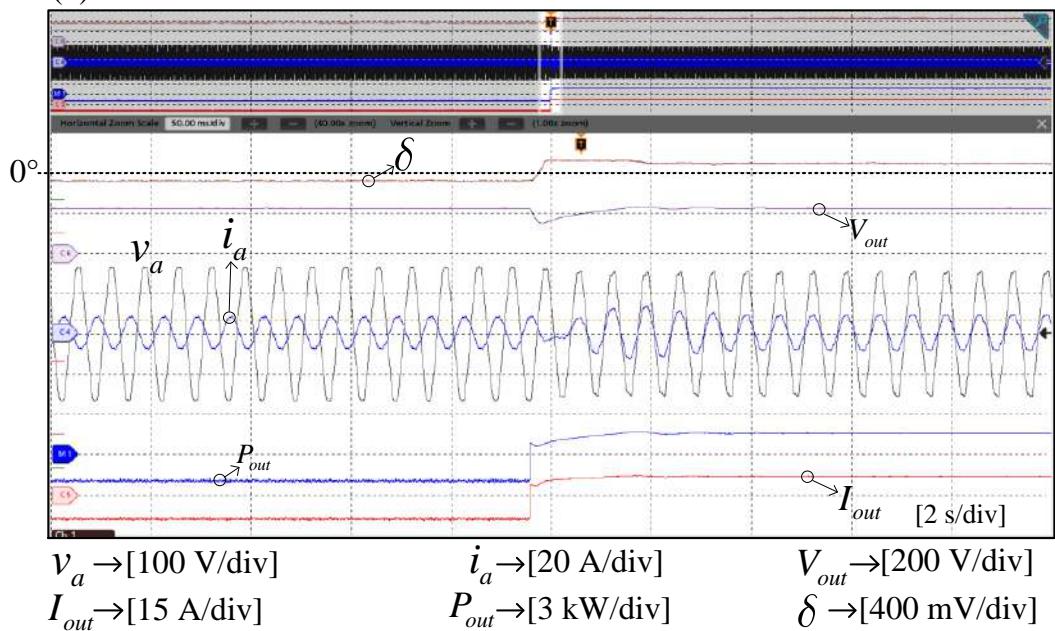
Por fim, na Figura 142 apresentam-se as transições entre os dois modos de operação, inversor (modo V2G) e retificador (modo G2V). Observa-se a inversão das correntes de entrada e do ângulo de defasamento δ , comprovando a bidirecionalidade de operação do conversor. Observa-se também a rápida ação de controle e inversão do fluxo de potência.

Figura 141 – Resultado experimental: Tensão do barramento CC primário, tensão de saída, corrente de saída, potência de saída e ângulo de defasamento δ .

(a)

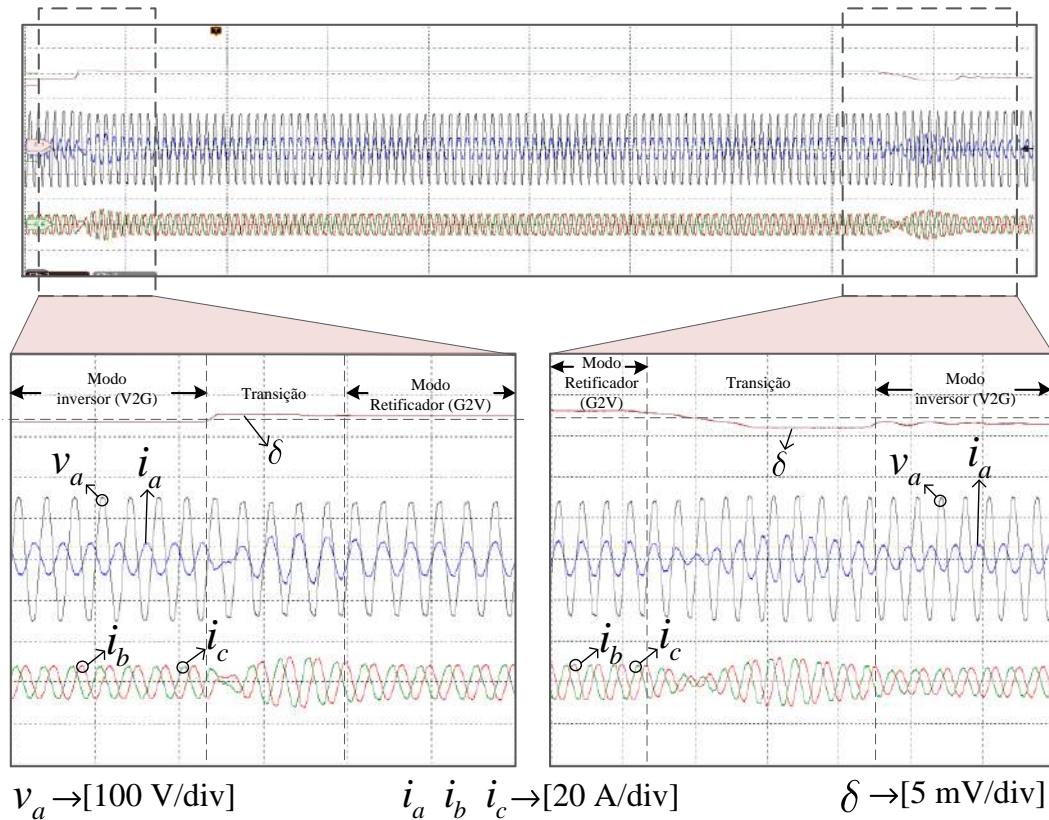


(b)



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

Figura 142 – Resultado experimental: Transições entre os modos retificador e inversor.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

6.7 CONCLUSÃO

Neste capítulo foram apresentados resultados de ensaios experimentais com um protótipo trifásico de 3 kW, obtendo-se as principais formas de onda que possam validar a operação do conversor proposto. Assim, obteve-se resultados em concordância com as análises teóricas e com resultados de simulação, validando todo o estudo desenvolvido no decorrer do trabalho.

Devido a modularidade empregada na construção do protótipo trifásico, inicialmente foram apresentados resultados de ensaios experimentais considerando-se somente uma fase da alimentação trifásica conectada ao transformador, na transferência de potência para o lado secundário (conversor monofásico). Nestes ensaios, foi aplicada a estratégia de modulação proposta na tese, obtendo-se resultados que justificaram a implementação da variação topológica trifásica.

Com o protótipo trifásico, foram obtidos elevado fator de potência na entrada, com correntes senoidais de baixa taxa de distorção harmônica. A potência de saída obtida nos ensaios foi próxima da potência nominal especificada em projeto, obtendo-se resultados previstos na análise, principalmente em relação a característica de transferência de potência constante do primário ao secundário e ângulo de defasamento também constante, resultante da defasagem natural entre as fases da alimentação trifásica. Foram também realizados ensaios de bidirecionalidade, com a

inversão do fluxo de potência, sendo possível avaliar o desempenho dinâmico do conversor.

Os resultados alcançados além de validarem o estudo teórico, confirmaram as características adequadas do conversor proposto para a aplicação como carregador de baterias de VEs.

7 CONCLUSÃO GERAL

7.1 CONCLUSÕES GERAIS DA TESE

A disseminação dos veículos elétricos está condicionada em estudos e propostas que visem a solução dos principais obstáculos que são: o elevado custo das baterias, tempo de vida das baterias e infraestrutura de carregamento. Portanto, este trabalho procurou contribuir para o tópico de infraestrutura de carregamento, apresentando o estudo de um novo conversor CA-CC trifásico bidirecional de único estágio, isolado em alta frequência para aplicação como carregador de baterias veicular embarcado modo 3 ou modo 4 (NBR IEC 61851), o qual pode operar nas funcionalidades V2G e G2V, mostrando-se uma solução como carregador multifuncional. A motivação da proposta de uma topologia para esta aplicação consistiu na expectativa de crescimento do número de estudos relacionados a veículos elétricos e do seu uso no âmbito global.

Na composição e proposição da nova topologia, utilizou-se de duas estruturas de conversores amplamente estudadas na literatura, associando suas características e obtendo-se uma estrutura isolada em alta frequência e de único estágio. A topologia proposta foi configurada da seguinte maneira: no lado primário foram estruturados quatro interruptores conectados a cada uma das fases da alimentação trifásica, constituindo uma associação de dois conversores em meia ponte operando em paralelo pela utilização da técnica de *interleaving*; associado a este, integrou-se, por meio de um transformador acoplado, uma estrutura em ponte completa, a qual opera de maneira semelhante a conversores *Dual-Active-Bridge* (DAB). Portanto, a estrutura trifásica intercalada conectada no lado da rede CA, foi responsável por garantir elevado fator de potência e correntes com reduzidos conteúdos harmônicos. A estrutura no lado secundário, utilizando-se da técnica de defasamento angular (*phase-shift*) proporcionou a transferência e controle do fluxo de potência com a defasagem entre as portadoras do primário e do secundário.

As principais vantagens encontradas no conversor proposto são: independência entre os controles do lado primário e secundário; ângulo *phase-shift* constante para a transferência de potência nos modos retificador e inversor; reduzida ondulação de tensão e potência em baixa frequência no barramento primário e secundário, possibilitando a redução de capacitores eletrolíticos; reduzido número de interruptores do lado secundário e estratégia de modulação simplificada. No entanto, observa-se um problema referente a potência não ativa, resultante da circulação de harmônicos nos enrolamentos do transformador, resultante da estratégia de modulação adotada, aumentando o tamanho dos elementos magnéticos do conversor e reduzindo o rendimento. Porém, no estudo realizado, buscou-se os melhores parâmetros para a minimização desta potência não ativa circulante. Mesmo com este problema, as vantagens se sobrepõem, tendo-se uma topologia com possibilidade de ser utilizada na prática, já que obteve-se satisfatórios resultados experimentais.

Nos ensaios experimentais obteve-se elevado fator de potência e baixa distorção harmônica das correntes de entrada. A potência transferida pelas três fases apresentaram-se com valor

médio próximo de 1 kW. Ao serem somadas, e com o defasamento natural do sistema trifásico, obteve-se um fluxo de potência constante na saída, próximo aos 3 kW especificado em projeto. O funcionamento do conversor foi validado com as principais formas de onda, obtendo-se resultados previstos nas análises, principalmente em relação a característica de transferência de potência constante do primário ao secundário e ângulo de defasamento também constante, resultante da defasagem natural entre as fases da alimentação trifásica. Foram também realizados ensaios de bidirecionalidade, com a inversão do fluxo de potência, sendo possível avaliar o desempenho dinâmico do conversor. Com as características de isolação galvânica em alta frequência, capacidade de correção do fator de potência, operação nas funcionalidades G2V e V2G, o conversor apresentou características adequadas para a aplicação como carregador de baterias veicular.

7.2 RECOMENDAÇÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

A partir dos estudos, análises, equacionamentos, simulações e resultados experimentais realizados nesta tese, é possível contribuir com algumas recomendações e sugestões para trabalhos futuros com a finalidade de dar continuidade ao estudo do conversor proposto. Abaixo seguem algumas pesquisas que podem ser realizadas:

- Estudo comparativo entre diferentes pontos de operação do conversor nas regiões de operação, atentando-se para os valores de índice de modulação, níveis de tensão e ângulo de defasamento, a fim de otimizar as condições de funcionamento e determinar regiões de operação em que os valores de rendimento possam ser otimizados;
- Estudo e propostas de estratégias de modulação que proporcionem menores perdas de energia ou comutações suaves nos interruptores, otimizando também o rendimento;
- Estudo de uma modulação em que haja o deslocamento de fase entre os braços do lado primário do conversor, a fim de tentar uma aproximação semelhante entre as formas de onda submetidas nos enrolamentos primário e secundário do transformador, com o objetivo de reduzir a circulação de energia reativa.
- Estudo e aplicação de novas tecnologias de semicondutores, por exemplo semicondutores de SiC, com o intuito de otimizar o rendimento;
- Melhorias no protótipo com a compactação de todo o conversor em uma única placa, evitando-se o cabeamento e reduzindo peso e volume;
- Análise do conversor proposto operando como uma topologia multiportas;
- Aplicação do conversor com baterias, realizando algum método de recarga.

7.3 PUBLICAÇÕES RESULTANTES

VAN KAN, R. F.; RAMOS L, A.; RECH C.; MEZAROBA M. Nova estratégia de modulação aplicada em conversor CA-CC monofásico para aplicação em carregadores veiculares embarcados. *Revista Eletrônica de Potência, SOBRAEP*, v. 27, n. 1, p. 26–37, 2022.

RAMOS L, A.; VAN KAN R. F.; MEZAROBA M.; BATSCHAUER A. L.;. A control strategy to smooth power ripple of a single-stage bidirectional and isolated ac-dc converter for electric vehicles chargers. *Electronics*, 2022.

RAMOS L. A.; VAN KAN, R. F.; MEZAROBA M.; BATSCHAUER A. L.; RECH C.;. A bidirectional single-stage isolated ac-dc converter for electric vehicle chargers. *2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2019.

REFERÊNCIAS

- ALMEIDA B. R.; OLIVEIRA, D. de S.; PRAÇA P. P. DE. A bidirectional single-stage three-phase rectifier with high-frequency isolation and power factor correction. **2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)**, 2016. Citado 5 vezes nas páginas 61, 62, 65, 67 e 68.
- ARRITT R. F.; DUGAN, R. C. Distribution system analysis and the future smart grid. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 47, n. 6, p. 2343–2350, 2011. Citado na página 50.
- BARBI, Ivo. **Eletrônica de potência: Projeto de fontes chaveadas**. Florianópolis: Edição do Autor, 2007. Citado 2 vezes nas páginas 135 e 145.
- BATSCHAUER, Alessandro Luiz. **Inversor multiníveis híbrido trifásico baseado em módulos meia-ponte**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Catarina, Departamento de Engenharia Elétrica, Instituto de Eletrônica de Potência - INEP, Florianópolis, SC, 2011. Citado na página 120.
- BENTO A. A.; DA SILVA, E. R.; DOS SANTOS E. C. Reducing the inductor size and current stress by interleaved bidirectional boost rectifiers used for power factor correction. **Twenty-First Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC '06.**, 2016. Citado 2 vezes nas páginas 84 e 85.
- BIANCHIN, Carlos Gabriel. **Retificador trifásico isolado em alta frequência para carregamento rápido de baterias de veículos elétricos**. Tese (Doutorado) — Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Curitiba/PR, 2017. Citado 2 vezes nas páginas 27 e 64.
- BORGONOVO, Deivis. **Análise modelagem e controle de retificadores PWM trifásicos**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Catarina, Departamento de Engenharia Elétrica, Instituto de Eletrônica de Potência - INEP, Florianópolis, SC, 2005. Citado 3 vezes nas páginas 106, 114 e 124.
- BOSSCHE, Peter VAN DEN. Conductive charging standardisation issues. **CITELEC - Vrije Universiteit Brussel**, 2003. Citado na página 32.
- CASANELLAS, Francesc. Losses in pwm inverters using igbts. **IEEE Proceedings-Electric Power Applications**, v. 141, n. 5, p. 235–239, 1994. Citado na página 121.
- CASTELINO G.; BASU, K.; MOHAN N. A novel three-phase bi-directional, isolated, single-stage, dab-based ac-dc converter with open-loop power factor correction. **2012 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)**, 2012. Citado 2 vezes nas páginas 57 e 59.
- CASTELINO G.; BASU, K.; WEISE N.; MOHAN N. A bi-directional, isolated, single-stage, DAB-based AC-DC converter with open-loop power factor correction and other advanced features. **2012 IEEE International Conference on Industrial Technology**, 2012. Citado 2 vezes nas páginas 47 e 48.
- CHAU, K. T. **Electric Vehicle Machines and Drives: Design, Analysis and Application**. 1. ed. Singapore: Wiley-IEEE Press, 2015. Citado na página 23.

CHEN W.; ZANE, R.; SELTZER D.; CORRADINI L. Isolated bidirectional dc/ac and ac/dc three-phase power conversion using series resonant converter modules and a three-phase unfolder. **2014 IEEE 15th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)**, 2014. Citado 2 vezes nas páginas 58 e 60.

CLEMENT-NYNS K.; HAESEN, E.; DRIESEN J. The Impact of Charging Plug-In Hybrid Electric Vehicles on a Residential Distribution Grid. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 25, n. 1, p. 371–380, 2010. Citado na página 37.

CUNHA, Jean Carlo da. **Projeto e implementação de um DSTATCOM multifuncional controlado em corrente e com mitigação de harmônicas por detecção de tensão**. Dissertação (Mestrado) — Universidade do Estado de Santa Catarina, Joinville/SC, 2015. Citado 4 vezes nas páginas 123, 146, 148 e 149.

DE ALMEIDA, Bruno Ricardo. **Conversor CA-CC trifásico de único estágio, bidirecional, isolado em alta frequência, com correção de fator de potência**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal do Ceará, Departamento de Engenharia Elétrica, 2016. Citado na página 152.

DROFENIK UWE; KOLAR, Johann W. A general scheme for calculating switching-and conduction-losses of power semiconductors in numerical circuit simulations of power electronic systems. **Proceedings. The 2005 International Power Electronics Conference, IPEC-Niigata 2005**, 2005. Citado na página 120.

DUSMEZ SERKAN; KHALIGH, Alireza. A compact and integrated multifunctional power electronic interface for plug-in electric vehicles. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 28, n. 12, p. 5690–5701, 2012. Citado na página 124.

EVERTS J.; VAN DEN KEYBUS, J.; DRIESEN J. Switching control strategy to extend the zvs operating range of a dual active bridge ac/dc converter. **2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition**, 2011. Citado na página 51.

EVERTS J.; VAN DEN KEYBUS, J.; KRISMER F.; DRIESEN J.; KOLAR J. W.; Optimal zvs modulation of single-phase single-stage bidirectional dab ac-dc converters. **2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)**, v. 29, n. INSPEC Accession Number: 14196419, p. 3954–3970, 2012. Citado na página 51.

EVERTS J.; VAN DEN KEYBUS, J.; KRISMER F.; DRIESEN J.; KOLAR J. W.; Switching control strategy for full zvs soft-switching operation of a dual active bridge ac/dc converter. **2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)**, 2012. Citado na página 51.

FIGUEIREDO J. P. M.; TOFOLI, F. L.; SILVA B. L. A. A review of single-phase pfc topologies based on the boost converter. **2010 9th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications-INDUSCON 2010**, 2010. Citado na página 45.

FILHO, Hermínio Miguel DE OLIVEIRA. **Conversor CC-CC trifásico isolado bidirecional com comutação suave utilizando dual phase-shift e razão cíclica variável**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal do Ceará, Departamento de Engenharia Elétrica, 2015. Citado 2 vezes nas páginas 61 e 152.

GAO SHUANG; KT, Chau; LIU Chunhua; WU Diyun. Optimal control framework and scheme for integrating plug-in hybrid electric vehicles into grid. **Journal of Asian electric vehicles**, v. 9, n. 1, p. 1473–1481, 2011. Citado na página 38.

GARCIA-GIL R.; ESPI, J. M.; DEDE E. J.; SANCHIS-KILDERS E. Isolated three-phase AC-to-DC bidirectional converter with a small number of switches. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 52, n. 3, p. 765–773, 2005. Citado 2 vezes nas páginas 54 e 55.

GU L.; JIN, K. A three-phase bidirectional ac/dc converter with $y-\delta$ connected transformers. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 12, p. 8115–8125, 2016. Citado 2 vezes nas páginas 60 e 61.

GU LING; JIN, Ke. A three-phase isolated bidirectional ac/dc converter and its modified svpwm algorithm. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 10, p. 5458–5468, 2014. Citado na página 60.

HAGHBIN S.; LUNDMARK, S.; ALAKULA M.; CARLSON O. Grid-Connected Integrated Battery Chargers in Vehicle Applications: Review and New Solution. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 60, n. 2, p. 459–473, 2013. Citado na página 37.

HAHASHI Y.; MINO, M. High-density bidirectional rectifier for next generation 380-v dc distribution system. **2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)**, 2012. Citado 2 vezes nas páginas 57 e 58.

HELDWEIN, Marcelo Lobo. **EMC Filtering of Three-Phase PWM Converters**. Tese (Doutorado) — ETH Zurich, 2008. Citado na página 36.

HERRON, David. **Range Confidence: Charge Fast, Drive Far, with your Electric Car**. [S.l.]: Handbook, 2017. Citado na página 31.

HUANG MING-SHI; YEH, Po-Yi; HUANG Jia-Rong; LIAO-Chang-Hung. Novel bi-directional ac-dc converter for electrical vehicle battery testing. **IECON 2011-37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society**, 2011. Citado 3 vezes nas páginas 56, 57 e 67.

INOUE S.; AKAGI, H. A Bidirectional DC-DC Converter for an Energy Storage System With Galvanic Isolation. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 22, n. 6, p. 2299–2306, 2007. Citado na página 45.

JAUCH F.; BIELA, J. A bi-directional, isolated, single-stage, DAB-based AC-DC converter with open-loop power factor correction and other advanced features. **2012 15th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC)**, 2012. Citado 2 vezes nas páginas 47 e 48.

JAUCH F.; BIELA, J. An innovative bidirectional isolated multi-port converter with multi-phase ac ports and dc ports. **2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)**, 2013. Citado 2 vezes nas páginas 58 e 59.

JIANG, Jiuchun; BAO, Yan; WANG, Le Yi. Topology of a Bidirectional Converter for Energy Interaction between Electric Vehicles and the Grid. **Energies**, v. 7, n. 8, p. 4858–4894, 2014. Citado 2 vezes nas páginas 37 e 38.

KEMPTON WILLETT; TOMIĆ, Jasna. Vehicle-to-grid power implementation: From stabilizing the grid to supporting large-scale renewable energy. **Journal of Power Sources**, v. 144, n. 1, p. 280–294, 2005. Citado na página 38.

- KETTLES, Doug. Electric vehicle charging technology analysis and standards. **Florida Solar Energy Center, FSEC Report Number: FSECDR-1996-15**, 2015. Citado na página 27.
- KHALIGH A.; DUSMWZ, S. Comprehensive Topological Analysis of Conductive and Inductive Charging Solutions for Plug-In Electric Vehicles. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, v. 61, n. 8, p. 3475–3489, 2007. Citado na página 45.
- KIM SUNG YOUNG; HONG-SEOK, Song; NAM, Kwanghee. Idling port isolation control of three-port bidirectional converter for evs. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 27, n. 5, p. 2495–2506, 2011. Citado na página 36.
- KOUSHKI B.; SAFAEE, A.; JAIN P.; BAKHSHAI A. A bi-directional single-stage isolated AC-DC converter for EV charging and V2G. **2015 IEEE Electrical Power and Energy Conference (EPEC)**, 2015. Citado 2 vezes nas páginas 48 e 49.
- KRISMER FLORIAN; HATIPOGLU, Enes; KOLAR Johann Walter. Novel isolated bidirectional integrated dual three-phase active bridge (d3ab) pfc rectifier. **2018 International Power Electronics Conference (IPEC-Niigata 2018-ECCE Asia)**, 2018. Citado 2 vezes nas páginas 62 e 64.
- LARMINIE J.; LOWRY, J. **Electric Vehicle Technology Explained**. [S.l.]: Wiley-IEEE Press, 2012. Citado na página 23.
- LIU C.; CHAU, K. T.; WU D.; GAO-S. 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, 2013. Citado 2 vezes nas páginas 39 e 40.
- LIU Y.; ZHONG, W.; WENG H.; LI Z.; CHEN M.; HU-C.; XU D. V2G bi-directional battery charger with flexible AC/DC converter. **2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)**, 2017. Citado na página 52.
- LOPES JOÃO A. P.; SOARES, Filipe J.; ALMEIDA Pedro M. R. Integration of electric vehicles in the electric power system. **Proceedings of the IEEE**, v. 11, n. 1, p. 168 – 183, 2011. Citado na página 23.
- LU J.; TIAN, Q.; BAI K.; BROWN A.; MCAMNOND M.; An indirect matrix converter based 97%-efficiency on-board level 2 battery charger using e-mode gan hemts. **2015 IEEE 3rd Workshop on Wide Bandgap Power Devices and Applications (WiPDA)**, v. 1, n. 4, p. 418–427, 2015. Citado 2 vezes nas páginas 51 e 52.
- MEIER S.; KUSCHKE, M.; NORRGA S. Space vector modulation for mutually commutated isolated three-phase converter systems. **2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference**, 2005. Citado 2 vezes nas páginas 54 e 55.
- MONTEIRO V.; FERREIRA, J. C.; MELÉNDEZ A. A. N.; COUTO C.; AFONSO J. L. Experimental Validation of a Novel Architecture Based on a Dual-Stage Converter for Off-Board Fast Battery Chargers of Electric Vehicles. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, v. 67, n. 2, p. 1000–1011, 2018. Citado na página 23.
- MONTEIRO V.; PINTO, J. G.; AFONSO J. L. Operation Modes for the Electric Vehicle in Smart Grids and Smart Homes: Present and Proposed Modes. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, v. 65, n. 3, p. 1007–1020, 2016. Citado 6 vezes nas páginas 24, 38, 39, 40, 41 e 42.

MULLER B.; MEYER, Gereon. **Electric Vehicle Systems Architecture and Standardization Needs.** [S.l.]: Springer, 2015. Citado 2 vezes nas páginas 28 e 29.

NORRGA S.; MEIER, S.; OSTLUND S. A three-phase soft-switched isolated ac/dc converter without auxiliary circuit. **IEEE transactions on industry applications**, v. 44, n. 3, p. 836–844, 2008. Citado na página 54.

OGATA, Katsuhiko. **Engenharia de Controle Moderno.** [S.l.]: Pearson, 2010. Citado na página 145.

OLIVEIRA D. S.; BATISTA, M. I. V.; BARRETO L. H. S. C.; PRAÇA P. P. A bidirectional single stage AC-DC converter with high frequency isolation feasible to DC distributed power systems. **2012 10th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications**, Local de publicação, v. 47, n. INSPEC Accession Number: 13308072, p. 1–7, 2012. Citado 2 vezes nas páginas 50 e 51.

PRASANNA, Udupi R; SINGH, Anant Kumar; RAJASHEKARA, Kaushik. 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, 2017. Citado 2 vezes nas páginas 49 e 50.

PUENTES M. P.; RAMOS, G. Level 2 bidirectional charger for small electric vehicles: Topologies comparison. **2013 Workshop on Power Electronics and Power Quality Applications (PEPQA)**, 2013. Citado na página 44.

QIAN W.; ZHANG, X.; FU Y.; LU J.; BAI H. Applying normally-off gan hemts for coreless high-frequency wireless chargers. **CES Transactions on Electrical Machines and Systems**, 2017. Citado na página 51.

RAMOS, Leonardo Adriano. **Conversor CA-CC Bidirecional e Isolado para Recarregadores de Baterias de Veículos Elétricos.** Dissertação (Mestrado) — Universidade do Estado de Santa Catarina - UDESC, Joinville, SC, 2019. Citado na página 126.

RAMOS L. A.; MEZAROBA, M. Bidirectional isolated ac-dc converter for electric vehicles multifunctional chargers. **2018 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)**, 2018. Citado 4 vezes nas páginas 52, 53, 64 e 65.

RAMOS L. A.; VAN KAN, R. F.; MEZAROBA M.; BATSCHAUER A. L.; A control strategy to smooth power ripple of a single-stage bidirectional and isolated ac-dc converter for electric vehicles chargers. **Electronics**, 2022. Citado 3 vezes nas páginas 53, 69 e 169.

RAMOS L. A.; VAN KAN, R. F.; MEZAROBA M.; BATSCHAUER A. L.; RECH C.; A bidirectional single-stage isolated ac-dc converter for electric vehicle chargers. **2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)**, 2019. Citado 4 vezes nas páginas 53, 64, 65 e 107.

RODRIGUES M. C. B. P.; OLIVEIRA, J. G.; FERREIRA A. A.; BRAGA H. A. C. Conexão de veículos elétricos à rede de energia elétrica para recarga de baterias: uma visão geral. **Revista Eletrônica de Potência - Sobraep**, Brasil, v. 19, n. 2, p. 194–207, 2014. Citado 2 vezes nas páginas 31 e 32.

RYAN, T. W. Coal fueled diesel development: A technical review. **ASME. J. Eng. Gas Turbines Power**, 1994. Citado na página 23.

SANTOS, Walbermark Marques dos. **Estudo e implementação do conversor TAB (Triple Active Bridge) aplicado a sistemas renováveis solares fotovoltaicos**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Catarina, Departamento de Engenharia Elétrica, Instituto de Eletrônica de Potência - INEP, Florianópolis, SC, 2011. Citado na página 152.

SFAKIANAKIS, G. E.; EVERTS, J.; LOMONOVA, E. A. Overview of the requirements and implementations of bidirectional isolated AC-DC converters for automotive battery charging applications. **2015 Tenth International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER)**, 2015. Citado 3 vezes nas páginas 32, 36 e 44.

SINGH B.; SINHH, B. N.; CHANDRA A.; AL-HADDAD K.; PANDEY A.; KOTHARI D. P. A review of single-phase improved power quality AC-DC converters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 50, n. 5, p. 962–981, 2003. Citado na página 45.

SINGH BHIM; JAYAPRAKASH, P.; KOTHARI Dwarka P.; CHANDRA Ambrish; AL HADDAD Kamal. Comprehensive study of dstatcom configurations. **IEEE Transactions on Industrial Informatics**, v. 10, n. 12, p. 854–870, 2014. Citado na página 124.

SU WENCONG; EICHI, Habiballah; ZENG Wente; CHOW Mo-Yuen. A survey on the electrification of transportation in a smart grid environment. **IEEE Transactions on Industrial Informatics**, v. 8, n. 1, p. 1 – 10, 2012. Citado na página 23.

TAKEUCHI A.; ENDO, H.; MUROYAMA S.; OHTSU S. Isolated three-phase AC-to-DC bidirectional converter with a small number of switches. **Proceedings of Power Conversion Conference - PCC '97**, 1997. Citado na página 54.

TAN KANG MIAO; RAMACHANDARAMURTHY, Vigna K.; YONG Jia Ying. Integration of electric vehicles in smart grid: A review on vehicle to grid technologies and optimization techniques. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 53, n. 1, p. 720–732, 2016. Citado na página 39.

TELLEGEM, Bernard DH. The gyrator, a new electric network element. **Philips Res. Rep.**, 1948. Citado na página 152.

VAISHNAV S. N.; KRISHNASWAMI, H. Single-stage isolated bi-directional converter topology using high frequency AC link for charging and V2G applications of PHEV. **2011 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference**, 2011. Citado na página 47.

VAN KAN R. F.; RAMOS, L. A.; RECH C.; MEZAROBA M. Nova estratégia de modulação aplicada em conversor ca-cc monofásico para aplicação em carregadores veiculares embarcados. **Revista Eletrônica de Potência - SOBRAEP**, v. 27, n. 1, p. 26–37, 2022. Citado 4 vezes nas páginas 64, 65, 164 e 166.

VERMULST BAS JD; DUARTE, Jorge L.; WIJNANDS Cornelis GE.; LOMONOVA Elena A. Quad-active-bridge single-stage bidirectional three-phase ac–dc converter with isolation: Introduction and optimized modulation. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, n. 4, p. 2546–2557, 2016. Citado 3 vezes nas páginas 61, 62 e 63.

WEISE N. D.; MOHAPATRA, K. K.; MOHAN N. Universal utility interface for plug-in hybrid electric vehicles with vehicle-to-grid functionality. **IEEE PES General Meeting**, 2010. Citado na página 56.

WOOD ERIC; ALEXANDER, Marcus; BRADLEY Thomas H. Investigation of battery end-of-life conditions for plug-in hybrid electric vehicles. **Journal of Power Sources - Elsevier**, v. 196, n. 11, p. 5147–5154, 2011. Citado na página 124.

XU BOWEN; WANG, Hui; SUN Huizhong; WANG Yubin. Design of a bidirectional power converter for charging pile based on v2g. **2017 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)**, 2017. Citado 2 vezes nas páginas 62 e 63.

YILMAZ, M.; KREIN, P. T. Review of the Impact of Vehicle-to-Grid Technologies on Distribution Systems and Utility Interfaces. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Local de publicação, v. 28, n. 12, p. 5673 – 5689, 2013. Citado 3 vezes nas páginas 24, 27 e 45.

ANEXO A – TRANSFORMADOR ACOPLADO

Projeto do transformador Acoplado



UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA
NÚCLEO DE PROCESSAMENTO DE ENERGIA ELÉTRICA

Rafael Felipe Van Kan

Tese de Doutorado



Data: 13/07/2022

1 - Especificações do Projeto

$P_t := 3\text{kW}$	Potência ativa do projeto (W)
$V_{dc1} := 600\text{V}$	Tensão de Barramento (Primário)
$V_{dc2} := 300\text{V}$	Tensão de Barramento (Secundário)
$n := \frac{V_{dc1}}{V_{dc2}} = 2$	Relação de transformação
$f_s := 50\text{kHz}$	Frequência de comutação
$T_s := \frac{1}{50\text{kHz}} = 2 \times 10^{-5}\text{s}$	Período de comutação
$\omega := 2\pi \cdot T_s^{-1} = 314.159 \cdot \text{kHz}$	Frequência de comutação (angular)
$T_a := 30\text{ }^{\circ}\text{C}$	Temperatura ambiente
$\mu_0 := 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{H}}{\text{m}}$	Permeabilidade absoluta no vácuo
$\rho_{20} := 1.72 \cdot 10^{-8} \frac{\Omega \cdot \text{m}}{\text{m}}$	Resistividade do condutor
$\alpha_{cu} := 0.0039 \frac{1}{\text{K}}$	Coeficiente de temperatura da resistividade do cobre (20°C)

1 - Especificações do Projeto

Projeto Indutor Série

Projeto Transformador

$I_{p_{rms}} := 3\text{amp}$	Corrente eficaz no primário do transformador
$I_{s_{rms}} := 17.5\text{amp}$	Corrente eficaz no secundário do transformador
$K_f := 4$	Fator de forma da onda;
$K_u := 0.3$	Fator de utilização;

$$K_p := 0.5$$

Fator de utilização do primário;

$$J_{max} := 400 \frac{\text{amp}}{\text{cm}^2}$$

Densidade de corrente máxima;

$$B_{max} := 0.14 \text{T}$$

Variação máxima do fluxo magnético;

$$:= 0.85$$

Rendimento estimado do conversor

$$S_{\text{TRIFÁSICO}} := 5.2 \text{kW}$$

Potência Aparente no transformador

$$AeAw_t := \frac{S_{\text{TRIFÁSICO}}}{K_f \cdot K_u \cdot J_{max} \cdot B_{max} \cdot f_s}$$

$$AeAw_t = 18.207 \cdot \text{cm}^4$$

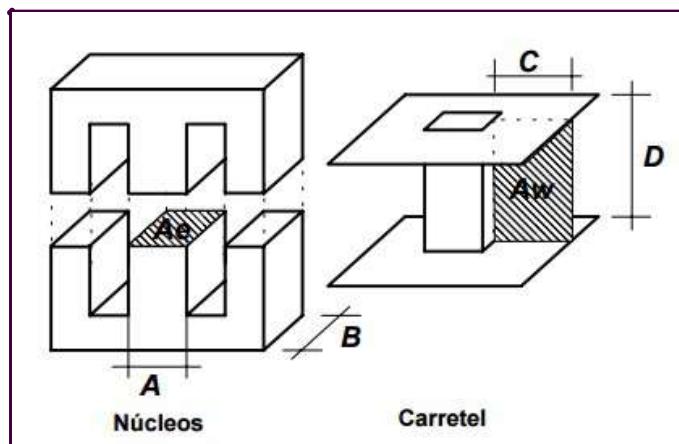
Produto de áreas.

1) Especificações do Núcleo:

$$\text{núcleo} := \text{"E-65/32/27(TDK)duplo"}$$

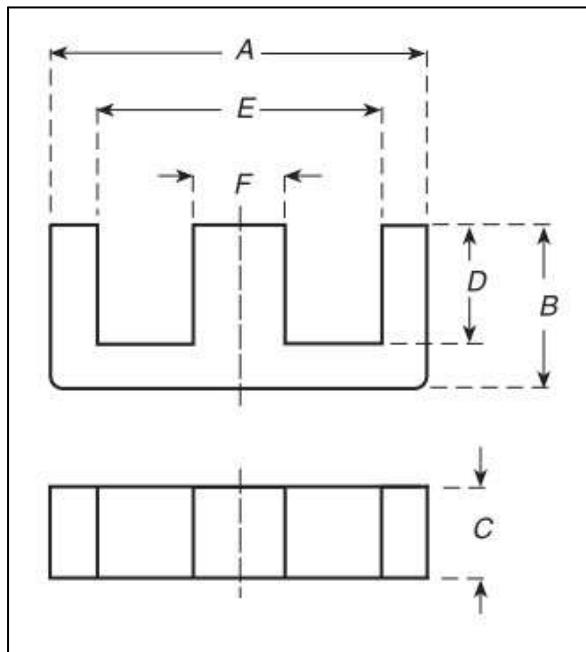
$$\begin{pmatrix} A_{\text{ex}} \\ A_{\text{vw}} \\ V_{\text{vw}} \end{pmatrix} := \begin{cases} \begin{pmatrix} 548 \\ 537.24 \\ 548 \cdot 537.24 \\ 78.65 \end{pmatrix} & \text{if } \text{núcleo} = \text{"E-65/32/27(TDK)"} \\ \begin{pmatrix} 1096 \\ 537.24 \\ 1096 \cdot 537.24 \\ 157.3 \end{pmatrix} & \text{if } \text{núcleo} = \text{"E-65/32/27(TDK)duplo"} \\ \begin{pmatrix} 1644 \\ 537.24 \\ 1644 \cdot 537.24 \\ 235.95 \end{pmatrix} & \text{if } \text{núcleo} = \text{"E-65/32/27(TDK)triplo"} \end{cases}$$

$$AeAw_t \cdot \text{mm}^4 = 58.882 \cdot \text{cm}^4$$



$$\begin{pmatrix} A \\ B \\ C \\ D \\ E \\ F \end{pmatrix} := \begin{cases} \begin{pmatrix} 65 \\ 32.8 \\ 27.4 \\ 22.2 \\ 44.2 \\ 20 \end{pmatrix} & \text{if } \text{núcleo} = \text{"E-65/32/27(TDK)"} \\ \begin{pmatrix} 65 \\ 32.8 \\ 54.8 \\ 22.2 \\ 44.2 \\ 20 \end{pmatrix} & \text{if } \text{núcleo} = \text{"E-65/32/27(TDK)duplo"} \\ \begin{pmatrix} 65 \\ 32.8 \\ 82.2 \\ 22.2 \\ 44.2 \\ 20 \end{pmatrix} & \text{if } \text{núcleo} = \text{"E-65/32/27(TDK)triplo"} \end{cases}$$

Dimensões em mm



2) Cálculo do número de espiras:

$$N_p := \text{ceil} \left(\frac{V_{dc1}}{K_f \cdot A_e \cdot \text{mm}^2 \cdot B_{\max} \cdot f_s} \right) \quad N_p = 20 \quad \text{Número de espiras adotado para o primário;}$$

$$N_s := \text{ceil} \left(\frac{V_{dc2}}{K_f \cdot A_e \cdot \text{mm}^2 \cdot B_{max} \cdot f_s} \right) \quad \boxed{N_s = 10} \quad \text{Número de espiras adotado para o secundário;}$$

$$\frac{N_s}{N_p} = 0.5 \quad \frac{N_p}{N_s} = 2$$

$$B_{Tr} := \frac{V_{dc1}}{K_f \cdot A_e \cdot \text{mm}^2 \cdot N_p \cdot f_s} \quad \boxed{B_{Tr} = 0.137 \cdot T}$$

3) Escolha dos Condutores:

3.1) Bitola máxima do condutor devido ao efeito skin:

$$\boxed{d := 2 \cdot \text{mm}} \quad d = 0.068 \cdot \text{cm} \quad \text{Diâmetro de fio recomendado}$$

$$\boxed{Fio(\text{.}^2) = 21 \text{- AWG}}$$

Obs.: de acordo com o efeito skin calculada o diâmetro útil máximo será de 0,068 cm, que corresponde aproximadamente ao fio 21 AWG.

3.2) Especificações do Fio:

$$\boxed{AWG_{tp_escolhido} := 30} \quad \text{Fio escolhido para os primários}$$

$$\boxed{AWG_{ts_escolhido} := 30} \quad \text{Fio escolhido para o secundário}$$

3.2.1) Área do condutor:

PRIMÁRIO:

$$d_i(AWG_{tp_escolhido}) = 0.255 \quad \text{Diâmetro do fio escolhido sem isolamento [mm]}$$

$$d_{i_i}(AWG_{tp_escolhido}) = 0.03 \quad \text{Diâmetro do fio escolhido com isolamento [cm]}$$

$$S_{fio}(AWG_{tp_escolhido}) = 5.094 \times 10^{-4} \cdot \text{cm}^2 \quad \text{Área do fio escolhido sem isolação}$$

$$S_{fio_i}(AWG_{tp_escolhido}) = 7.046 \times 10^{-4} \cdot \text{cm}^2 \quad \text{Área do fio escolhido com isolação}$$

SECUNDÁRIO:

$$d_i(AWG_{ts_escolhido}) = 0.255 \quad \text{Diâmetro do fio escolhido sem isolamento [mm]}$$

$$d_{i_i}(AWG_{ts_escolhido}) = 0.03 \quad \text{Diâmetro do fio escolhido com isolamento [cm]}$$

$$S_{fio}(AWG_{ts_escolhido}) = 5.094 \times 10^{-4} \cdot \text{cm}^2 \quad \text{Área do fio escolhido sem isolação}$$

$$S_{fio_i}(AWG_{ts_escolhido}) = 7.046 \times 10^{-4} \cdot \text{cm}^2 \quad \text{Área do fio escolhido com isolação}$$

3.2.2) Seção dos condutores do primário:

$$Scu_p := \frac{I_{p\text{rms}}}{J_{\text{max}}} \quad Scu_p = 0.75 \cdot \text{mm}^2 \quad \text{Área de cobre necessária para o enrolamento primário}$$

3.2.3) Número de fios em paralelo de um primário:

$$\text{Num_fios_prim} := \text{ceil}\left(\frac{Scu_p}{S_{\text{fio}}(\text{AWGtp_escolhido})}\right) \quad \boxed{\text{Num_fios_prim} = 15} \quad (\text{fios em paralelo})$$

3.2.4) Seção dos fios do secundário:

$$Scu_s := \frac{I_{s\text{rms}}}{J_{\text{max}}} \quad Scu_s = 4.375 \cdot \text{mm}^2 \quad \text{Área de cobre necessária para o enrolamento secundário}$$

3.2.5) Número de fios em paralelo do secundário:

$$\text{Num_fios_sec} := \text{ceil}\left(\frac{Scu_s}{S_{\text{fio}}(\text{AWGts_escolhido})}\right) \quad \boxed{\text{Num_fios_sec} = 86} \quad (\text{fios em paralelo})$$

3.2.6) Comprimento médio de uma espira:

$$MLTp := 2 \cdot (C + E) \cdot \text{mm}$$

$$\boxed{MLTp = 19.8 \cdot \text{cm}}$$

$$\boxed{MLTs := MLTp}$$

3.2.7) Área ocupada pelo enrolamento:

$$Sp_{cu} := N_p \cdot \text{Num_fios_prim} \cdot S_{\text{fio}}(\text{AWGtp_escolhido})$$

$$Sp_{cu} = 0.153 \cdot \text{cm}^2 \quad \text{Área sem isolamento primário}$$

$$Sp_{cuis} := N_p \cdot \text{Num_fios_prim} \cdot S_{\text{fio_i}}(\text{AWGtp_escolhido})$$

$$Sp_{cuis} = 0.211 \cdot \text{cm}^2 \quad \text{Área com isolamento primário}$$

$$Ss_{cu} := N_s \cdot \text{Num_fios_sec} \cdot S_{\text{fio}}(\text{AWGts_escolhido})$$

$$Ss_{cu} = 0.438 \cdot \text{cm}^2 \quad \text{Área sem isolamento secundário}$$

$$Ss_{cuis} := N_s \cdot \text{Num_fios_sec} \cdot S_{\text{fio_i}}(\text{AWGts_escolhido})$$

$$Ss_{cuis} = 0.606 \cdot \text{cm}^2 \quad \text{Área com isolamento secundário}$$

$$St_{cu} := 3Sp_{cu} + Ss_{cu} \quad \boxed{St_{cu} = 89.646 \cdot \text{mm}^2} \quad \text{Área total de cobre do transformador}$$

$$St_{cuis} := 3Sp_{cuis} + Ss_{cuis} \quad \boxed{St_{cuis} = 124.018 \cdot \text{mm}^2} \quad \text{Área total de cobre com isolamento do transformador}$$

3.2.8) Fator de Ocupação:

$$F_{t_{\text{ocu}}} := \frac{S_{t_{\text{cuis}}}}{A_w \cdot \text{mm}^2} \quad F_{t_{\text{ocu}}} = 0.231$$

4.2.7) Volume de cobre:

$$V_{t_{\text{cu}}} := 3S_{p_{\text{cu}}} \cdot \text{MLTp} + S_{s_{\text{cu}}} \cdot \text{MLTs} \quad V_{t_{\text{cu}}} = 17.75 \cdot \text{cm}^3$$

4.2.8) Resistência dos enrolamentos:

$$R_{\text{fiop_100}} := \frac{100}{S_{\text{fio}}(\text{AWGtp_escolhido})} \quad R_{\text{fiop_100}} = 4.43 \times 10^{-3} \cdot \frac{\text{m}}{\text{cm}}$$

$$R_{\text{fios_100}} := \frac{100}{S_{\text{fio}}(\text{AWGts_escolhido})} \quad R_{\text{fios_100}} = 4.43 \times 10^{-3} \cdot \frac{\text{m}}{\text{cm}}$$

$$R_{p_{\text{cc}}} := \frac{R_{\text{fiop_100}} \cdot \text{MLTp} \cdot N_p}{\text{Num_fios_prim}} \quad R_{p_{\text{cc}}} = 116.963 \cdot \text{m}$$

$$R_{s_{\text{cc}}} := \frac{R_{\text{fios_100}} \cdot \text{MLTs} \cdot N_s}{\text{Num_fios_sec}} \quad R_{s_{\text{cc}}} = 10.2 \cdot \text{m}$$

5) Cálculo das Perdas Envolvidas:

5.1) Perdas no cobre:

$$P_{p_{\text{cu}}} := 3 \left(R_{p_{\text{cc}}} \cdot I_{p_{\text{rms}}}^2 \right) \quad P_{p_{\text{cu}}} = 3.158 \cdot \text{W} \quad \text{Perdas no cobre do enrolamento primário;}$$

$$P_{s_{\text{cu}}} := R_{s_{\text{cc}}} \cdot I_{s_{\text{rms}}}^2 \quad P_{s_{\text{cu}}} = 3.124 \cdot \text{W} \quad \text{Perdas no cobre do enrolamento secundário;}$$

$$P_{t_{\text{cu}}} := P_{p_{\text{cu}}} + P_{s_{\text{cu}}} \quad P_{t_{\text{cu}}} = 6.282 \text{ W} \quad \text{Perdas totais no cobre.}$$

5.2) Perdas no núcleo:

O material do núcleo escolhido é o N87 (Epcos - TDK) e 3C94 (Ferroxcube) segundo o datasheet do material os coeficientes de Steinmetz são dados por:

$$\text{núcleo} := \text{"TDK"} \quad B_{\text{ac}} := 0.14 \text{ T} \quad V_{\text{n}} := 157.3 \text{ cm}^3$$

$$C_m := 1.8836 \frac{\text{W}}{\text{m}^3} \quad m := 1.4322 \quad n := 2.737$$

$$P_{\text{mag}} := C_m \cdot \left(\frac{f_s}{\text{Hz}} \right) \cdot \left(\frac{B_{\text{ac}}}{\text{T}} \right) \quad P_V = 46.538 \cdot \frac{\text{kW}}{\text{m}^3}$$

$$P_{\text{mag}} := P_V \cdot V_n \quad P_{\text{mag}} = 7.32 \cdot \text{W} \quad \text{Perdas no magnético}$$

$$P_{\text{tot}} := P_{\text{t,cu}} + P_{\text{mag}}$$

$$P_{\text{tot}} = 13.602 \cdot W \quad \text{Perdas totais no transformador.}$$

$$R_c := 23 \cdot \left(\frac{A_{\text{ex}} A_{\text{w,t}} \cdot \text{mm}^4}{\text{cm}^4} \right)^{-0.37} \cdot \frac{\text{Celsius}}{W} \quad R_c = 5.091 \cdot \frac{\text{Celsius}}{W} \quad \text{Resistencia térmica para convecção natural}$$

$$T_{\text{est}} := R_c \cdot P_{\text{tot}} \quad T_{\text{est}} = 69.254 \cdot \text{Celsius} \quad \text{Variação de temperatura estimada.}$$

- **Possibilidade de Execução do transformador**

$$A_w = 537.24 \quad \text{Área da janela.}$$

$$k_w := 0.3 \quad \text{Coeficiente de ocupação.}$$

$$A_{\text{w,nec}} := \frac{S_{\text{cuis}}}{k_w}$$

$$A_{\text{w,nec}} = 4.134 \cdot \text{cm}^2 \quad \text{Área de janela necessária.}$$

$$A_{\text{w,nec}\%} := \frac{A_{\text{w,nec}}}{A_w \cdot \text{mm}^2}$$

$$A_{\text{w,nec}\%} = 76.947 \% \quad \text{Porcentagem do núcleo utilizada}$$

$$\text{Transformador} := \begin{cases} \text{"Possível"} & \text{if } A_{\text{w,nec}} \leq A_w \cdot \text{mm}^2 \cdot 90\% \\ \text{"Impossível"} & \text{otherwise} \end{cases}$$

$$\text{Transformador} = \text{"Possível"}$$

Resumo da Execução do Transformador:

$$N_{\text{cp}} := 2 \quad \text{Número de Cabos saída de um Primário}$$

$$L_{\text{cp}} := 30 \text{cm} \quad \text{Comprimento do Cabo de saída do Primário}$$

$$L_{\text{prim}} := 1.2 N_p \cdot M L T_p + N_{\text{cp}} \cdot L_{\text{cp}}$$

$$N_{\text{cs}} := 2 \quad \text{Número de Cabos saída do Secundário}$$

$$L_{\text{sec}} := 1.2 \cdot N_s \cdot M L T_s + N_{\text{cs}} \cdot L_{\text{cp}} \quad \text{Comprimento do Cabo de saída do Secundário}$$

ANEXO B – INDUTORES DE TRANSFERÊNCIA DE POTÊNCIA

Projeto dos Indutores de transferência de potência



UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA
NÚCLEO DE PROCESSAMENTO DE ENERGIA ELÉTRICA

Rafael Felipe Van Kan

Tese de Doutorado



Data: 07/2022

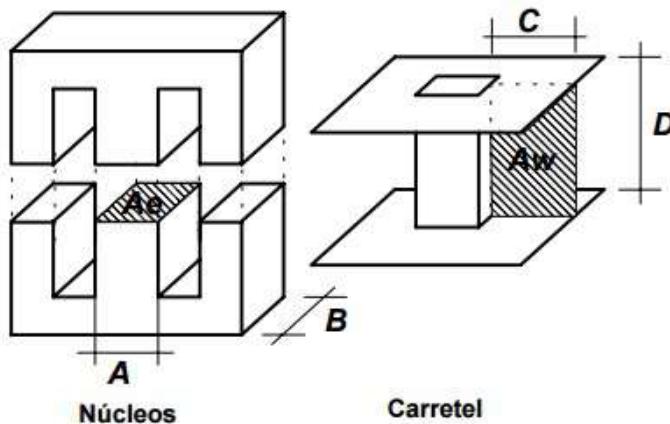
1 - Especificações do Projeto

$P_t := 1 \text{ kV}\cdot\text{A}$	Potência do projeto por fase (VA)
$V_{dc1} := 600 \text{ V}$	Tensão de Barramento (Primário)
$V_{dc2} := 300 \text{ V}$	Tensão de Barramento (Secundário)
$n := \frac{V_{dc1}}{V_{dc2}} = 2$	Relação de transformação
$f_s := 50 \text{ kHz}$	Frequência de comutação
$T_s := \frac{1}{50 \text{ kHz}} = 2 \times 10^{-5} \text{ s}$	Período de comutação
$s := 2 \cdot \pi \cdot T_s^{-1} = 314.159 \cdot \text{kHz}$	Frequência de comutação (angular)
$T_a := 30 \text{ }^{\circ}\text{C}$	Temperatura ambiente
$\mu_0 := 4 \cdot 10^{-7} \frac{\text{H}}{\text{m}}$	Permeabilidade absoluta no vácuo
$\rho_{20} := 1.72 \cdot 10^{-8} \cdot \Omega \cdot \text{m}$	Resistividade do condutor
$\alpha_{cu} := 0.0039 \cdot \frac{1}{\text{K}}$	Coeficiente de temperatura da resistividade do cobre (20°C)

1 - Especificações do Projeto

Projeto Indutor Série

$L_{lk} := 430 \text{ H}$	Indutância série primário
$I_{lk_rms} := 2.5 \text{ A}$	Corrente eficaz
$I_{lk_pk} := 4.2 \text{ A}$	Corrente de pico no indutor
$B_{max} := 0.125 \text{ T}$	Densidade de Fluxo Magnético Máximo
$J_{max} := 450 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$	Densidade de Corrente Máxima
$K_w := 0.7$	Fator de enrolamento



$$AeAw_L := \frac{L_{lk} \cdot I_{lk_pk} \cdot I_{lk_rms}}{K_w \cdot J_{max} \cdot B_{max}} \quad AeAw_L = 1.147 \cdot \text{cm}^4$$

Produto de áreas do indutor de dispersão

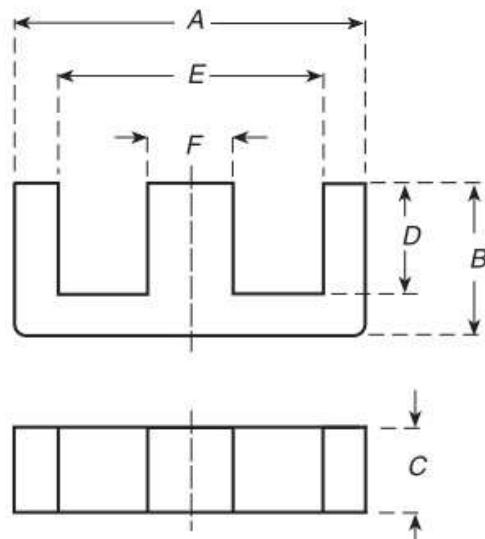
1) Escolha do Núcleo:

núcleo := "E-42/21/15(TDK)"

$$\begin{pmatrix} A_e \\ A_w \\ A_{exAw_L} \\ V_n \end{pmatrix} := \begin{cases} \begin{pmatrix} 178 \\ 178 \\ 178 \cdot 178 \\ 17.3 \end{pmatrix} & \text{if } \text{núcleo} = \text{"E-42/21/15(FCB)"} \\ \begin{pmatrix} 149 \\ 120 \\ 149 \cdot 120 \\ 11.5 \end{pmatrix} & \text{if } \text{núcleo} = \text{"E-41/17/12(FCB)"} \\ \begin{pmatrix} 178 \\ 177 \\ 178 \cdot 177 \\ 17.3 \end{pmatrix} & \text{if } \text{núcleo} = \text{"E-42/21/15(TDK)"} \\ \begin{pmatrix} 149 \\ 120 \\ 149 \cdot 120 \\ 11.5 \end{pmatrix} & \text{if } \text{núcleo} = \text{"E-40/16/12(TDK)"} \\ \begin{pmatrix} 234 \\ 157 \\ 234 \cdot 177 \\ 22.7 \end{pmatrix} & \text{if } \text{núcleo} = \text{"E-42/21/20(TDK)"} \\ \begin{pmatrix} 354 \\ 353 \\ 354 \cdot 353 \\ 43.9 \end{pmatrix} & \text{if } \text{núcleo} = \text{"E-55/28/21(TDK)"} \end{cases}$$

$$A_{\text{ex}} A_{\text{wL}} \cdot \text{mm}^4 = 3.151 \cdot \text{cm}^4$$

$$\begin{pmatrix} A \\ B \\ C \\ D \\ E \\ F \end{pmatrix} := \begin{cases} \begin{pmatrix} 43 \\ 21 \\ 15.2 \\ 14.8 \\ 29.5 \\ 12.2 \end{pmatrix} & \text{if n\'ucleo = "E-42/21/15(FCB)"} \\ \begin{pmatrix} 40.6 \\ 16.6 \\ 12.4 \\ 10.4 \\ 28.6 \\ 12.45 \end{pmatrix} & \text{if n\'ucleo = "E-41/17/12(FCB)"} \\ \begin{pmatrix} 42 \\ 21.2 \\ 15.2 \\ 14.8 \\ 29.5 \\ 12.2 \end{pmatrix} & \text{if n\'ucleo = "E-42/21/15(TDK)"} \\ \begin{pmatrix} 40.6 \\ 16.5 \\ 12.5 \\ 10.5 \\ 28.6 \\ 12.5 \end{pmatrix} & \text{if n\'ucleo = "E-40/16/12(TDK)"} \\ \begin{pmatrix} 42 \\ 21.2 \\ 20 \\ 14.8 \\ 29.5 \\ 12.2 \end{pmatrix} & \text{if n\'ucleo = "E-42/21/20(TDK)"} \\ \begin{pmatrix} 55 \\ 27.8 \\ 21 \\ 18.5 \\ 37.5 \\ 17.2 \end{pmatrix} & \text{if n\'ucleo = "E-55/28/21(TDK)"} \end{cases}$$



Dimensões em mm

2) Cálculo do Número de Espiras:

$$N_{lk} := \text{ceil} \left(\frac{L_{lk} \cdot I_{lk_pk}}{B_{\max} \cdot A_e \cdot \text{mm}^2} \right) \quad \frac{L_{lk} \cdot I_{lk_pk}}{B_{\max} \cdot A_e \cdot \text{mm}^2} = 81.169$$

$$N_{lk} = 82$$

Número de espiras do indutor de dispersão

3) Cálculo do entreferro:

$$\lg_{Llk} := \frac{N_{lk}^2 \cdot o \cdot A_e \cdot \text{mm}^2}{L_{lk}} \quad \lg_{Llk} = 0.35 \cdot \text{cm}$$

$$\frac{\lg_{Llk}}{2} = 1.749 \cdot \text{mm}$$

Entreferro em cada perna

Determinação do fator de frangeamento de fluxo:

$$F_{frang} := \left(1 + \frac{\lg_{Llk}}{\sqrt{A_e \cdot \text{mm}^2}} \cdot \ln \left(\frac{2D \cdot \text{mm}}{\lg_{Llk}} \right) \right) = 1.56$$

Correção do número de espiras devido ao efeito do frangeamento de fluxo:

$$N_{\text{novo}} := \text{ceil} \left(\sqrt{\frac{\lg_{Llk} \cdot L_{lk}}{o \cdot F_{frang} \cdot A_e \cdot \text{mm}^2}} \right) = 66$$

$$N_{\text{lk}} := N_{\text{novo}} = 66$$

Cálculo da nova densidade de fluxo magnético:

$$B_{ac} := \frac{L_{lk} \cdot I_{lk_pk}}{N_{lk} \cdot A_e \cdot \text{mm}^2} = 0.154 \text{ T}$$

4) Escolha do Condutor:

Função de conversão do diâmetro para AWG (Kazimierczuk - HF Magnetic Components) :

$$\begin{aligned} k1 &:= -4.313257 \\ k2 &:= 17.158568 \\ AWG &:= 1 \quad \text{Coeficientes de conversão} \\ k1_i &:= -5.872529 \\ k2_i &:= 6.886685 \end{aligned}$$

$$Fio(\text{Sec}) := \text{floor} \left(k1 \cdot \ln \left(\frac{\text{Sec}}{\text{mm}^2} \right) + k2 \right) \quad \text{Fio AWG em função da área}$$

$$S_{fio}(\text{AWG}) := e^{\frac{\text{AWG}-k2}{k1}} \text{ mm}^2 \quad \text{Área da seção transversal do fio sem isolação}$$

$$S_{fio_i}(\text{Fio}) := e^{\frac{\text{Fio}-k2_i}{k1_i}} \text{ mm}^2 + S_{fio}(\text{Fio}) \quad \text{Área da seção transversal do fio com isolação}$$

$$d_i(\text{AWG}) := \frac{0.127 \cdot 92}{39} \text{ mm} \quad \text{Diâmetro do fio sem isolamento (mm)}$$

$$d_{i_i}(\text{AWG}) := d_i(\text{AWG}) \cdot 0.1 + 0.028 \cdot \sqrt{d_i(\text{AWG}) \cdot 0.1} \text{ cm} \quad \text{Diâmetro do fio com isolamento (cm)}$$

=====

4.1) Efeito skin:

$$100 := 20 \cdot [1 + \text{cu} \cdot (100^\circ\text{C} - 20^\circ\text{C})] = 2.257 \times 10^{-6} \cdot \text{cm}$$

$$:= \sqrt{\frac{100}{\text{cu} \cdot f_s}} = 0.338 \cdot \text{mm} \quad \text{Profundidade de penetração}$$

$$d := 2 \cdot d_i = 0.676 \cdot \text{mm} \quad \text{Diâmetro de fio recomendado}$$

$$\text{Fio}(\cdot) = 21 \cdot \text{AWG}$$

Obs.: de acordo com o efeito skin calculada o diâmetro útil máximo será de 0,068 cm, que corresponde aproximadamente ao fio 21 AWG.

4.2) Especificações do Fio:

$$\text{AWG_escolhido} := 25 \quad \text{Fio escolhido}$$

4.2.1) Área do condutor:

$$d_i(\text{AWG_escolhido}) = 0.455 \text{ mm} \quad \text{Diâmetro do fio escolhido sem isolamento [mm]}$$

$$d_{i_i}(\text{AWG_escolhido}) = 0.051 \text{ cm} \quad \text{Diâmetro do fio escolhido com isolamento [cm]}$$

$$S_{fio}(\text{AWG_escolhido}) = 1.624 \times 10^{-3} \cdot \text{cm}^2 \quad \text{Área do fio escolhido sem isolação}$$

$$S_{fio_i}(\text{AWG_escolhido}) = 2.081 \times 10^{-3} \cdot \text{cm}^2 \quad \text{Área do fio escolhido com isolação}$$

4.2.2) Seção dos condutores do indutor:

$$Scu_{Ls} := \frac{I_{lk_rms}}{J_{max}} \quad Scu_{Ls} = 5.556 \times 10^{-3} \cdot \text{cm}^2 \quad \text{Área de cobre necessária para o indutor}$$

$$\text{Fio}(Scu_{Ls}) = 19 \cdot \text{AWG}$$

4.2.3) Número de condutores paralelos do indutor:

$$N_{p_fios_Llk} := \text{ceil}\left(\frac{S_{cuLs}}{S_{fio}(\text{AWG_escolhido})}\right) \quad \frac{S_{cuLs}}{S_{fio}(\text{AWG_escolhido})} = 3.422$$

$N_{p_fios_Llk} = 4$ (fios em paralelo)

4.2.4) Comprimento médio de uma espira:

$$MLT := 2 \cdot (C + E) \cdot \text{mm}$$

MLT = 8.94 · cm

4.2.5) Área ocupada pelo enrolamento:

$$S_{cuL} := N_{lk} \cdot N_{p_fios_Llk} \cdot S_{fio}(\text{AWG_escolhido}) \quad S_{cuL} = 0.429 \cdot \text{cm}^2 \quad \text{Área de cobre sem isolamento}$$

$$S_{cuisL} := N_{lk} \cdot N_{p_fios_Llk} \cdot S_{fio_i}(\text{AWG_escolhido}) \quad S_{cuisL} = 0.549 \cdot \text{cm}^2 \quad \text{Área de cobre com isolamento}$$

4.2.6) Fator de Ocupação:

$$Flk_{ocu} := \frac{S_{cuisL}}{A_w \cdot \text{mm}^2} \quad Flk_{ocu} = 0.31$$

4.2.7) Volume de cobre:

$$V_{cu} := S_{cuL} \cdot MLT \quad V_{cu} = 3.832 \cdot \text{cm}^3$$

4.2.8) Resistência dos enrolamentos:

$$100 = 2.257 \times 10^{-6} \cdot \text{cm} \quad \text{Resistividade para } 100^\circ\text{C}$$

$$R_{fio_100} := \frac{100}{S_{fio}(\text{AWG_escolhido})} \quad R_{fio_100} = 1.39 \times 10^{-3} \cdot \frac{\text{cm}}{\text{cm}}$$

$$R_{cc} := \frac{R_{fio_100} \cdot MLT \cdot N_{lk}}{N_{p_fios_Llk}} \quad R_{cc} = 0.205$$

5) Cálculo das Perdas Envolvidas:

5.1) Perdas no cobre:

$$P_{cuLs1} := R_{cc} \cdot I_{lk_rms}^2 \quad P_{cuLs1} = 1.281 \cdot \text{W}$$

5.2) Perdas no núcleo:

O material do núcleo escolhido é o N87 (Epcos - TDK) e 3C94 (Ferroxcube) segundo o datasheet do material os coeficientes de Steinmetz são dados por:

núcleo := "TDK"

$$\begin{pmatrix} C_m \\ C_{t2} \\ C_{t1} \\ C_t \end{pmatrix} := \begin{cases} \begin{pmatrix} 3.530102481 \\ 1.419999968 \\ 2.884999936 \\ 0.000125359 \end{pmatrix} & \text{if } \text{núcleo} = \text{"FCB"} \\ \begin{pmatrix} 0.4961 \\ 1.5756 \\ 2.8176 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} & \text{if } \text{núcleo} = \text{"TDK"} \end{cases}$$

$T_f := 100$

$$P_v := C_m \cdot \left(\frac{f_s}{\text{Hz}} \right) \cdot \left(\frac{B_{ac}}{\text{T}} \right) \cdot \frac{\text{W}}{\text{m}^3} \quad P_v = 64.249 \cdot \frac{\text{mW}}{\text{cm}^3}$$

$$P_{mag1} := P_v \cdot V_n \cdot \text{cm}^3 \quad P_{mag1} = 1.112 \cdot \text{W}$$

$$P_{tot1} := P_{cuLs1} + P_{mag1} \quad P_{tot1} = 2.393 \cdot \text{W} \quad \text{Perdas totais no transformador}$$

$$Rc1 := 23 \cdot \left(\frac{A_{ex}A_{wL} \cdot \text{mm}^4}{\text{cm}^4} \right)^{-0.37} \cdot \frac{\text{Celsius}}{\text{W}}$$

$$Rc1 = 15.043 \cdot \frac{\text{Celsius}}{\text{W}}$$

$$T_{est1} := Rc1 \cdot P_{tot1}$$

$$T_{est1} = 35.996 \cdot \text{Celsius} \quad \text{Variação de temperatura estimada}$$

6) Possibilidade de Execução:

$$A_w = 177$$

Área da janela

$$k_w := 0.5$$

Coeficiente de ocupação

$$A_{w\text{nec1}} := \frac{S_{cuisL}}{k_w} \quad A_{w\text{nec1}} = 1.099 \cdot \text{cm}^2 \quad \text{Área de janela necessária}$$

$$A_{w\text{nec1\%}} := \frac{A_{w\text{nec1}}}{A_w \cdot \text{mm}^2}$$

$$A_{w\text{nec1\%}} = 62.08\% \quad \text{Porcentagem do núcleo utilizada}$$

$$\text{Indutor} := \begin{cases} \text{"Possível"} & \text{if } A_{w\text{nec1}} \leq A_w \cdot \text{mm}^2 \cdot 90\% \\ \text{"Impossível"} & \text{otherwise} \end{cases}$$

Indutor = "Possível"

Resumo do Projeto

$$N_{cLlk} := 2$$

Número de Cabos saída

$$L_{cLlk} := 15\text{cm}$$

Comprimento do Cabo de saída

$$L_{Llk} := 1.3 \cdot N_{lk} \cdot \text{MLT} + N_{cLlk} \cdot L_{cLlk}$$

$$L_{Llk} = 7.971 \text{m}$$

Comprimento cabo indutor

$$\frac{\lg_{Llk}}{2} = 1.749 \cdot \text{mm}$$

Entreferro em cada perna

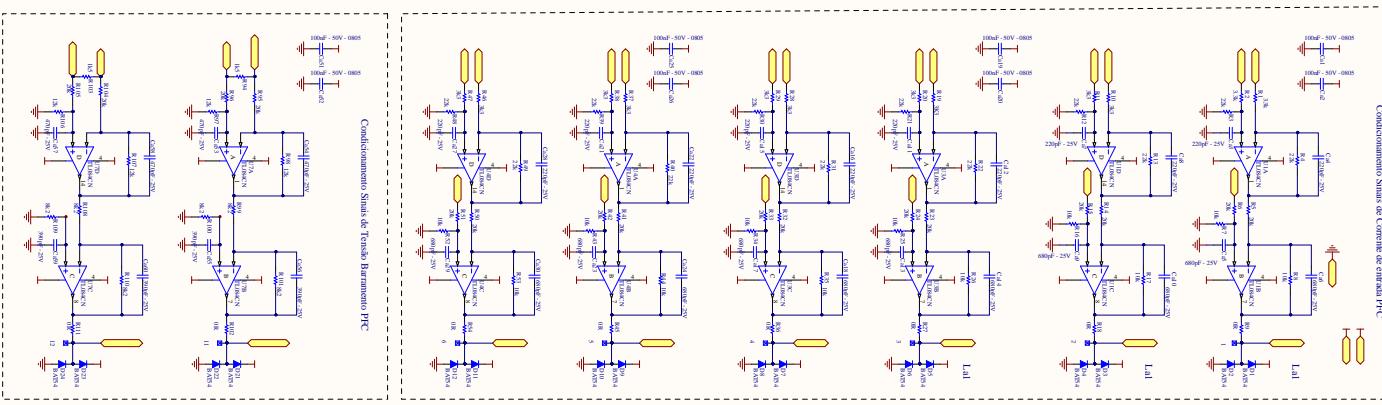
$$N_{lk} = 66$$

Número de espiras

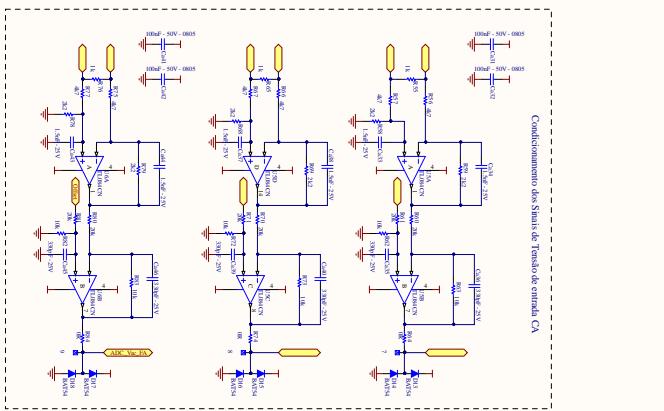
▲ Projeto Indutor Série

ANEXO C – LAYOUT DA PLACA DE CONDICIONAMENTO DE SINAIS

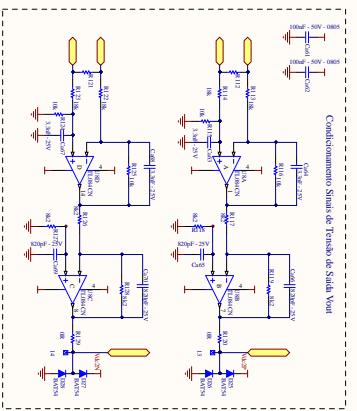
Condicionamento Sinal de Corrente de entrada PIC



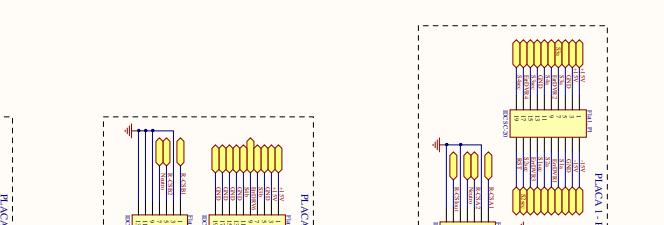
Condicionamento dos Sinais de Tensão de Entrada CA



Condicionamento Sinal de Tensão de Saída Volt



Condicionamento Corrente de saída curt



PLACA 1 - PRINCIPAL-FASE A

