



UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ
CENTRO DE TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

ARLINDO HERNANY RAMOS DELGADO

**CONVERSOR CA-CC PWM-ZVS DUPLO PUSH-PULL ALIMENTADO EM
CORRENTE COM ALTO FATOR DE POTÊNCIA**

FORTALEZA

2024

ARLINDO HERNANY RAMOS DELGADO

CONVERSOR CA-CC PWM-ZVS DUPLO PUSH-PULL ALIMENTADO EM CORRENTE
COM ALTO FATOR DE POTÊNCIA

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro de Tecnologia da Universidade Federal do Ceará, como parte dos requisitos para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de Concentração: Sistemas de Energia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. René Pastor Torrico Bascope

FORTALEZA

2024

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação
Universidade Federal do Ceará
Sistema de Bibliotecas

Gerada automaticamente pelo módulo Catalog, mediante os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

- R141c Ramos Delgado, Arlindo Hernany.
Conversor ca-cc pwm-zvs duplo push-pull alimentado em corrente com alto fator de potência /
Arlindo Hernany Ramos Delgado. – 2023.
150 f. : il. color.
- Dissertação (mestrado) – Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-
Graduação em Engenharia Elétrica, Fortaleza, 2023.
Orientação: Prof. Dr. René Pastor Torrico-Bascopé .
1. conversor ca - cc isolado de alta frequência. 2. retificador zvs - pfc. 3. conversor de duas entradas de
tensão. 4. grampeamento ativo. I. Título.

CDD 621.3

ARLINDO HERNANY RAMOS DELGADO

CONVERTOR CA-CC PWM-ZVS DUPLO PUSH-PULL ALIMENTADO EM CORRENTE
COM ALTO FATOR DE POTÊNCIA

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro de Tecnologia da Universidade Federal do Ceará, como parte dos requisitos para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de Concentração: Sistemas de Energia Elétrica

Aprovada em: 23/05/2024.

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. René Pastor Torrico Bascopé (Orientador)
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. PhD. Fernando Marcelo Antunes
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Menaouar Berrehil El Kattel
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Robson Mayer (Externo à instituição)
Universidade Estadual de Campinas (UNICAMP)

À Deus.

À minha mãe Vera Ramos e ao meu pai Arlindo Delgado, pelo amor incondicional e pela dedicação na minha criação, por me mostrarem sempre o caminho correto na vida, pelo incentivo aos estudos e pela educação que me deram. Dedico-lhes com todo amor e carinho. E a minha irmã casula Vânia Delgado.

AGRADECIMENTOS

À Deus, nosso criador e salvador, por sempre me levantar nos momentos que pensei em desistir e por todas as vitórias alcançadas em minha vida.

Aos meus pais, Arlindo Almeida Delgado e Vera Lucia Neves Ramos, por todo amor, carinho e suporte durante minha vida.

Ao meu orientador e professor Dr. René Pastor Torrico Bascopé, por me guiar durante toda essa jornada, por contribuir com sua experiência e sabedoria, durante os momentos de dificuldades e inexperiência, e por sempre estar disposto a ajudar, transmitindo sempre confiança e conhecimento.

Ao professor PhD. Fernando Marcelo Antunes, ao professor Dr. Menaouar Berrehil El Kattel e professor Dr. Robson Mayer por participarem desta banca avaliadora e por aportarem muito na melhoria desta obra graças a sua experiência e minuciosa revisão.

À minha namorada e companheira, Jessica Simone Gonçalves dos Reis, pelo amor, paciência e compreensão, durante esses anos de mestrado.

À minha irmã Neila Cibelle Ramos Delgado pelo todo apoio durante esses anos de estadia no Brasil.

Aos meus amigos de longas datas do A3 203, Marco Paulo, Gildo Stefan, Ricardo, Edilson e Breno. Aos meus amigos do 402, Marina, Mauro, Hélica e Ismael, e a todos que fizeram parte dessa trajetória no Brasil.

A todos os professores do Departamento de Engenharia Elétrica (DEE), pelos conhecimentos transmitidos durante a pós-graduação.

Ao Grupo de Processamento de Energia e Controle (GPEC) e ao Laboratório de Condicionadores de Energia (LCE) da Universidade Federal do Ceará, pelo apoio técnico e estrutural.

E à Fundação Cearense de Apoio ao Desenvolvimento Científico e Tecnológico (Funcap), pelo financiamento da pesquisa de mestrado via bolsa de estudos.

“Suba o primeiro degrau com fé. Não é necessário que você veja toda a escada. Apenas dê o primeiro passo.” – Martin Luther King

“Não há nada melhor do que as adversidades. Cada derrota, cada mágoa, cada perda, contém sua própria semente, sua própria lição de como melhorar seu desempenho na próxima vez.” – Malcolm X

RESUMO

Este trabalho apresenta o estudo de um conversor CA-CC de estágio quase-único com características de isolamento em alta frequência, alto fator de potência, comutação suave dos interruptores, regulação da tensão de saída e operação com tensão de entrada bivolt (110 Vca/220 Vca). A estrutura proposta é baseada em dois conversores CC-CC Push-Pull ZVS alimentados em corrente, os quais foram interligados magneticamente por indutores e um transformador de alta frequência. Para a operação bivolt um seletor de tensão é usado, assim, para a tensão de entrada de 110 Vca as entradas dos conversores CC-CC são conectadas em paralelo, e para a tensão de entrada de 220 Vca as entradas são associadas em série. Desta maneira, muitos componentes no lado primário do transformador, são submetidos aos mesmos esforços de corrente e tensão, gerando como resultado, rendimentos quase similares para ambos os valores de tensão de entrada indicados anteriormente. Para o conversor sob estudo, são apresentadas, análises qualitativa e quantitativa, assim como um exemplo de projeto é feito para especificações de tensão de entrada alternada $V_i = 110 \text{ Vca}/220 \text{ Vca}$, tensão de saída $V_o = 400 \text{ Vcc}$, potência de saída $P_o = 2 \text{ kW}$ e frequência de comutação $f_s = 25 \text{ kHz}$. Após a obtenção das grandezas, o conversor proposto foi submetido a simulação e os resultados são apresentados para operação em regime permanente e em regime dinâmico.

Palavras-chaves: conversor ca - cc isolado de alta frequência; retificador zvs - pfc; conversor de duas entradas de tensão; grampeamento ativo.

ABSTRACT

This work presents the study of a quasi-single stage AC-DC converter with characteristics of high frequency isolation, high power factor, switches soft switching, output voltage regulation and operation with bivolt input voltage (110 Vac/220 Vac). The proposed structure is based on two current-fed Push-Pull ZVS DC-DC converters, which were magnetically interconnected using an inductor and a high-frequency transformer. For bivolt operation a voltage selector is used, thus, for the input voltage of 110 Vac the inputs of the DC-DC converters are connected in parallel, and for the input voltage of 220 Vac the inputs are associated in series. In this way, many components on the primary side of the transformer are subjected to the same current and voltage stresses, resulting in almost similar yields for both input voltage values indicated above. For the converter under study, qualitative and quantitative analyzes are presented, as well as a project example made to specifications of alternating input voltage $V_i = 110 \text{ Vac}/220 \text{ Vac}$, output voltage $V_o = 400 \text{ V}$, output power $P_o = 2 \text{ kW}$ and switching frequency $f_s = 25 \text{ kHz}$. After obtaining the quantities, the proposed converter was subjected to simulation and the results are presented for operation in steady state and in transient regime.

Keywords: high-frequency isolated ac-dc Converter; zvs - pfc rectifier; two-input voltage converter; active clamping.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Retificadores monofásicos com carga resistiva; (a) sem capacitor filtro de saída, (b) com capacitor filtro de saída, (c) com célula Boost e capacitor filtro de saída.	27
Figura 2 - Conversor CA-CC Full-Bridge PFC com grampeamento ativo.	31
Figura 3 - Conversor CA-CC PFC Boost intercalado com dois conversores Push-Pull.	31
Figura 4 - Conversor CA-CC bidirecional para aplicação de carregamento de Veículos Elétricos.	32
Figura 5 - Conversor CA-CC Full-Bridge Bridgeless alimentado em corrente.	33
Figura 6 - Conversor CA-CC ZVS bidirecional com PFC.	34
Figura 7 - Conversor CA-CC Flyback Bridgeless.	35
Figura 8 - Conversor Flyback Bridgeless para aplicações de cargas CC.	35
Figura 9 - Conversor CA-CC Cuk isolado PFC sem ponte.	36
Figura 10 - Conversor CA-CC Cúk isolado com indutores acoplados.	37
Figura 11 - Conversor CA-CC Sepic Bridgeless PFC com grampeamento ativo.	37
Figura 12 - Conversor CA-CC Sepic Bridgeless com PFC.	38
Figura 13 - Conversor CA-CC Zeta isolado com divisor de tensão na saída.	39
Figura 14 - Conversor CA-CC Zeta PFC isolado com dois interruptores.	39
Figura 15 - Conversor CA-CC Zeta PFC isolado com um interruptor.	40
Figura 16 - Conversor CC-CC Push - Pull alimentados em corrente com grampeamento ativo usando, (a) um interruptor, (b) dois interruptores, (c) dois interruptores e um autotransformador.	40
Figura 17 - Conversor CA-CC alimentado em corrente unidirecional monofásico proposto.	42
Figura 18 - Princípio de operação do conversor, a) Tensão de entrada 220 V – conversores em serie; b) Tensão de entrada 110 V – conversores em paralelo.	45
Figura 19 - Primeira etapa de operação.	46
Figura 20 - Segunda etapa de operação.	47
Figura 21 - Terceira etapa de operação.	48
Figura 22 - Quarta etapa de operação.	48
Figura 23 - Quinta etapa de operação.	49
Figura 24 - Sexta etapa de operação.	49
Figura 25 - Sétima etapa de operação.	50
Figura 26 - Principais formas de onda teóricas para $V_i=110$ V.	51
Figura 27 - Curva do ganho estático em função da razão cíclica.	54
Figura 28 - Ondulação de corrente na indutância L_{b1} normalizada.	55

Figura 29 - Circuito equivalente durante a comutação.....	62
Figura 30 - Variação da razão cíclica para meio período da rede elétrica.....	64
Figura 31 - Variação da corrente no indutor parametrizada para meio período da rede.	65
Figura 32 - Acoplamento em serie dos indutores Lb1 e Lb2.	75
Figura 33 - Núcleo NEE 65/33/26 da fabricante Thornton [37].	76
Figura 34 - Núcleo NEE 80/38/20 da fabricante Thornton [37].	80
Figura 35 - Núcleo NEE 30/15/07 do fabricante Thornton [37].	86
Figura 36 - Diagrama de blocos do controle por modo corrente média [40].	91
Figura 37 - Modelo de pequenos sinais do interruptor PWM aplicado ao conversor CC-CC Boost em MCC.	92
Figura 38 - Diagrama de blocos da malha de corrente.	92
Figura 39 - Diagrama de blocos da malha de tensão.	93
Figura 40 - Filtro passa baixa de dois polos da malha de feedforward.	94
Figura 41 - Estratégia de modulação aplicado no conversor.	96
Figura 42 - Pinagem do circuito integrado TL072.	96
Figura 43 - Circuito gerador de ondas triangulares.	97
Figura 44 - Diagrama de blocos interno do circuito integrado UC3854BN.....	98
Figura 45 - Diagrama de Bode da função de transferência $FTL_{Asc}(s)$	102
Figura 46 - Curva de avanço de fase em função do fator K.	103
Figura 47 - Compensador Tipo 2 da malha de corrente.	104
Figura 48 - Diagrama de Bode da função de transferência $FTL_{Aisc}(s)$	105
Figura 49 - Diagrama de Bode da função de transferência $FTL_{Asc}(s)$	106
Figura 50 - Compensador Tipo 2 da malha de tensão.	107
Figura 51 - Diagrama de Bode da função de transferência $FTL_{Asc}(s)$	108
Figura 52 - Circuito de Controle com UC3854BN.....	109
Figura 53 - Circuito do conversor simulado para tensão mínima de entrada de 110 Vca.	112
Figura 54 - Tensão e corrente de entrada para, (a) $V_{imin}=90\text{ V}$, (b) $V_{inom}=110\text{ V}$ e (c) $V_{imax}=150\text{ V}$	113
Figura 55 - Espectro harmônico da corrente de entrada para tensão nominal (110 V).	114
Figura 56 - Formas de onda de tensão e corrente nos diodos da ponte retificadora D_{ret1} - D_{ret4} para, (a) $V_{imin}=90\text{ Vca}$, (b) $V_{inom}=110\text{ Vca}$, (c) $V_{imax}=150\text{ Vca}$	115
Figura 57 - Tensão e corrente nos indutores de armazenamento L_{b1} e L_{b2} para, (a) $V_{imin}=90\text{ Vca}$, $V_{inom}=110\text{ Vca}$, e $V_{imax}=150\text{ Vca}$	116

Figura 58 - Tensão e corrente nos enrolamentos primários e secundários do transformador para, (a) $V_{imin}=90$ Vca, $V_{inom}=110$ Vca, e $V_{imax}=150$ Vca.....	117
Figura 59 - Tensão e corrente nos interruptores principais e auxiliares para, (a) $V_{imin}= 90$ V, (b) $V_{inom}=110$ V e (c) $V_{imax}= 150$ V.	119
Figura 60 - Tensão e corrente nos diodos de alta frequência D_1 - D_4 para, (a) $V_{imin}= 90$ Vca, (b) $V_{inom}=110$ Vca e (c) $V_{imax}= 150$ Vca.....	120
Figura 61 - Tensão e corrente de saída para, (a) $V_{imin}= 90$ Vca, (b) $V_{inom} = 110$ Vca e (c) $V_{imax}= 150$ Vca.....	121
Figura 62 - (a) Forma de onda da tensão de controle para dois ciclos da rede; e (b) forma de onda das portadoras e da tensão de controle na frequência de comutação.	122
Figura 63 - Circuito do conversor simulado para tensão mínima de entrada de 220 Vca.....	124
Figura 64 - Tensão e corrente de entrada para, (a) $V_{imin}=176$ Vca, (b) $V_{inom}=220$ Vca e (c) $V_{imax}= 264$ Vca.....	125
Figura 65 - Espectro harmônico da corrente de entrada para tensão nominal (220V).	126
Figura 66 - Tensão e corrente nos diodos da Ponte Retificadora D_{ret1} - D_{ret4} para, (a) $V_{imin}=176$ Vca, (b) $V_{inom}=220$ Vca e (c) $V_{imax}= 264$ Vca.....	127
Figura 67 - Tensão e corrente nos indutores de armazenamento L_{b1} e L_{b2} para, (a) $V_{imin}=176$ Vca, (b) $V_{inom}=220$ Vca e (c) $V_{imax}= 264$ Vca.....	128
Figura 68 - Tensão e corrente nos enrolamentos primários e secundários do transformador para, (a) $V_{imin}=176$ Vca, (b) $V_{inom}=220$ Vca e (c) $V_{imax}= 264$ Vca.....	129
Figura 69 - Tensão e corrente nos interruptores principais e auxiliares, (a) $V_{imin}=176$ Vca, (b) $V_{inom}=220$ Vca e (c) $V_{imax}= 264$ Vca.....	131
Figura 70 - Tensão e corrente nos diodos de alta frequência D_1 - D_4 , (a) $V_{imin}=176$ Vca, (b) $V_{inom}=220$ Vca e (c) $V_{imax}= 264$ Vca.....	132
Figura 71 - Tensão e corrente de saída, (a) $V_{imin}=176$ Vca, (b) $V_{inom}=220$ Vca e (c) $V_{imax}= 264$ Vca.....	134
Figura 72 - (a) Forma de onda da tensão de controle para dois ciclos da rede; e (b) Forma de onda das portadoras e da tensão de controle na frequência de comutação.	135
Figura 73 - Resposta dinâmica da tensão de saída para um degrau de carga de 100% para 50% e vice-versa.	136
Figura 74 - Correntes na saída (carga) e no indutor L_{b1} para carga não-linear.....	136
Figura 75 - Rendimento teórico do conversor proposto.....	137

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Tensão nominal (fase-neutro) nos estados brasileiros.....	26
Tabela 2 - Especificações do conversor proposto.	72
Tabela 3 - Parâmetros assumidos para o projeto do conversor proposto.	72
Tabela 4 - Parâmetros de projeto do indutor acoplado.....	75
Tabela 5 - Resumo do projeto físico do indutor acoplado.....	78
Tabela 6 - Parâmetros de projeto do transformador T_{r1}	79
Tabela 7 - Resumo do projeto físico do transformador isolador T_{r1}	81
Tabela 8 - Resumo do projeto físico dos indutores L_{r1} - L_{r4}	88
Tabela 9 - Valores medidos de FP e THDi para três condições de tensão de entrada.	113
Tabela 10 - Valores de corrente tensão nos diodos da ponte retificadora D_{ret1} - D_{ret4}	114
Tabela 11 - Valores de corrente nos indutores L_{b1} e L_{b2}	115
Tabela 12 - Valores de corrente e tensão nos enrolamentos do transformador T_{r1}	118
Tabela 13 - Valores de corrente e tensão nos interruptores principais e auxiliares.....	118
Tabela 14 - Valores de corrente e tensão nos diodos de alta frequência.	120
Tabela 15 - Comparativo dos resultados teóricos e de simulação para tensão mínima de entrada.	123
Tabela 16 - Valores medidos de PF e THDi para três condições de tensão de entrada.	126
Tabela 17 - Valores de corrente e tensão nos diodos da ponte retificadora D_{ret1} - D_{ret4}	127
Tabela 18 - Valores de corrente nos indutores L_{b1} e L_{b2}	129
Tabela 19 - Valores de corrente e tensão nos enrolamentos do Transformador T_{r1}	130
Tabela 20 - Valores de corrente e tensão nos interruptores principais e auxiliares.....	131
Tabela 21 - Valores de corrente e tensão nos diodos de alta frequência.	132

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
AWG	<i>American Wire Gauge</i>
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CI	Circuito Integrado
EV	<i>Electric Vehicle</i> (Veículo Elétrico)
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
MCC	Modo de Corrente Contínuo
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
PFC	<i>Power Factor Correction</i> (Correção de Fator de Potência)
PWM	<i>Pulse-Width Modulation</i> (Modulação por Largura de Pulso)
RMS	<i>Root Mean Square</i> (Raiz Média Quadrada)
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i> (Distorção Harmônica Total)
ZCS	<i>Zero Current Switching</i> (Comutação sob Corrente Nula)
ZVS	<i>Zero Voltage Switching</i> (Comutação sob Tensão Nula)

LISTA DE SÍMBOLOS

$\Delta\phi_{(t_1-t_0)}$	Variação do fluxo magnético em um período de operação
ΔB_{max}	Variação do fluxo magnético
ΔI_{Lb}	Ondulação da corrente no indutor L_{b1}
$\Delta t_+ , \Delta t_-$	Intervalo de tempo da tensão sobre o indutor
ΔI_{Lb1max}	Máximo valor da ondulação da corrente no indutor L_{b1}
$\overline{\Delta I_{Lb1}}$	Ondulação da corrente no indutor L_{b1} normalizada
ΔV_{Co}	Ondulação da tensão no capacitor C_o
ΔI_{Lr}	Variação da corrente através dos indutores de comutação
β	Relação entre a tensão de saída e tensão de pico de entrada do conversor
β_{max}	Parâmetro β para tensão mínima de entrada
β_{min}	Parâmetro β para tensão máxima de entrada
β_{nom}	Parâmetro β para tensão nominal de entrada
δ	Profundidade de penetração da corrente no condutor de cobre
η	Rendimento do conversor
ρ_{Cu}	Resistividade do cobre a 80°C
μ_o	Permeabilidade magnética do vácuo
a	Relação de transformação do transformador T_{r1}
a_{TA}	Relação de transformação do transformador de amostragem da tensão de entrada
A_+ , A_-	Áreas volt-segundo da tensão sobre o indutor
$A(s)$	Ganho da malha de corrente
A_E	Área da seção de um núcleo magnético
$A_E A_W$	Produto das áreas de um núcleo magnético
A_W	Área da janela de um núcleo magnético
B_{max}	Densidade de fluxo magnético máxima
C_{c1} , C_{c2}	Capacitores de grampeamento
$C_i(s)$	Função de transferência do compensador de corrente
C_{S1-S2}	Capacitores de comutação
C_{SS}	Capacitor de partida progressiva
C_o	Capacitor do filtro de saída

C_{ff1}, C_{ff2}	Capacitores da malha de <i>feedforward</i>
$d(t)$	Razão cíclica em função do tempo
D	Razão cíclica
D_{ret}	Diodos da ponte retificadora
$D_1 - D_4$	Diodos retificadores do lado secundário
$D_{S1} - D_{S4}$	Diodos intrínsecos dos interruptores principais
$D_{S1'} - D_{S4'}$	Diodos intrínsecos dos interruptores auxiliares
D_{fio_max}	Diâmetro máximo do condutor
d_{26AWG}	Diâmetro do fio 26AWG
F	Fator de espraçamento do fluxo magnéticos em volta do entreferro.
$F_m(s)$	Ganho do modulador PWM
f_{cf}	Frequência de corte do filtro da malha de <i>feedforward</i>
f_{ci}	Frequência de cruzamento da malha de corrente
f_{cv}	Frequência de cruzamento da malha de tensão
f_{Lb}	Frequência de operação do indutor
F_{pi1}, F_{zi1}	Frequência de polos e zeros do compensador de corrente
F_{pv1}, F_{zv1}	Frequência de polos e zeros do compensador de tensão
f_r	Frequência da rede
f_s	Frequência de comutação do conversor proposto
$FTLA_{isc}(s)$	Função de transferência de laço aberto sem compensador da malha de corrente
$FTLA_{icc}(s)$	Função de transferência de laço aberto com compensador da malha de corrente
$FTLA_{vsc}(s)$	Função de transferência de laço aberto sem compensador da malha de tensão
$FTLA_{vcc}(s)$	Função de transferência de laço aberto com compensador da malha de tensão
G	Altura da janela do núcleo magnético
G_{MCC}	Ganho estático do conversor proposto
$G_i(s)$	Função de transferência da malha de corrente
$G_v(s)$	Função de transferência da malha de tensão
$H_e(s)$	Ganho de amostragem da malha de corrente

$H_v(s)$	Ganho do elemento de medição de tensão
$H_i(s)$	Ganho do elemento de medição de corrente
I_o	Corrente de saída do conversor
I_{med_Dret}	Corrente média na ponte retificadora
I_{ef_Dret}	Corrente eficaz na ponte retificadora
I_{pk_Dret}	Corrente pico na ponte retificadora
I_{imed}	Corrente média de entrada
I_{ef_Lb1}	Corrente eficaz nos indutores
I_{ef_pri}	Corrente eficaz enrolamento primário
$I_{med_S1} - I_{med_S2}$	Corrente média nos interruptores principais
$I_{ef_S1} - I_{ef_S2}$	Corrente eficaz nos interruptores principais
I_{ef_sec}	Corrente eficaz enrolamento secundário
I_{med_D1}	Corrente média nos diodos do lado secundário
I_{ef_D1}	Corrente eficaz nos diodos do lado secundário
$I_{in}(t)$	Corrente instantânea de entrada da fonte de alimentação CA
I_{pk}	Corrente de pico de entrada da fonte de alimentação CA
I_{pkmax_Lb1}	Corrente de pico nos indutores de armazenamento
I_{Lbmin} , I_{Lbmax}	Corrente mínimo e máximo dos Indutores de armazenamento
I_{ef_Co}	Corrente eficaz no capacitor filtro de saída
$i_{co}(t)$	Corrente instantânea no Capacitor C_o
$i_{D1-D4}(t)$	Corrente instantânea nos diodos da ponte retificadora
$i_{D5-D8}(t)$	Corrente instantânea nos diodos do lado secundário
$i_{Dret}(t)$	Corrente instantânea na ponte retificadora
$i_{Lb}(t)$	Corrente instantânea nos indutores $L_{b1} - L_{b2}$
$i_{S1'-S4'}(t)$	Corrente instantânea nos interruptores auxiliares
$i_{S1-S4}(t)$	Corrente instantânea nos interruptores principais
$i_{Tr1}(t)$	Corrente instantânea no transformador isolador
K_W	Fator de utilização da janela de um núcleo magnético
k_u	Fator de utilização da janela do núcleo
k_t	Fator de topologia
k_p	Fator de ocupação do enrolamento primário
L_d	Indutor de dispersão do transformador

L_{ref}	Indutor ressonante efetivo
$L_{b1} - L_{b2}$	Indutores de armazenamento
$L_{r1} - L_{r4}$	Indutor de comutação
l_g	Entreferro do indutor L_b
l_t	Comprimento médio de uma espira
N_{pri}	Número de espiras dos enrolamentos primários do transformador
N_{sec}	Número de espiras dos enrolamentos secundários do transformador
P_{in}	Potência de entrada do conversor proposto
P_o	Potência de saída do conversor proposto
R_o	Resistência de carga
R_{mo}	Resistor responsável pela limitação da potência de entrada do conversor proposto
R_{st}	Resistor shunt teórico
$R_{ff1}, R_{ff2}, R_{ff3}$	Resistores da malha de <i>feedforward</i>
$S_1 - S_4$	Interruptores principais
$S_1' - S_4'$	Interruptores auxiliares
T_{r1}	Transformador isolador
T_s	Período de comutação
t_{on}	Duração da largura do pulso nos interruptores principais
V_o	Tensão de saída do conversor
V_{max_Co}	Tensão máxima do capacitor filtro de saída
$V_{max_S1} - V_{max_S2}$	Tensão máxima sobre os interruptores principais
$V_{max_S1'} - V_{max_S2'}$	Tensão máxima sobre os interruptores auxiliares
V_{max_pri}	Tensão máxima enrolamento primário
V_{max_sec}	Tensão máxima enrolamento secundário
V_{Dret}	Tensão reversa máxima da ponte retificadora
$V_{Lr1} - V_{Lr4}$	Tensão sobre os indutores de comutação L_{r1} - L_{r4} .
$V_{Tri1}(t), V_{Tri2}(t)$	Portadoras triangulares
V_{ca}	Tensão de entrada senoidal retificada
$V_{cc1} - V_{cc2}$	Tensão sobre os capacitores de grampeamento
$V_{ci}(t)$	Tensão de controle senoidal retificada (modulador)

$V_d(t)$	Amplitude das portadoras triangulares
V_{ef_PTA}	Tensão eficaz da entrada do transformador de amostragem
V_{ef_STA}	Tensão eficaz da saída do transformador de amostragem
V_{ff}	Tensão de saída do filtro passa baixa da malha de <i>feedforward</i>
V_{ffc}	Tensão no primeiro nó da malha de <i>feedforward</i>
V_i	Tensão de entrada do conversor
V_{imax}	Tensão de máxima entrada do conversor
V_{imin}	Tensão de mínima entrada do conversor
$V_{in}(t)$	Tensão instantânea de entrada da fonte de alimentação CA
V_{inom}	Tensão de nominal entrada do conversor
$V_{med_S1} - V_{med_S2}$	Tensão média sobre os interruptores principais
$V_{med_S1'} - V_{med_S2'}$	Tensão média sobre os interruptores auxiliares
V_{pk}	Tensão de pico de entrada da fonte de alimentação CA
V_{rmax_D1}	Tensão máxima reversa dos diodos do lado secundário

SUMÁRIO

INTRODUÇÃO GERAL	23
CAPÍTULO 1	25
1. REVISÃO BIBLIOGRAFICA E PROPOSTA DA DISSERTAÇÃO	25
1.1. Considerações Iniciais	25
1.2. Contextualização e Motivação	25
1.3. Importância Do Alto Fator De Potência E Distorção Harmônica E Suas Definições	26
1.4. Conversores CA-CC Isolados De Estágio Único Com PFC.....	30
1.4.1. Conversores CA-CC da Família Boost	30
1.4.2. Conversores CA-CC da Família Buck.....	33
1.4.3. Conversores CA-CC da Família Buck-Boost	34
1.4.4. Conversores CA-CC da Família Cúk	36
1.4.5. Conversores CA-CC da Família SEPIC	37
1.4.6. Conversores CA-CC da Família ZETA.....	38
1.5. Conversores Cc-Cc Push-Pull Alimentados Em Corrente Com Grampeamento Ativo.	40
1.6. Topologia Proposta.....	41
1.7. Considerações Finais	43
CAPÍTULO 2	44
2. ANÁLISES QUALITATIVA E QUANTITATIVA DO CONVERSOR PROPOSTO	44
2.1. Considerações Iniciais	44
2.2. Análise Qualitativa	44
2.2.1. Etapas de Operação.....	45
2.2.2. Principais Formas de Onda Teóricas.....	51
2.3. Análise Quantitativa.....	52
2.3.1. Parâmetros Preliminares	52

2.3.2. Ganho Estático	52
2.3.3. Determinação da Ondulação de Corrente e das Indutâncias $L_{b1} - L_{b2}$	55
2.3.4. Determinação da Ondulação de Tensão	56
2.3.5. Redução da Razão Cíclica.....	56
2.3.6. Indutâncias Auxiliares de Comutação.....	57
2.3.7. Tensão de Grampeamento $V_{Cc1}-V_{Cc2}$	57
2.3.8. Esforços nos Componentes do Conversor CC-CC Push-Pull Alimentado em Corrente.....	58
2.4. Análise Da Comutação	61
2.5. Análise Do Conversor Proposto Operando Com Pfc	63
2.5.1. Análise da Razão Cíclica	63
2.5.2. Determinação da Ondulação da Corrente de Entrada	64
2.5.3. Determinação dos Esforços de Corrente para Operação com PFC.....	65
2.6. Considerações Finais	71
CAPÍTULO 3	72
3. PROCEDIMENTO DE PROJETO	72
3.1. Considerações Iniciais	72
3.2. Especificações Do Conversor	72
3.3. Projeto Do Circuito De Potência Do Conversor	73
3.3.1. Cálculos Preliminares.....	73
3.3.2. Dimensionamento de Componentes	74
3.3.3. Dimensionamento do Circuito de Comutação e Grampeamento Ativo	84
3.4. Considerações Finais	90
CAPÍTULO 4	91
4. PROJETO DO CONTROLE DO CONVERSOR	91
4.1. Considerações Iniciais	91
4.2. Diagrama De Blocos Do Controle	91

4.2.1. Função de Transferência da Planta $G_i(s)$	92
4.2.2. Função de Transferência da Planta $G_v(s)$	93
4.2.3. Malha de <i>Feedforward</i>	93
4.3. Projeto Da Malha <i>Feedforward</i> , Compensadores E Outros Componentes	95
4.3.1. Circuito Gerador de Ondas Triangulares	96
4.3.2. Princípio de Funcionamento do Circuito Integrado UC3854BN	97
4.3.3. Projeto da Malha de <i>Feedforward e Outras Grandezas</i>	98
4.3.4. Cálculo do Capacitor de Partida Suave (<i>Soft-Start</i>)	100
4.3.5. Projeto da Malha de Corrente.....	100
4.3.6. Projeto da Malha de Tensão	105
4.4. Considerações Finais	110
CAPÍTULO 5	111
5. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	111
5.1. Considerações Iniciais	111
5.2. Simulação Do Conversor Proposto Em Regime Permanente.....	111
5.2.1. Simulação para Tensão de Entrada de 110 Vca	111
5.2.2. Simulação para a Tensão de Entrada de 220 Vca	124
5.3. Resposta Dinâmica Do Conversor.....	135
5.4. Rendimento Teórico Do Conversor Para Ambos Os Níveis De Tensão De Entrada	137
5.5. Considerações Finais	138
CONCLUSÃO GERAL	139
REFERÊNCIAS	141
APÊNDICE A - COMUTAÇÃO SUAVE PARA CARGA NOMINAL ABAIXO DE 40%.	146
APÊNDICE B - CARACTERIZAÇÃO DE ESTÁGIOS DE CONVERSORES CA-CC ISOLADOS EM ALTA FREQUÊNCIA.	148

INTRODUÇÃO GERAL

Atualmente, devido ao crescente aumento do consumo de energia elétrica mundial, proveniente do crescimento populacional e do setor industrial, o uso de fontes renováveis de energia, bem como sistemas de energia distribuída e redes inteligentes tem crescido substancialmente (1). Dentro desse cenário, torna necessário o constante estudo de conversores de energia, modernizando as já existentes ou desenvolvendo novos mais eficientes, visto que desempenham uma função fundamental na interconexão da geração à rede e no processamento eletrônico de energia.

Assim, o estudo de conversores estáticos com elevado fator de potência (FP) na entrada é de grande interesse, principalmente ao que se refere à eficiência energética e a qualidade de energia. Segundo (2), o baixo fator de potência é originado pelas altas taxas de distorção harmônica geradas pelas cargas não-lineares conectadas à rede elétrica, provocando circulação de potência reativa na rede elétrica, tendo como consequências sobrecarga na rede de distribuição e problemas eletromagnéticos em outros equipamentos. Para mitigar harmônicos de corrente, filtros passivos e ativos podem ser usados. O método passivo é implementado utilizando filtros sintonizados na frequência harmônica. Por outro lado, o método ativo é projetado utilizando conversores estáticos de alta frequência, onde através de uma técnica de controle, a corrente é forçada a seguir o formato da tensão senoidal (2)-(3)

Nesse contexto, pelo fato de a energia elétrica disponível na rede elétrica de distribuição ser em corrente alternada (CA), todo equipamento eletrônico que necessite de corrente contínua (CC) deve ser alimentado por um retificador, ou também denominado conversor CA-CC (4). Além disso, diversas normas internacionais estabelecem limites para o fator de potência e taxa de distorção harmônica dos equipamentos eletrônicos, nomeadamente a IEC 61000-3-2 (5). Dessa forma, a utilização de circuitos retificadores procura melhorias no rendimento energético das estruturas, além da correção do fator de potência, redução de peso, redução de volume e custo (6).

Na literatura, as topologias do conversor CA/CC são normalmente classificadas em dois tipos: conversores de estágio único, estágio quase-único e estágio duplo. Nos últimos anos, tem crescido o estudo de conversores de estágio único para cumprir as funções de correção de fator de potência, realizar isolamento galvânico e regular a tensão de saída CC. Normalmente, nos conversores de estágio único ou estágio quase-único, as correntes circulam por menos componentes em série, e como consequência os rendimentos globais são maiores (7). As

topologias mais conhecidas são os conversores clássicos Buck, Boost e Buck-Boost, e a mais difundida é o conversor Boost utilizado como pré-regulador de tensão para a correção do fator de potência.

Neste sentido, a presente dissertação propõe um conversor CA-CC isolado em alta frequência com alto fator de potência e comutação suave dos interruptores principais e auxiliares. A estrutura está baseada em dois conversores CC-CC Push-Pull alimentados em corrente com comutação suave, e acoplados magneticamente usando um único transformador. A topologia proposta tem como características, um estágio quase-único de processamento de potência e a operação em dois níveis de tensão 110 V/220 V.

O presente texto está organizado em quatro capítulos, sendo estes descritos na sequência:

No Capítulo 1 é apresentada a revisão bibliográfica mostrando alguns retificadores monofásicos com correção de fator de potência constituindo assim uma base para a concepção da topologia proposta. No final deste capítulo é apresentada a proposta da dissertação.

No Capítulo 2 é apresentado a análise do conversor CA-CC. Uma vez que a topologia é proposta, esta seção dedica-se a descrevê-la em detalhes. Primeiramente, realiza-se a análise qualitativa, sendo apresentada as etapas de operação e formas de ondas, a técnica de modulação e a estratégia de controle. Em seguida, tem-se a análise quantitativa, na qual se desenvolve o equacionamento dos principais elementos do conversor operando com PFC.

No Capítulo 3 é apresentado um exemplo de projeto. Neste capítulo, é projetado detalhadamente os componentes do conversor, em seguida é apresentado o projeto de circuito de controle aplicado ao conversor.

No Capítulo 4 é apresentado a modelagem do conversor, detalhando as funções de transferências, posteriormente é apresentado o projeto do controle, sendo apresentada a técnica de modulação e a estratégia de controle.

No Capítulo 5 são apresentados os resultados de simulação. Buscando validar a topologia proposta, são discutidos neste capítulo alguns resultados de simulação. Além dos resultados em regime permanente, são aplicados degraus de carga para validar o funcionamento correto controle aplicado.

Por fim é apresentado a conclusão geral: Finalmente, são apresentadas as considerações finais do trabalho, discutindo-se detalhadamente o estudo desenvolvido e propondo-se sugestões para continuidade da pesquisa em termos de trabalhos futuros.

CAPÍTULO 1

1. REVISÃO BIBLIOGRÁFICA E PROPOSTA DA DISSERTAÇÃO

1.1. Considerações Iniciais

Neste capítulo é apresentada a revisão bibliográfica envolvendo os principais conversores CA-CC relacionados ao tema proposto, para embasamento da linha de pesquisa da dissertação, permitindo assim uma compreensão da topologia proposta e discussão posterior dos resultados. Além disso, este capítulo é dividido nos seguintes principais tópicos: Primeiramente é apresentado a contextualização e motivação, bem como a importância do Fator de Potência (FP) e a Distorção Harmônica Total (THD - *Total Harmonic Distortion*). Posteriormente são apresentadas topologias de conversores CA-CC de acordo com as famílias de conversores básicos, acrescidos de recursos de correção de fator de potência. Na terceira parte é dada atenção aos conversores CC-CC alimentados em corrente com grampeamento ativo. Por fim, é apresentado a topologia sob estudo, conversor CA-CC de estágio quase-único com seletor para operação com tensões de entrada eficazes de 110 V ou 220 V.

1.2. Contextualização e Motivação

A qualidade no fornecimento da energia para sistemas monofásicos de baixa e média potência tem se tornado um ponto bastante explorado no mundo da eletrônica de potência, visto que as concessionárias de energia não conseguem garantir ao consumidor uma energia com qualidade, sem distúrbios e baixa distorção harmônicas.

Outro fator é que no sistema elétrico, a distribuição de energia elétrica é comumente feita em corrente alternada. No entanto, grande parte das cargas são de natureza contínua, como por exemplo, aparelhos eletrônicos (TV, *notebook*, *videogames*). Nesses casos, como a carga necessita ser alimentada em tensão contínua e a tensão de alimentação é alternada, deve-se utilizar um conversor CA-CC, também conhecido como retificador, que pode ser monofásico ou trifásico, dependendo de onde será utilizado e do nível de potência (4).

No território brasileiro, existe uma diversidade de tensões nominais (fase-neutro) de baixa tensão na rede de distribuição de energia elétrica em diversos estados, sendo alguns valores de tensão predominantes (adotadas pela maioria da população) e algumas exceções (adotadas pela minoria da população), como pode ser conferida na Tabela 1 (8). Por outro lado, a frequência em todos os estados é de 60 Hz. Devido à essa diversidade, empresas que

desenvolvem fontes de alimentação têm dificuldades em propor soluções para aplicações de baixa tensão.

Diante desse cenário fica clara a necessidade em propor soluções para aplicações de baixa tensão indicadas na Tabela 1, por parte das empresas que desenvolvem as fontes de alimentação.

Tabela 1 - Tensão nominal (fase-neutro) nos estados brasileiros.

Estados do Brasil	Tensão Fase-Neutro	Exceções
Acre, Amapá, Amazonas, Mato Grosso do Sul, Minas Gerais, Pará, Rondônia, Roraima	127 V	-
Alagoas, Bahia, Ceará, Distrito Federal, Goiás, Maranhão, Paraíba, Pernambuco, Piauí, Rio Grande do Norte, Santa Catarina	220 V	-
Espírito Santo, Mato Grosso, Paraná, Rio de Janeiro, São Paulo	127 V	220 V
Rio Grande do Sul, Tocantins	220 V	127 V
Sergipe	110 V, 115 V, 117 V, 127 V	-

Fonte: Adaptado de (8).

Diante do exposto e tendo em vista a importância da eletrônica de potência em aplicações envolvendo conversores CA-CC que requerem elevados níveis de potência, baixa distorção harmônica, alta eficiência, e aplicação em uma ampla faixa de tensão, motivou-se a ideia da nova topologia proposta neste trabalho: conversor CA-CC, com correção de fator de potência, alto rendimento e potência para uma ampla faixa de tensão de entrada.

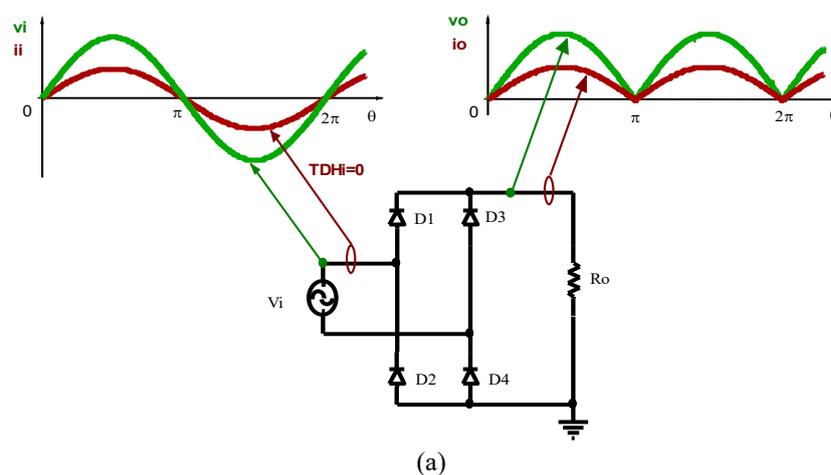
1.3. Importância Do Alto Fator De Potência E Distorção Harmônica E Suas Definições

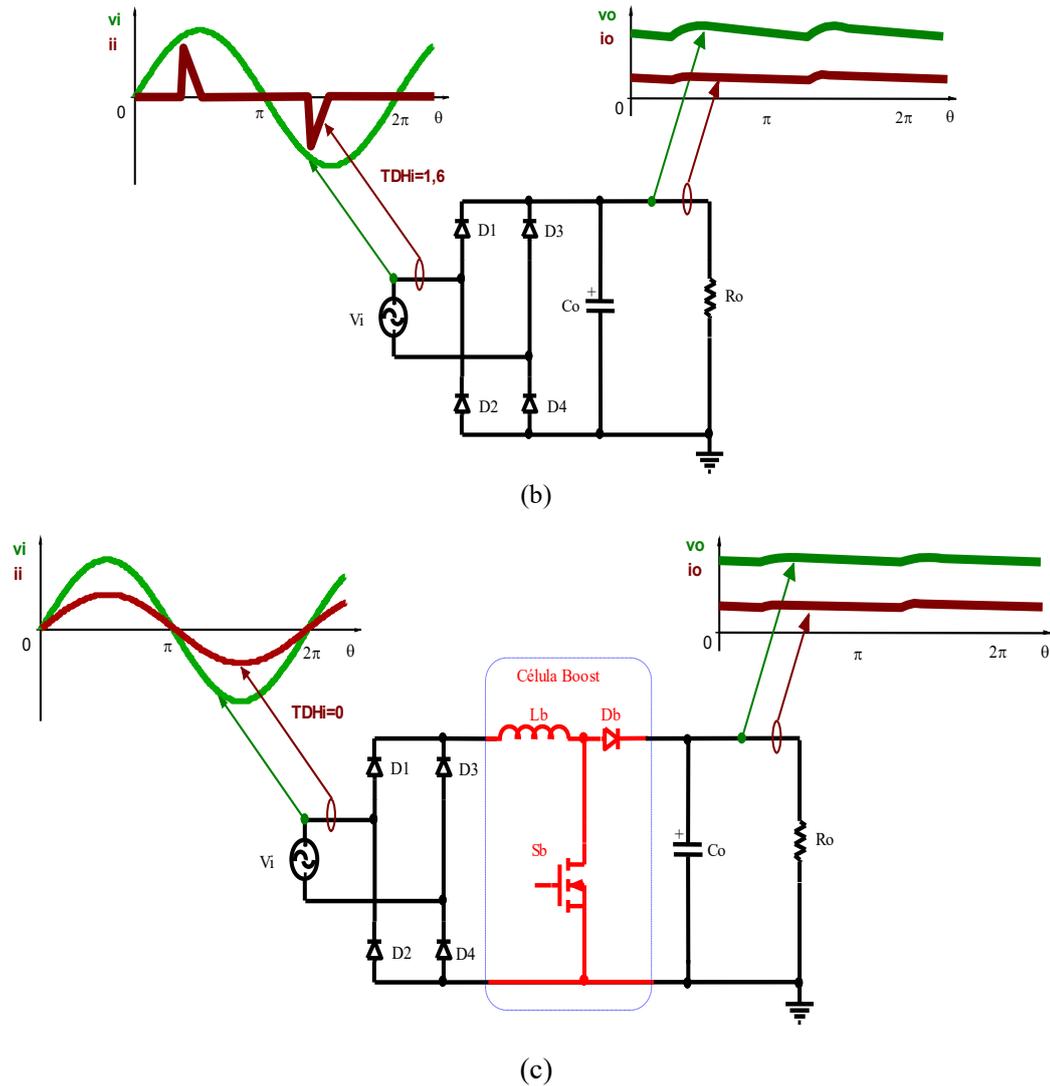
Para contextualizar a importância do fator de potência em relação a qualidade de energia, a Figura 1 (a) mostra um retificador monofásico de onda completa com carga resistiva pura. Neste retificador a corrente de entrada é senoidal em fase com a tensão e a taxa de distorção harmônica THD = 0 o que resulta em fator de potência FP = 1. Isso significa que da fonte de tensão alternada é consumida somente a potência ativa e a potência reativa é nula. O ponto negativo do retificador descrito é a elevada ondulação da tensão de saída que não é

adequada em muitas aplicações que necessitam tensão regulada. Então, para reduzir a ondulação da tensão de saída é conectado um capacitor eletrolítico em paralelo com a carga como mostra a Figura 1 (b). Em contrapartida, a corrente de entrada alternada é distorcida chegando a taxa de distorção harmônica a $THD = 1,6$ (160%) aproximadamente, assim, o fator de potência é $FP = 0,53$. Este baixo fator de potência, implica que a fonte de alimentação alternada deve fornecer potência reativa a qual não se traduz em um trabalho útil, pelo contrário, aumenta consideravelmente a capacidade de fornecimento de potência aparente pela fonte, que na prática está relacionado com um transformador de distribuição com maior capacidade de potência aparente (9), (10), (11), (12) e (13). Para vencer as limitações de ambos os retificadores, uma das técnicas, é a associação de uma célula ativa que consiste em um interruptor S_b , um diodo D_b e um indutor L_b , também chamada de célula Boost, a qual é mostrada na Figura 1 (c).

A redução do conteúdo harmônico da corrente e a operação com elevado fator de potência têm se tornado um requisito importante para as fontes de alimentação, especialmente quando os limites de injeção de harmônicos das normas emergentes, como a IEC61000-3-2 (5), devem ser obedecidas.

Figura 1 - Retificadores monofásicos com carga resistiva; (a) sem capacitor filtro de saída, (b) com capacitor filtro de saída, (c) com célula Boost e capacitor filtro de saída.





Fonte: Adaptado pelo Próprio Autor.

A equações apresentadas neste item correspondem a condição de tensão puramente senoidal dada pela função da equação (1.1) e cujo valor eficaz dado por (1.2). Por outro lado, a corrente distorcida é expressa mediante a série de Fourier em (1.3) e seu valor eficaz em (1.4) [12].

$$v(t) = V_p \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \quad (1.1)$$

$$V_{ef} = \frac{V_p}{\sqrt{2}} \quad (1.2)$$

$$i(t) = \sum_{n=1}^{\infty} I_{P_n} \cdot \text{sen}(n \cdot \omega \cdot t + \varphi_n) \quad (1.3)$$

$$I_{ef} = \frac{I_{P_1}}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{1 + \sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{I_{P_n}}{I_{P_1}}\right)^2} \quad (1.4)$$

Define-se a taxa da distorção harmônica da corrente (THD_I), por:

$$THD_I = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{I_{P_n}}{I_{P_1}}\right)^2} \quad (1.5)$$

Substituindo (1.5) em (1.4) e fazendo outras considerações, resulta a equação (1.6).

$$I_{ef} = I_{ef_1} \cdot \sqrt{1 + (THD_I)^2} \quad (1.6)$$

A potência aparente é expressa pela equação (1.7)

$$S = V_{ef} \cdot I_{ef} \quad (1.7)$$

Substituindo (1.2) e (1.6) em (1.7) e fazendo outras considerações, resulta a equação (1.8).

$$S = \frac{V_P \cdot I_{P_1}}{2} \cdot \sqrt{1 + (THD_I)^2} \quad (1.8)$$

A potência ativa é dada pela equação (1.9)

$$P = \frac{V_P \cdot I_{P_1} \cdot \cos(\varphi_1)}{2} \quad (1.9)$$

Por definição o Fator de Potência total é dada pela relação entre a potência ativa e a potência aparente expressa por (1.10).

$$FP = \frac{P}{S} \quad (1.10)$$

Substituindo (1.8) e (1.9) em (1.10), chega-se ao fator de potência total (FP) (1.11), englobando, o fator de deslocamento (FP_{des}) correspondente às formas de onda fundamentais de tensão e corrente em 60 Hz, (1.12), e o fator de distorção (FP_{dis}), como expressa na equação (1.13).

$$FP = \frac{\cos(\varphi_1)}{\sqrt{1 + (THD_I)^2}} \quad (1.11)$$

$$FP_{des} = \cos(\varphi_1) \quad (1.12)$$

$$FP_{dis} = \frac{1}{\sqrt{1 + (THD_I)^2}} \quad (1.13)$$

A expressão (1.11) determina o fator de potência para circuitos submetidos a tensões perfeitamente senoidais e formatos de corrente distorcidas, porém ambas com frequência fixas ou periódicas. Deve-se lembrar ainda que φ_1 representa o defasamento entre a tensão (senoidal) e a componente fundamental da corrente. Nota-se que se a corrente não for distorcida, a expressão (1.11), reduz-se à apresentada em (1.12).

1.4. Conversores CA-CC Isolados De Estágio Único Com PFC

Nesta seção são mostrados conversores CA-CC das famílias Boost, Buck, Buck-Boost, Cúk, Sepic e Zeta. Para todas as topologias é feita uma breve descrição das suas características elétricas, são apresentadas as especificações e, finalmente, são mostrados os valores dos rendimentos globais.

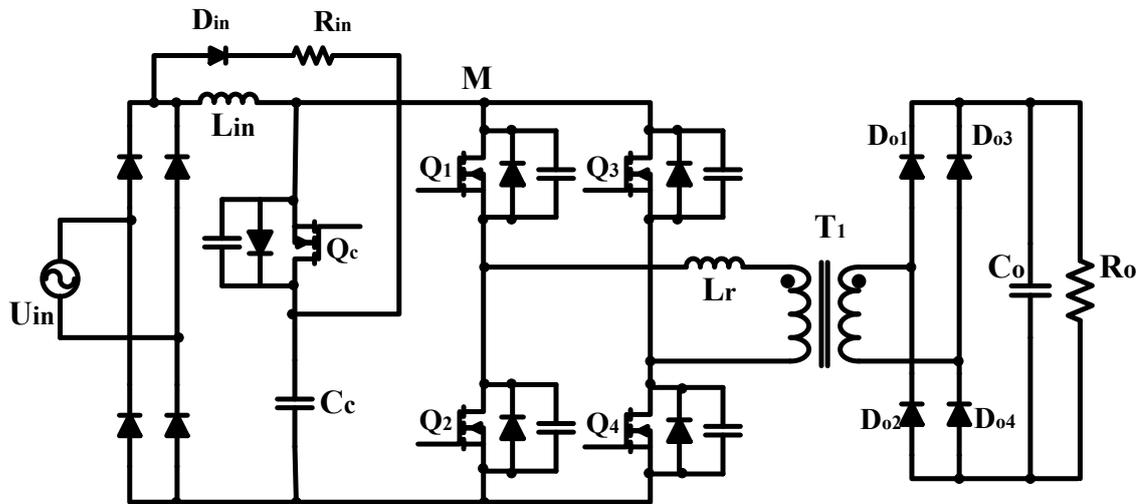
1.4.1. Conversores CA-CC da Família Boost

O conversor Boost é a topologia mais utilizada para aplicações com correção do fator de potência devido a suas vantagens estruturais como: baixa distorção da corrente de entrada em função da presença do indutor na entrada; o interruptor suporta uma tensão máxima igual à tensão de saída e seu acionamento é simples, uma vez que o emissor está ligado ao GND; circuito de controle simples de ser implementado.

Conversores isolados derivados do Boost com correção do fator de potência já são bastante explorados na literatura.

Um conversor com fator de potência de estágio quase-único com grampeamento ativo é apresentado na Figura 2 (14), (48). O princípio de funcionamento deste conversor é o mesmo do conversor Boost PFC. O conversor opera em modo de corrente contínuo (CCM) da corrente no indutor. O estresse de tensão de cada interruptor é reduzido devido ao circuito de grampeamento ativo. Usando técnicas de comutação suave, os interruptores da ponte e o interruptor de grampeamento apresentam comutação *ZVS (Zero Voltage Switching)*. O conversor foi testado para as especificações de tensão de entrada de 220 Vca, tensão de saída de 48 Vcc, corrente CC de saída de 12 A, frequência de comutação de 50 kHz, e potência de saída de 576 W. Para os valores citados o conversor teve um rendimento de 92% em condições de plena carga. Análises teóricas e resultados experimentais mostram que o conversor apresentado neste artigo possui vantagens como: alto fator de potência, baixo THD_i, estrutura simples, isolamento galvânico em alta frequência, e regulação da tensão de saída.

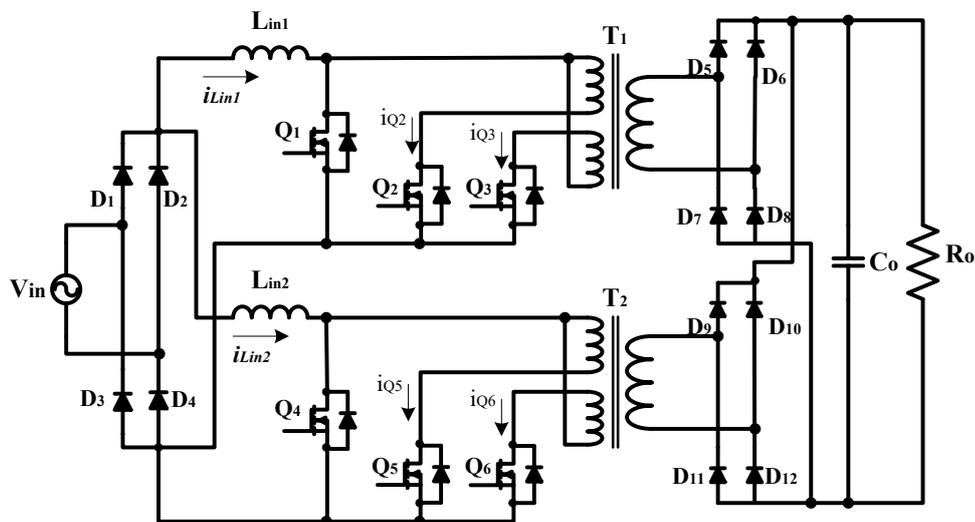
Figura 2 - Conversor CA-CC Full-Bridge PFC com grampeamento ativo.



Fonte: Adaptado de (14).

A topologia proposta em (15), consiste em uma arquitetura baseada na associação em paralelo das entradas de conversores CC-CC Push-Pull alimentados em corrente, como mostra a Figura 3. Observando a figura, a estrutura não apresenta circuitos limitadores de tensão (*snubbers*), portanto, a comutação dos interruptores é dissipativa. A característica de intercalamento permite aumentar o nível de potência de processamento. Os resultados apresentados via simulação foram para as especificações de potência de saída 6 kW, tensão de entrada 110 Vca, tensão de saída 400 Vcc. Com estas especificações o rendimento alcançado foi de 95,9%.

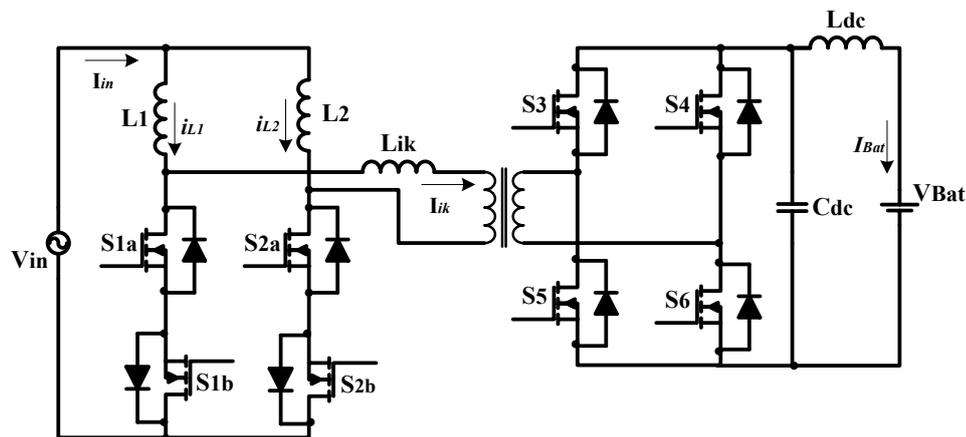
Figura 3 - Conversor CA-CC PFC Boost intercalado com dois conversores Push-Pull.



Fonte: Adaptado de (15).

O conversor mostrado na Figura 4 (16), apresenta como características, entrada monofásica, estágio único de processamento de potência, bidirecionalidade de corrente, alto fator de potência, isolamento galvânico em alta frequência, entrada em corrente, e sua aplicação é em carregadores de baterias para Veículos Elétricos (VEs). Em termos de comutação suave dos interruptores, o conversor tem comutação ZCS (*Zero Current Switching*) nos interruptores do lado primário e ZVS nos interruptores do lado secundário. Para validar o funcionamento e desempenho do conversor, testes foram realizados em um protótipo de laboratório com as seguintes especificações: potência de entrada de 1,5 kVA, tensão de entrada 120 Vrms e tensão do barramento das baterias 300 V. Os resultados mostram que a taxa de distorção harmônica da corrente, THDi, foi de 2,5% e o rendimento de 96,5% em plena carga.

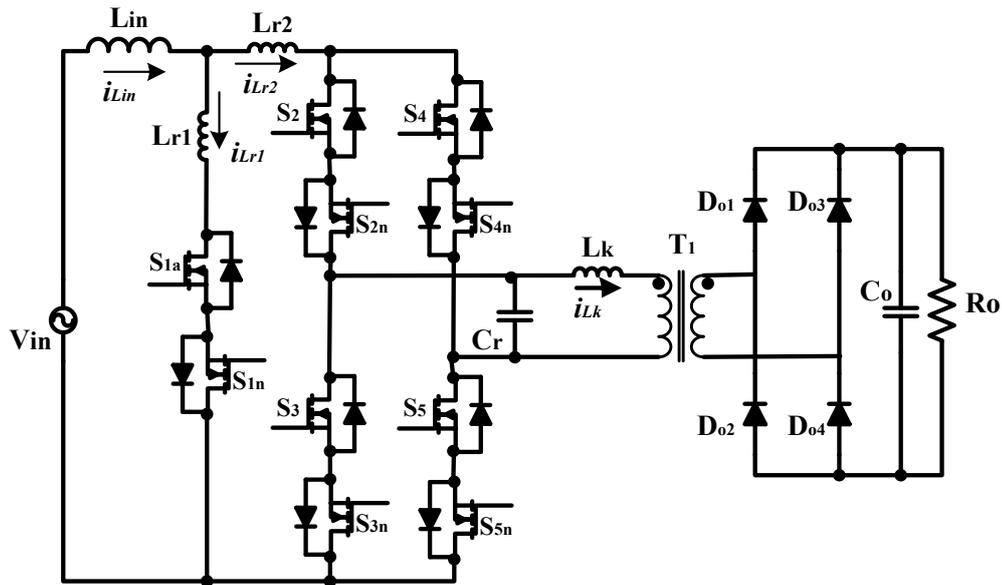
Figura 4 - Conversor CA-CC bidirecional para aplicação de carregamento de Veículos Elétricos.



Fonte: Adaptado de (16).

Em (17) é apresentado retificador PFC monofásico tipo Boost *Bridgeless* (sem ponte retificadora de entrada) na Figura 5. Ele é derivado da combinação do conversor Boost e do conversor CA-CC isolado do tipo matricial (18). A ponte de diodos de entrada disponível em conversores CA-CC convencionais é eliminada, o que resulta em menos componentes do circuito no caminho de circulação de corrente, assim, reduzindo as perdas de condução. As perdas de comutação foram reduzidas usando circuito de grampeamento ativo, o qual proporciona a comutação ZVS de todos os interruptores. Uma simulação foi realizada para verificar o princípio de operação com as seguintes especificações: potência de saída de 3 kW, tensão de entrada 208 Vca, e tensão de saída 540 Vcc. Para tais especificações, em plena potência obteve o rendimento de 85%.

Figura 5 - Conversor CA-CC Full-Bridge Bridgeless alimentado em corrente.



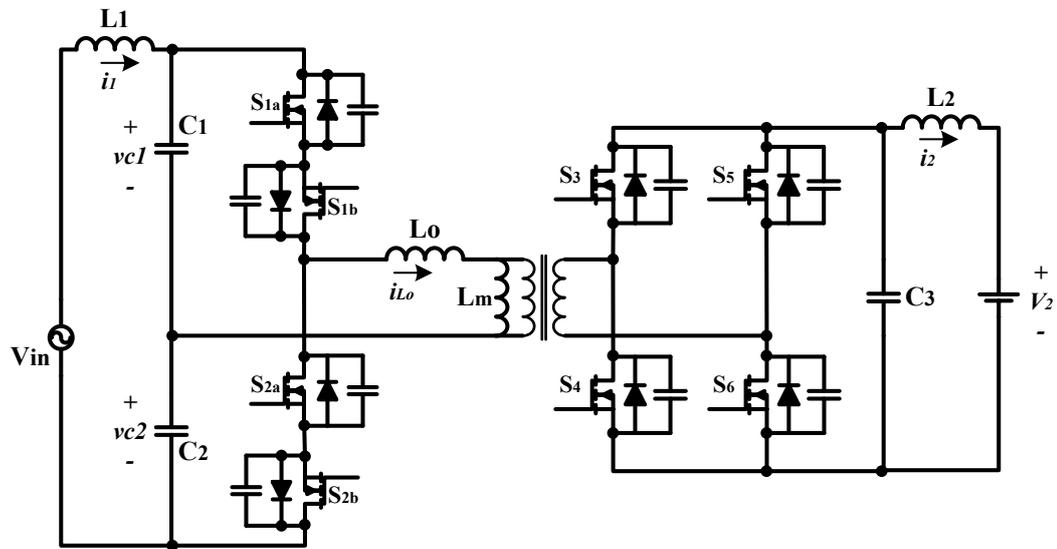
Fonte: Adaptado de (17).

1.4.2. Conversores CA-CC da Família Buck

Os conversores da família Buck têm algumas restrições tocantes a correção de fator de potência, pois, a qualidade do formato da onda de corrente de entrada depende do valor da tensão de saída. Implica que, quanto menor a tensão de saída o formato da forma de onda de corrente de entrada mais se aproxima ao formato da tensão senoidal (10).

Na Figura 6 é apresentado o conversor CA-CC monofásico bidirecional isolado com Correção de Fator de Potência (PFC). Ele é formado, basicamente, por interruptores bidirecionais em corrente no lado primário do transformador, uma ponte completa de interruptores no lado secundário do transformador, e os correspondentes filtros na entrada e na saída (18). O conversor aplica um novo esquema de controle que combina deslocamento de fase e modulação por frequência variável. Desta maneira, consegue-se a comutação de tensão zero (ZVS) dos interruptores. Para validar a análise teórica, é simulado um carregador de bateria para veículos elétricos com as seguintes especificações: potência de saída de 3,3 kW, tensão de entrada monofásica 230 Vrms/50 Hz, barramento da bateria variável de 280 V - 430 V. Os resultados mostram que em plena potência é rendimento é de 97,8%.

Figura 6 - Conversor CA-CC ZVS bidirecional com PFC.



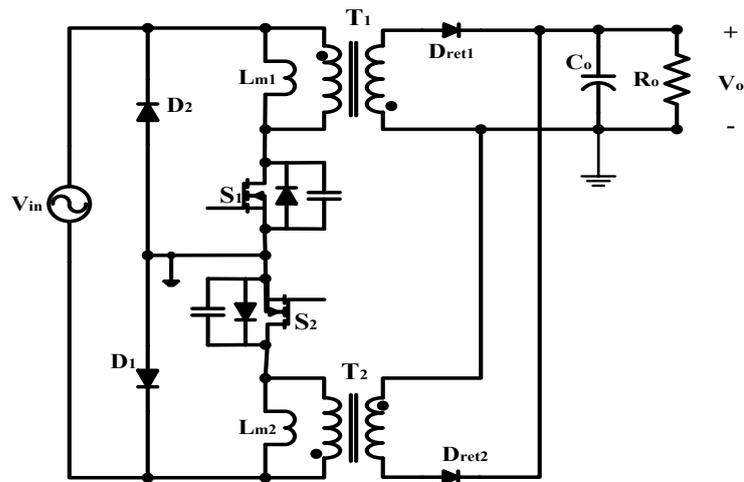
Fonte: Adaptado de (18).

1.4.3. Conversores CA-CC da Família Buck-Boost

Na literatura técnica, os conversores isolados da família Buck-Boost são os conversores denominados de Flyback, bastante utilizados nos carregadores de baterias de telefones celulares, *notebooks*, televisores etc. Uma das principais características deste conversor a integração de indutor e transformador em um único elemento magnético.

O circuito proposto em (19) e mostrado na Figura 7, o qual consiste em dois conversores Flyback, que após aplicar uma técnica de controle adequada apresenta alto fator de potência. Nesta estrutura, o conversor Flyback superior trabalha no semiciclo positivo, e o conversor Flyback inferior opera no semiciclo negativo. Os diodos D_1 e D_2 proporcionam os caminhos de circulação de corrente em ambos os semiciclos da tensão de entrada alternada. Nesta estrutura, o uso do transformador de alta frequência, permite um ganho de tensão flexível para muitas aplicações. O desempenho do circuito foi avaliado para as seguintes especificações: potência de saída de 75 W, tensão de entrada 110 Vca, tensão de saída 12 V. Ele apresenta um rendimento acima de 85% para carga nominal e operação em modo de condução descontínuo (MCD).

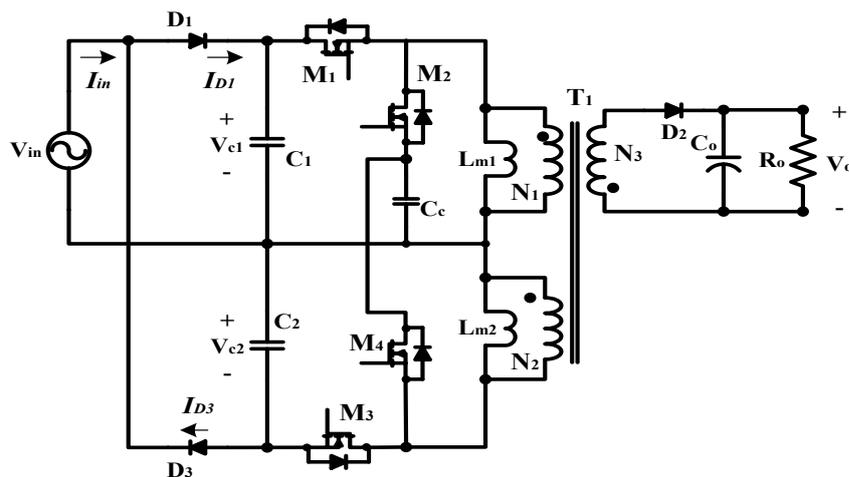
Figura 7 - Conversor CA-CC Flyback Bridgeless.



Fonte: Adaptado de (19).

Em (20) é apresentado um outro conversor CA-CC Flyback *Bridgeless* que usa um transformador de três enrolamentos, cujo circuito é mostrado na Figura 8. O conversor estudado apresenta grampeamento ativo, o qual permite a operação dos interruptores ZVS, assim aumentando seu rendimento. Entre as características dele são, estágio único, isolamento galvânico e alto fator de potência. O conversor foi testado com as seguintes especificações: potência de saída 300 W, tensão de entrada de 90 Vca – 265 Vca e tensão de saída de 48 V. Os resultados mostram um rendimento de 93% em plena carga para tensão de entrada de 90 Vca.

Figura 8 - Conversor Flyback Bridgeless para aplicações de cargas CC.



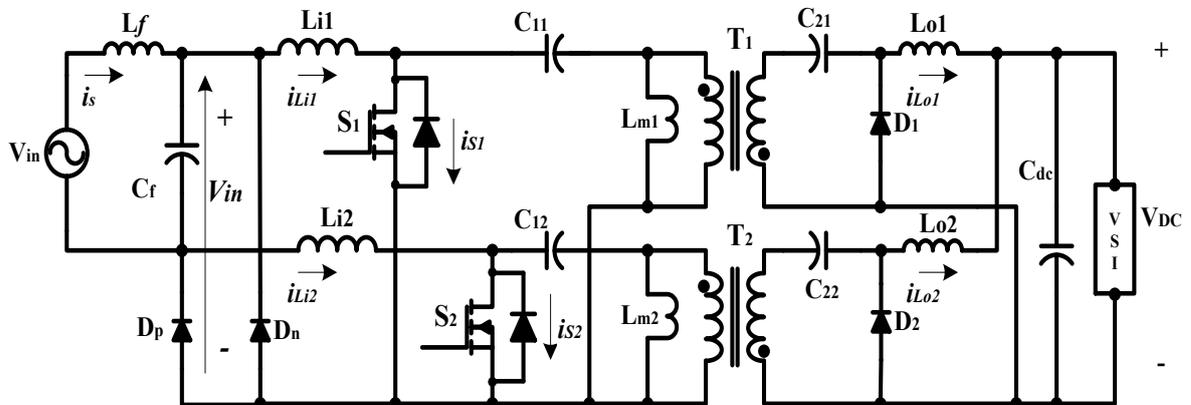
Fonte: Adaptado de (20).

1.4.4. Conversores CA-CC da Família Cúk

Os conversores CA-CC Cúk são menos populares devido ao fato de envolverem mais componentes no caminho de circulação de corrente, e motivo pelo qual serem menos eficientes. O conversor Cúk se destaca pelo fato de apresentar as seguintes características: fonte de corrente na entrada e na saída que permite capacitores eletrolíticos de baixo volume, capacidade de operação como elevador ou como abaixador de tensão e o transformador não tem problema de saturação devido aos capacitores em série que garantem a corrente média nula. Um ponto negativo do conversor é a presença de capacitores em série no caminho do fluxo de potência da entrada para a saída ou vice-versa (10), (21), (22) e (23).

Na figura 9 é apresentado o conversor CA-CC Cúk *Bridgeless* proposto em (22), o qual consiste a associação de dois conversores Cúk, onde o superior opera no semiciclo positivo e o inferior funciona no semiciclo negativo. Na referência indicada foi testado em modo de condução descontínuo (MCD) para as seguintes especificações: potência de saída de 250 W (P_{max}), tensão de entrada de 170 Vca – 270 Vca, tensão de saída ajustável de 50 Vcc-130 Vcc. O rendimento do conversor na referência indicada está em torno de 85%.

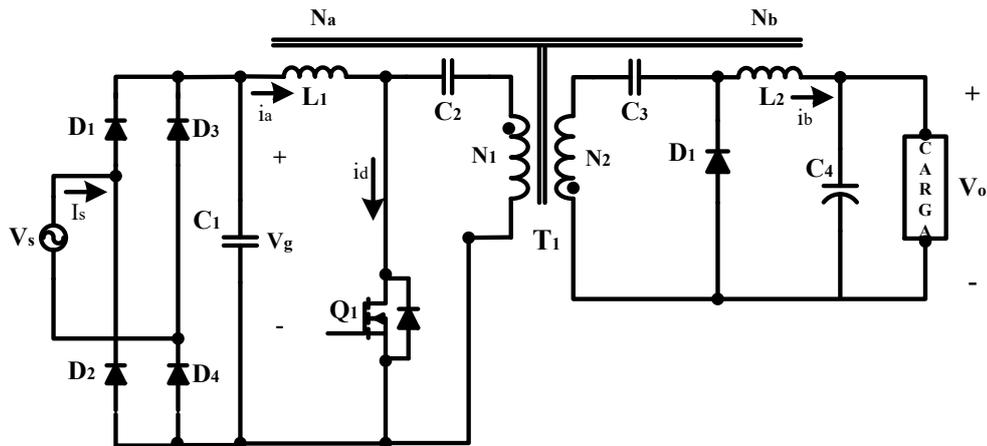
Figura 9 - Conversor CA-CC Cúk isolado PFC sem ponte.



Fonte: Adaptado de (22).

Na Figura 10 é apresentado o conversor proposto em (23) que consiste em um conversor CA-CC Cúk isolado com os indutores acoplados para reduzir a ondulação de corrente operando em modo de condução contínuo (MCC). O protótipo foi desenvolvido para as seguintes especificações: potência de saída 50 W, tensão de entrada 90 Vca–270 Vca, e tensão de saída de 15 Vcc. O rendimento alcançado foi em torno de 85% e o fator de potência quase unitário.

Figura 10 - Conversor CA-CC Cúk isolado com indutores acoplados.



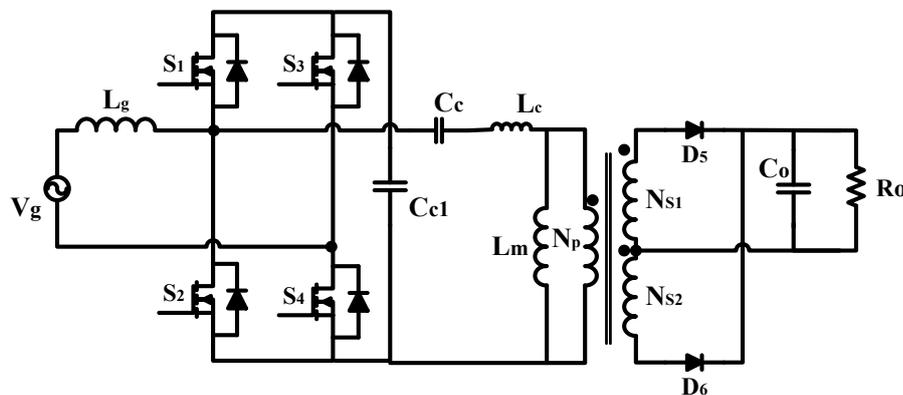
Fonte: Adaptado de (23).

1.4.5. Conversores CA-CC da Família SEPIC

O conversor SEPIC tem característica estática similar do conversor Cúk, porém topologicamente é diferente, pois a entrada tem característica de fonte de corrente e a saída fonte de tensão. O elemento magnético isolador é composto por indutores acoplados que armazenam energia (10).

Em (24) é apresentado um conversor CA-CC Sepic *Bridgeless* mostrado na Figura 11, o qual tem as características de isolamento em alta frequência, comutação suave dos interruptores ZVS usando grampeamento ativo e alto fator de potência. O protótipo foi desenvolvido para as especificações: potência de saída de 3,3 kW, tensão máxima de 277 Vca e tensão de saída de 400 Vcc. Com tais especificações, os resultados mostrados na referência indicada foram, fator de potência de entrada 0,998, taxa de distorção harmônica (THD_i) da corrente de entrada 4,4% e rendimento de 97,26% em plena carga.

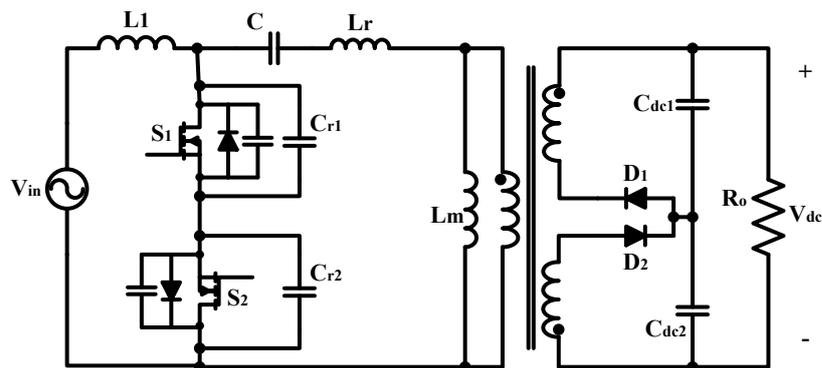
Figura 11 - Conversor CA-CC Sepic Bridgeless PFC com grampeamento ativo.



Fonte: Adaptado de (24).

Na Figura 12 é apresentado um conversor CA-CC Sepic, o qual apresenta as características de alto fator de potência, isolamento galvânico em alta frequência e operação ressonante (25). Ele foi testado para as seguintes especificações: potência de saída 200 W, tensão de entrada de 110 Vca, tensão de saída de 270 Vcc. Os resultados mostram, fator de potência da entrada de 0,998, taxa de distorção harmônica (THD_i) da corrente de entrada 2,7% e rendimento em torno de 95,3% em plena carga.

Figura 12 - Conversor CA-CC Sepic Bridgeless com PFC.



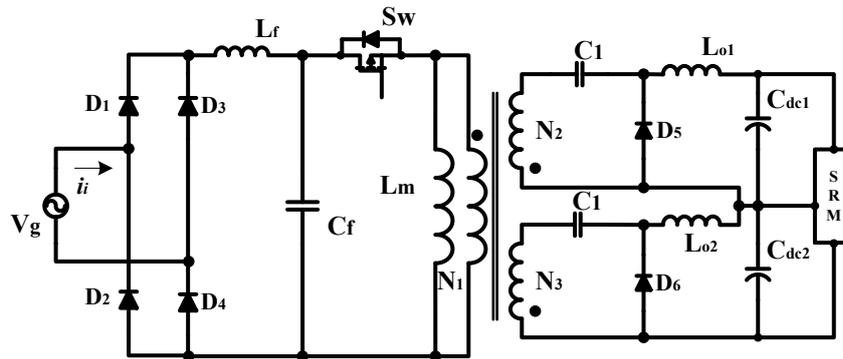
Fonte: Adaptado de (25).

1.4.6. Conversores CA-CC da Família ZETA

O conversor CA-CC Zeta, também tem característica estática similar aos conversores Cúk e Sepic. Topologicamente é diferente, pois a entrada tem característica de fonte de tensão e a saída fonte de corrente. O elemento magnético isolador em alta frequência envolvido, é um transformador, ou seja, ele não armazena energia. O circuito pode ser projetado para operar como abaixador ou como elevador. A corrente de entrada é pulsada, portanto, é necessária a instalação de um filtro LC. Ele pode operar em modos de condução contínuo ou descontínuo (9), (10), (11) e (12).

Em (26) é apresentado o conversor Zeta mostrado na Figura 13, o qual é isolado em alta frequência, tem duas tensões de saída iguais para alimentar conversor que necessitam do ponto médio. Ele opera em modo de condução descontínuo (MCD), assim, naturalmente é conseguido a alto fator de potência com taxa de distorção harmônica (THD_i) menor que 5%. Para verificar o princípio de operação, um protótipo com as especificações de potência de saída 200 W, tensão de entrada de 90 Vca, e tensão de saída de 150 Vcc, foi desenvolvido. Os resultados experimentais mostram um rendimento em torno de 80% em plena carga.

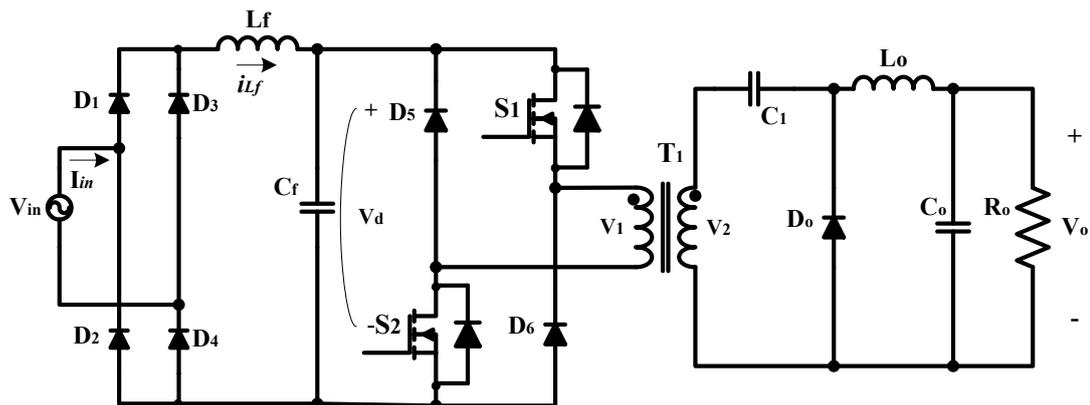
Figura 13 - Conversor CA-CC Zeta isolado com divisor de tensão na saída.



Fonte: Adaptado de (26).

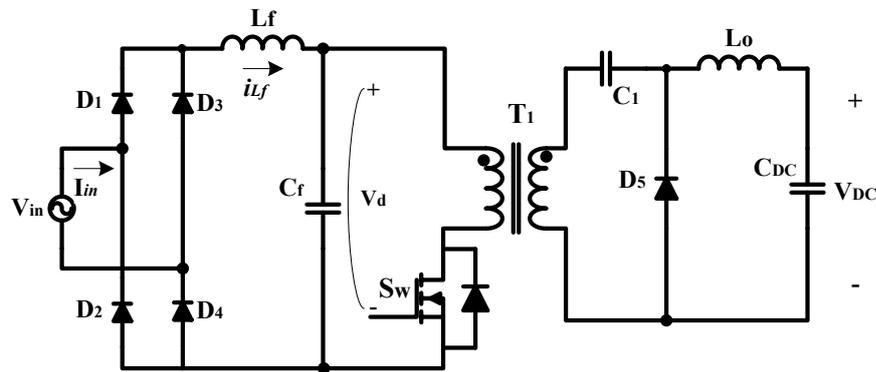
Nas Figuras 14 e 15 são apresentados os conversores CA-CC Zeta propostos em (27), (28). Ambos os conversores são projetados para operarem em modo de corrente descontínuo (MCD), assim conseguir um alto fator de potência. A operação MCD reduz substancialmente a complexidade do controle e regula efetivamente a tensão CC de saída. O primeiro conversor foi desenvolvido para as especificações de potência de 760 W, tensão de entrada de 40 Vca e tensão de saída de 19 Vcc, e o rendimento alcançado foi de 90,6% (27). Por outro lado, o segundo conversor foi desenvolvido para as especificações de potência saída de 30 W, tensão de entrada de 220 Vca e tensão de saída de 110 Vcc, e os resultados dos ensaios mostram um rendimento de 95,15% em plena carga.

Figura 14 - Conversor CA-CC Zeta PFC isolado com dois interruptores.



Fonte: Adaptado de (27).

Figura 15 - Conversor CA-CC Zeta PFC isolado com um interruptor.

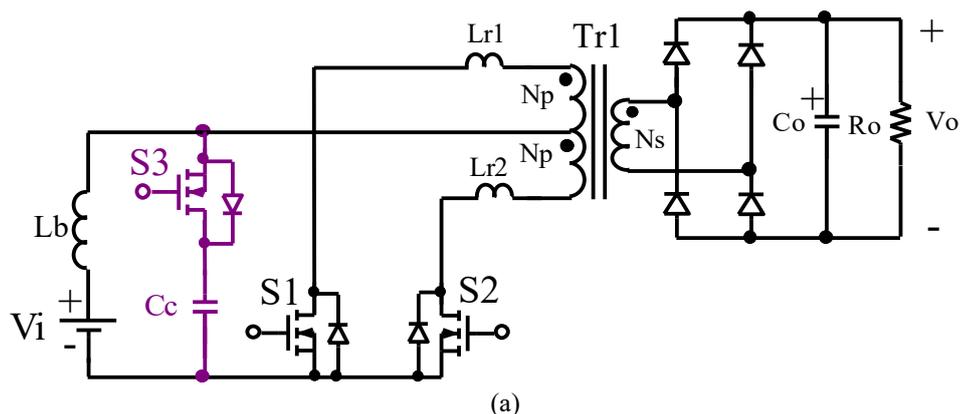


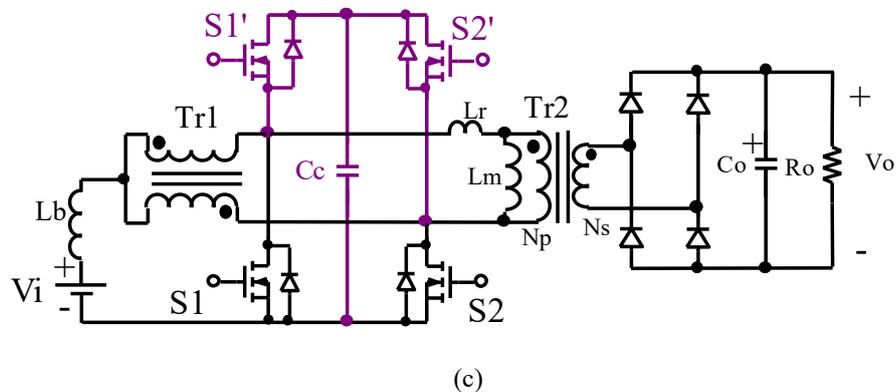
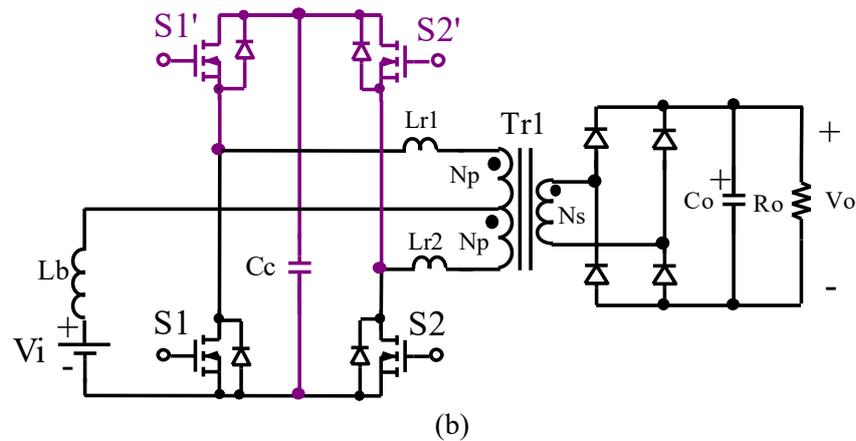
Fonte: Adaptado de (28).

1.5. Conversores Cc-Cc Push-Pull Alimentados Em Corrente Com Grampeamento Ativo.

Os conversores CC-CC Push-Pull alimentados em corrente com comutação suave (ZVS), são amplamente usados para elevar tensões de barramentos de baterias de 12 V, 24 V, 48 V, 96 V, 144 V. Outras fontes de alimentação, também são encontradas em células combustíveis e módulos fotovoltaicos. Na literatura técnica, normalmente, são encontradas as três arquiteturas mostradas na Figura 16. Entre elas há pequenas diferenças, por exemplo, na estrutura da Figura 16 (a) o circuito grampeador é formado por um único interruptor e um capacitor. Na Figura 16 (b), são usados dois interruptores na composição do grampeador ativo e um capacitor. Finalmente, na Figura 16 (c), em relação a seu antecessor, é adicionado um autotransformador que possibilita o uso de um transformador isolador com uma única bobina no primário que possibilita a instalação de um capacitor de filme em série para evitar a saturação do transformador.

Figura 16 - Conversor CC-CC Push - Pull alimentados em corrente com grampeamento ativo usando, (a) um interruptor, (b) dois interruptores, (c) dois interruptores e um autotransformador.





Fonte: Adaptados de (29), (30), (31).

1.6. Topologia Proposta

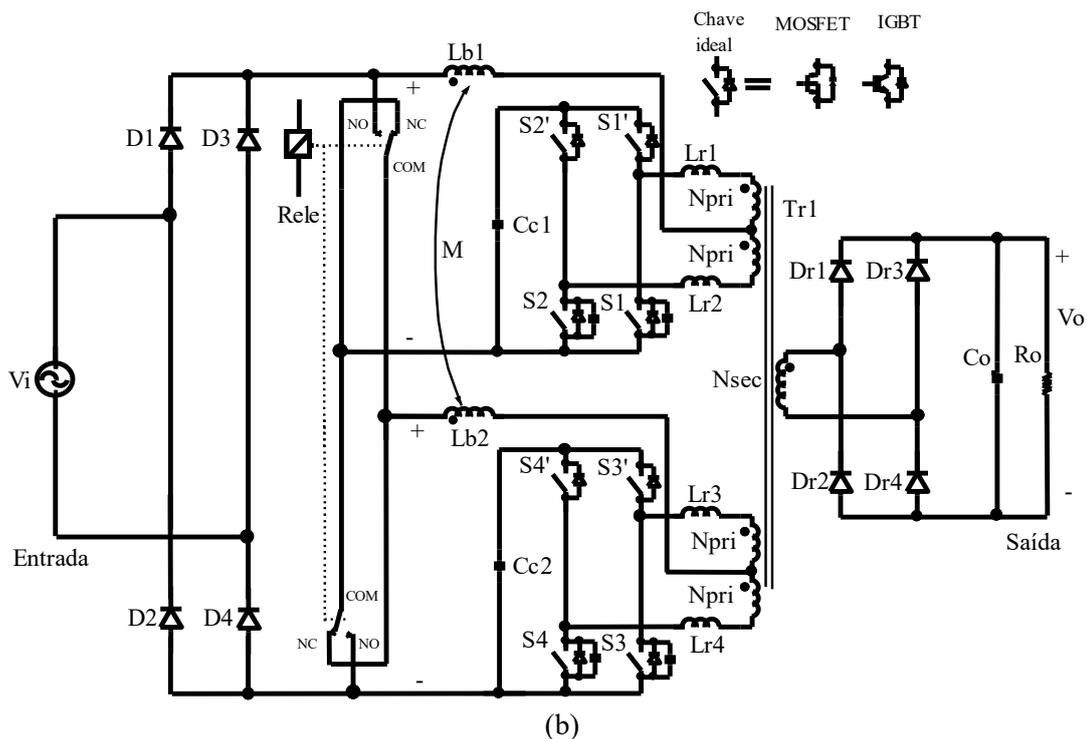
A ideia principal da proposta, vem a partir de (32), onde dois conversores CC-CC Forward de um transistor e dois transistores foram associados usando um único transformador operando em alta frequência. Similarmente, neste trabalho foram associados dois conversores CC-CC Push-Pull alimentados em corrente com grampeamento ativo estudados em (30) e (34), e ambos associados usando um único transformador e dois indutores acoplados magneticamente, cuja topologia proposta é mostrada na Figura 17. Na proposta, os conversores associados operam com fonte de tensão senoidal pulsada de 120 Hz que é gerada após a retificação usando quatro diodos comuns ou lentos. Espera-se da proposta as seguintes características: (1) operação com dois valores de tensão de entrada eficazes (110 Vca e 220 Vca) via um seletor (relé de dois contatos) ou manual; (2) correção de fator de potência ($FP \approx 1$) para ambos os valores de tensão indicados; (3) regulação da tensão de saída que alimenta a carga; (4) isolamento galvânico em alta frequência; e (5) comutação suave (*ZVS-Zero Voltage*

Switching) dos transistores. Após simulação computacional, os resultados esperados foram apresentados no Capítulo 5.

A topologia proposta consiste de uma fonte de tensão alternada senoidal V_i ; um seletor de tensão (relé de dois contatos) ou manual; uma ponte retificadora de diodos lentos D_1 - D_4 ; dois indutores de armazenamento de energia L_{b1} e L_{b2} acoplados magneticamente; interruptores principais S_1 - S_4 ; circuito de grameamento ativo composto pelos transistores S_1' - S_4' e os capacitores C_{c1} e C_{c2} ; transformador de alta frequência T_{r1} ; ponte retificadora de diodos ultrarrápidos D_{r1} - D_{r4} ; capacitor de filtro de saída C_o ; carga representada por R_o ; e os indutores auxiliares da comutação L_{r1} - L_{r4}

O barramento de saída do conversor proposto, pode ser usado para alimentar inversores de nobreaks ou UPSs e acionamento de motores de indução.

Figura 17 - Conversor CA-CC alimentado em corrente unidirecional monofásico proposto.



Fonte: Proposto em (33).

1.7. Considerações Finais

A motivação do trabalho está relacionada com a qualidade de energia, já que os circuitos eletrônicos de maneira geral, são cargas não lineares. Isso significa que eles drenam da fonte de alimentação correntes pulsadas e distorcidas com formatos de onda diferentes a uma onda senoidal. A finalidade do trabalho é propor e estudar um conversor CA-CC capaz de apresentar na entrada, alto fator de potência ($FP > 0,92$), operar com dois valores de tensão de entrada monofásica (110 V/220 V) mantendo o rendimento; apresentar isolamento galvânico em alta frequência e fazer a regulação da tensão de saída. Geralmente, verificou-se que os conversores de estágio único ou estágio quase-único de processamento de energia, são os mais eficientes tocante a perdas por efeito Joule, assim, para ter uma referência do valor do rendimento das características descritas, foi realizada uma revisão bibliográfica, onde os conversores isolados foram selecionados de acordo à família de conversores básicos. Posteriormente, foram propostas topologias monofásicas enquadradas nas características descritas anteriormente. Finalmente, para desenvolver a dissertação, foi proposto um conversor CA-CC unidirecional em corrente baseado na associação série ou paralelo de dois conversores CC-CC Push-Pull alimentados em corrente com grampeamento ativo. O grampeamento ativo, permite a comutação suave (*ZVS-Zero Voltage Switching*) dos interruptores controladas envolvidas no conversor, e com isso se consegue reduzir as interferências eletromagnéticas e as perdas de potência por efeito Joule.

CAPÍTULO 2

2. ANÁLISES QUALITATIVA E QUANTITATIVA DO CONVERSOR PROPOSTO

2.1. Considerações Iniciais

Neste capítulo é realizada a descrição detalhada do conversor proposto. Em um primeiro momento é realizada a análise qualitativa do conversor, descrevendo o seu funcionamento baseando na modulação PWM operando em modo de condução contínuo (MCC). Em seguida, é realizada a análise quantitativa do conversor proposto com grampeamento ativo.

2.2. Análise Qualitativa

A análise do conversor, realizada em regime permanente, foca em seu funcionamento no modo de condução contínuo (MCC), apresentando uma razão cíclica superior a 0,5 ($0,5 < D < 1$) para os interruptores principais. Sob essas condições operacionais, ocorre uma sobreposição dos sinais de controle em determinados períodos, momento em que o indutor armazena energia. O comando dos interruptores auxiliares é complementar em relação aos interruptores principais, e cumprem o papel de permitir ao capacitor de grampeamento a devolução, de forma ressonante, da energia armazenada nas indutâncias de dispersão do transformador. Após a abertura dos interruptores auxiliares, a energia que circula no capacitor de grampeamento é então transferida à carga. Como pode ser visto na Figura 26, é necessário um intervalo conhecido como tempo morto “*dead time*” (representado por Δt_c), para a ocorrência da comutação suave. Além disso, é importante esclarecer que o conversor opera com modulação por largura de pulso (*Pulse Width Modulation* - PWM) que permite manter a frequência de comutação constante. No caso específico do conversor CC-CC Push-Pull alimentado em corrente, quando ocorre $D < 0,5$ os dois transistores principais que controlam o fluxo de potência estão bloqueados ou desligados e não há caminho para a circulação da corrente através do indutor de armazenamento, cuja situação causa sobretensões elevadas nos terminais dos interruptores, que dependendo do valor podem levar a sua destruição. Para minimizar este problema é necessário acoplar um enrolamento auxiliar ao indutor de armazenamento e permitir a operação em “Modo Flyback”, e a energia deve ser enviada à entrada ou à saída.

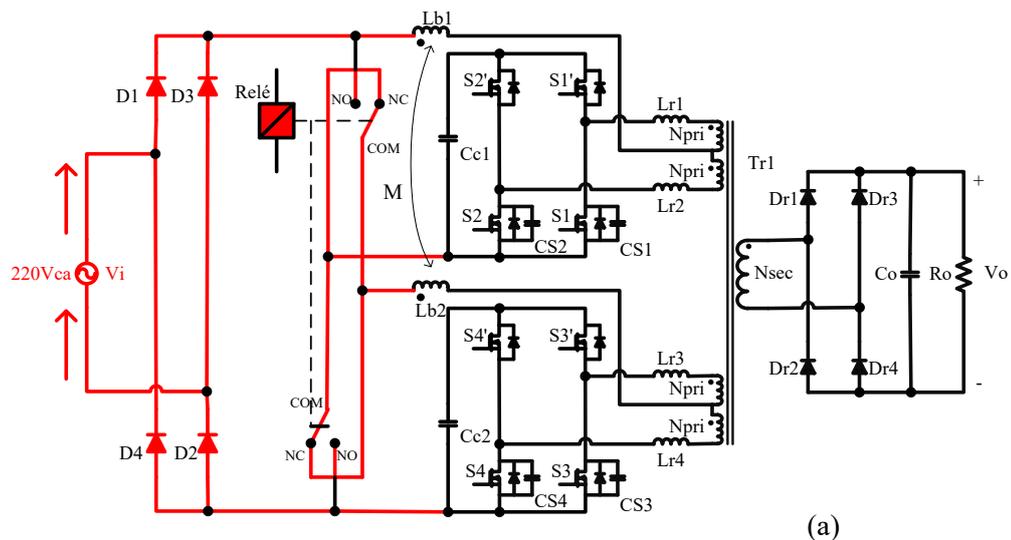
Conforme mencionado anteriormente, o conversor proposto possui duas configurações possíveis em termos de níveis de tensão de entrada alternada. Quando o interruptor seletor (manual ou automática) estiver na posição “NC” os conversores ficam ligados em série e a tensão de entrada nominal deve ser 220 Vca como mostra a Figura 18 (a). Por outro lado, quando o interruptor seletor estiver na posição “NO” os conversores ficam ligados em paralelo e a tensão nominal deve ser 110 Vca como mostra a Figura 18 (b).

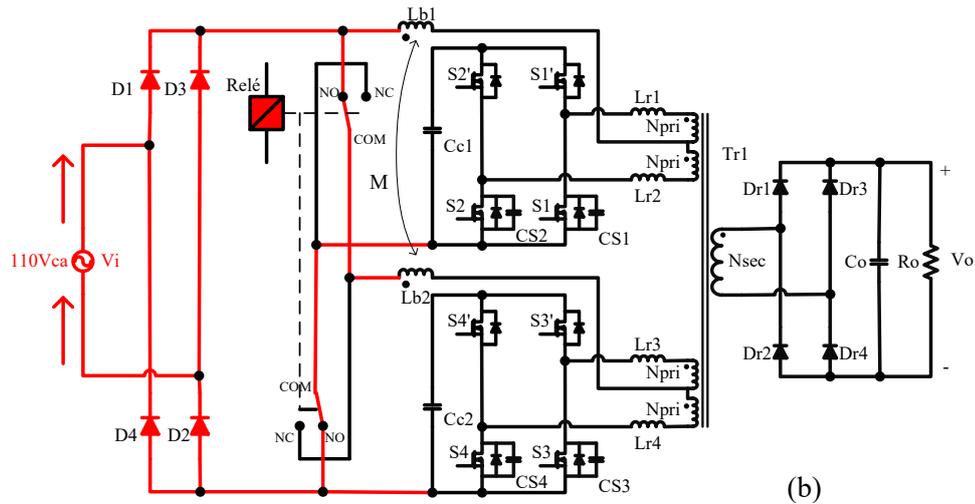
2.2.1. Etapas de Operação

O conversor sob estudo opera no modo de condução contínuo (MCC) e para a análise do conversor as seguintes considerações são realizadas:

- Opera em regime permanente e com carga linear resistiva na saída;
- A frequência de comutação dos interruptores é constante pelo uso da modulação por largura de pulso (PWM);
- O conversor opera com razão cíclica maior que 0,5, ocorrendo sobreposição dos sinais de comando dos interruptores principais, sendo que eles estão defasados em 180° ;
- A corrente magnetizante no transformador é considerada zero.
- Todos os semicondutores são ideais.

Figura 18 - Princípio de operação do conversor, a) Tensão de entrada 220 V – conversores em serie; b) Tensão de entrada 110 V – conversores em paralelo.



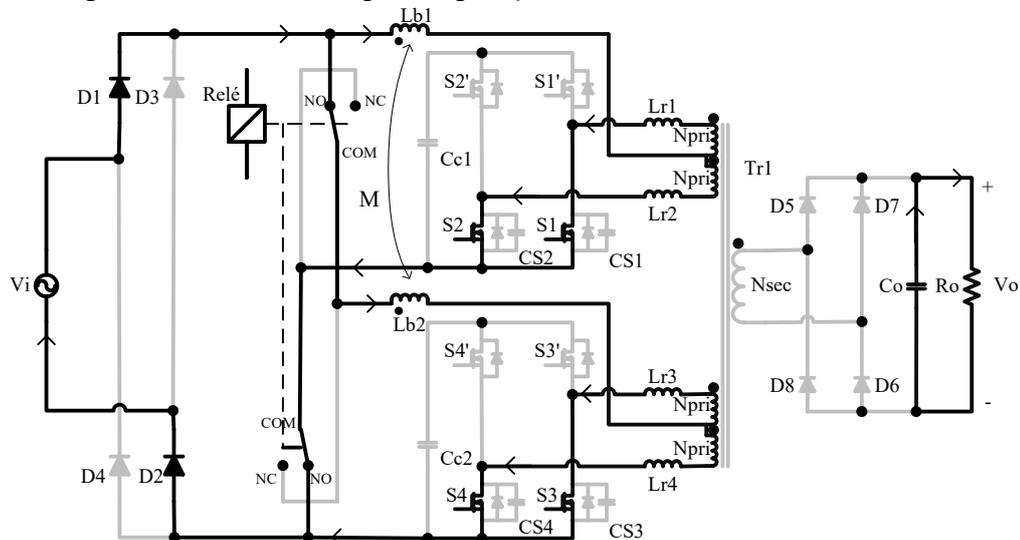


Fonte: Próprio autor.

É importante salientar que as etapas de operação são as mesmas para os dois valores de tensão de entrada, assim, para fins didáticos, a análise é feita para a tensão de entrada de 110 Vca, pelo fato de proporcionar os maiores esforços de corrente nos diodos retificadores de entrada D_1 - D_4 . Os intervalos de operação descritos a seguir ocorrem a cada semiciclo de comutação dos interruptores.

1ª Etapa (t_0 - t_1): Ambos os interruptores S_1 e S_2 estão conduzindo. A energia é armazenada no indutor de entrada L_{b1} , e a corrente cresce linearmente desde um valor mínimo (I_{Lbmin}) até o valor máximo (I_{Lbmax}). A corrente nos dois interruptores principais, S_1 e S_2 , são iguais e metade da corrente nos indutores. Neste intervalo ainda não existe transferência de energia a carga, o capacitor filtro C_o fornece energia à carga R_o . A topologia do intervalo é mostrada na Figura 19.

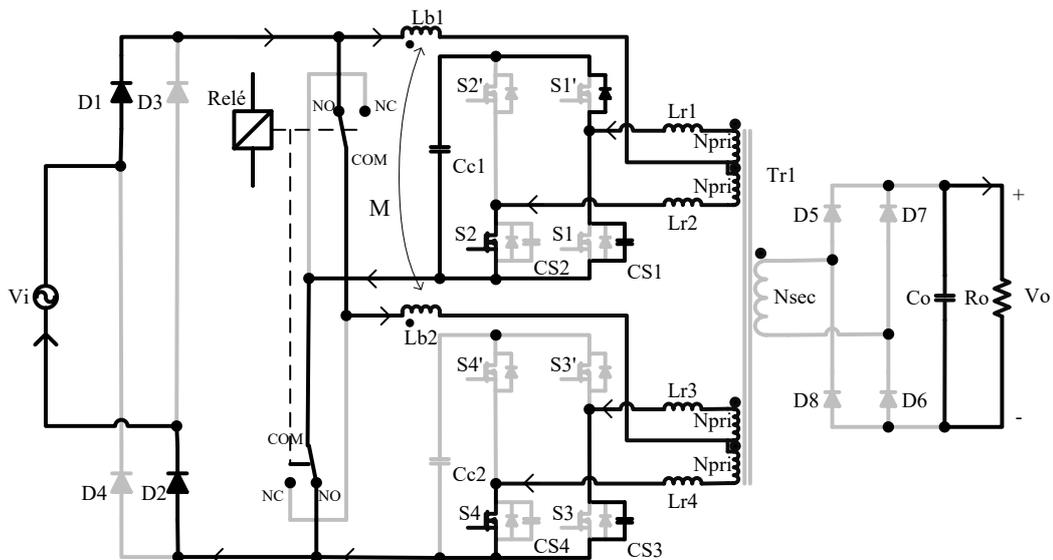
Figura 19 - Primeira etapa de operação.



Fonte: Próprio autor.

2ª Etapa (t_1-t_2): A etapa inicia quando o interruptor principal S_1 é desligado. A energia armazenada em L_{r1} circula pelo capacitor de comutação C_{S1} carregando-o e permitindo a comutação sob tensão nula (ZVS) do interruptor S_1 . A tensão no interruptor eleva-se suavemente até o valor V_{Cc1} , correspondente à tensão sobre o capacitor de grampeamento C_{c1} . Neste intervalo ainda não existe transferência de energia a carga. A topologia do intervalo é mostrada na Figura 20.

Figura 20 - Segunda etapa de operação.

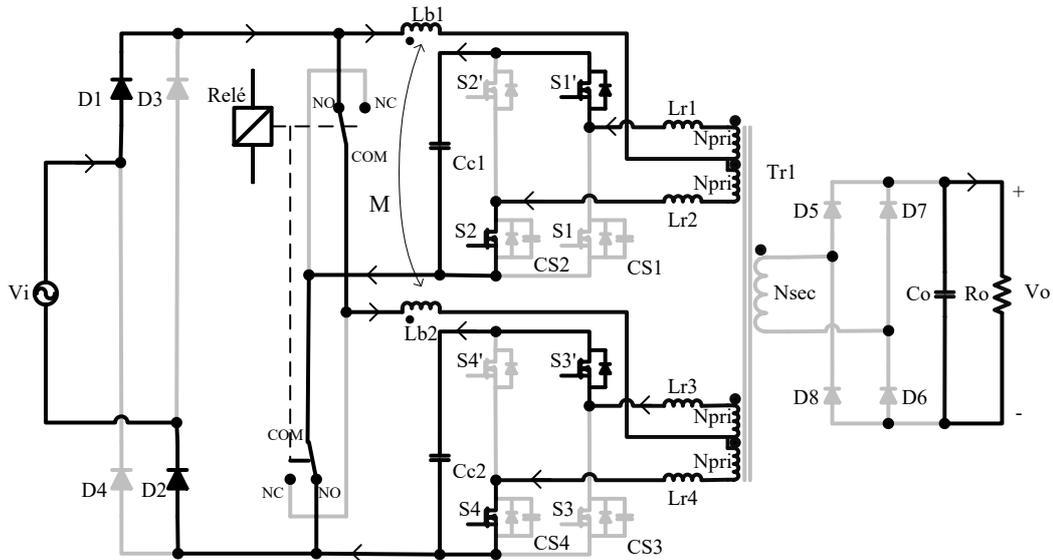


Fonte: Próprio autor.

3ª Etapa (t_2-t_3): A etapa inicia quando o interruptor auxiliar S_1' entra em condução. Nessa etapa o interruptor principal S_2 permanece conduzindo e o interruptor S_1 está desligado. A corrente do indutor ressonante L_{r1} é transferida ao capacitor de grampeamento C_{c1} através do diodo $D_{S1'}$ intrínseco em S_1' até zerar no instante t_3 . A corrente no capacitor de grampeamento C_{c1} decresce a uma taxa aproximadamente constante. Nesta fase não há transferência de energia para a carga. A topologia do intervalo é mostrada na Figura 21.

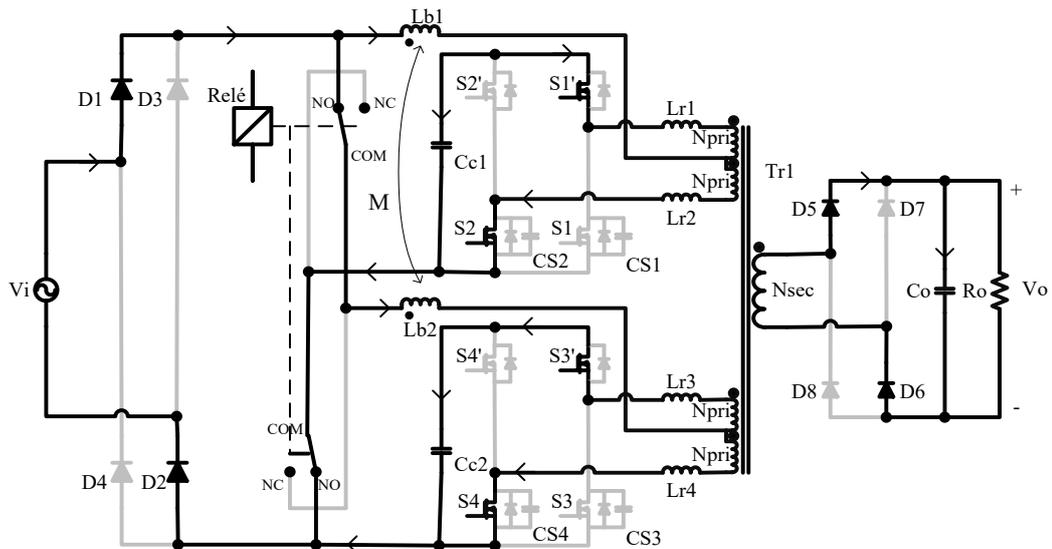
4ª Etapa (t_3-t_4): O interruptor S_2 continua em condução. Nesta etapa, a energia armazenada no indutor L_{b1} é transferida para a carga através dos diodos retificadores D_5 e D_6 . Ao mesmo tempo que a energia armazenada no capacitor de grampeamento C_{c1} é transferida para a carga através do interruptor auxiliar S_1' . A etapa finaliza quando o interruptor auxiliar S_1' é desligado. A topologia do intervalo é mostrada na Figura 22.

Figura 21 - Terceira etapa de operação.



Fonte: Próprio autor.

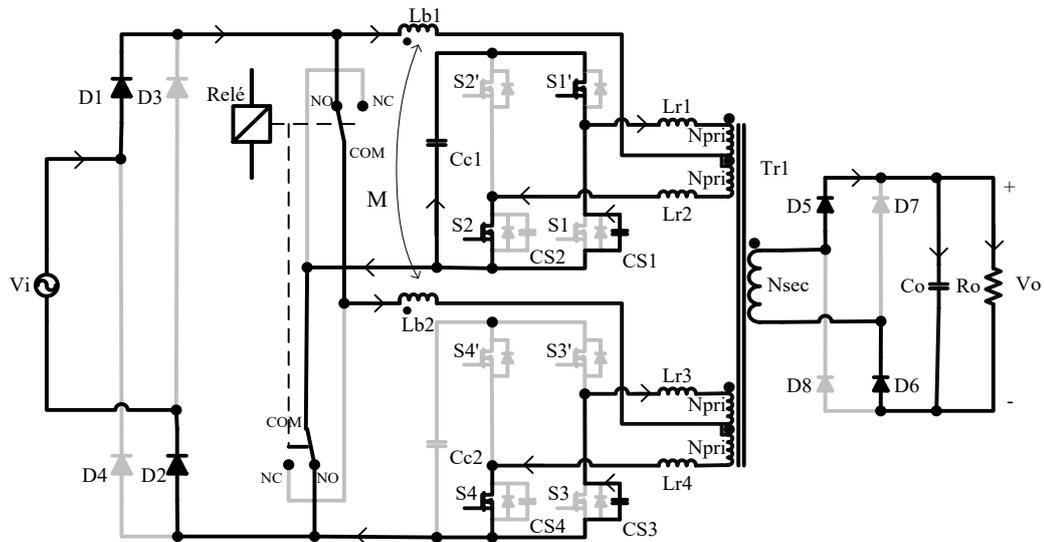
Figura 22 - Quarta etapa de operação.



Fonte: Próprio autor.

5ª Etapa (t_4-t_5): No instante t_4 o interruptor auxiliar S_1' é desligado e inicia a etapa de operação do braço formado por ele e o interruptor S_1 . O capacitor de comutação C_{S1} começa a descarregar a energia no indutor de comutação L_{r1} de forma ressonante. Nesta fase, a energia ainda é transferida para a carga. A topologia do intervalo é mostrada na Figura 23.

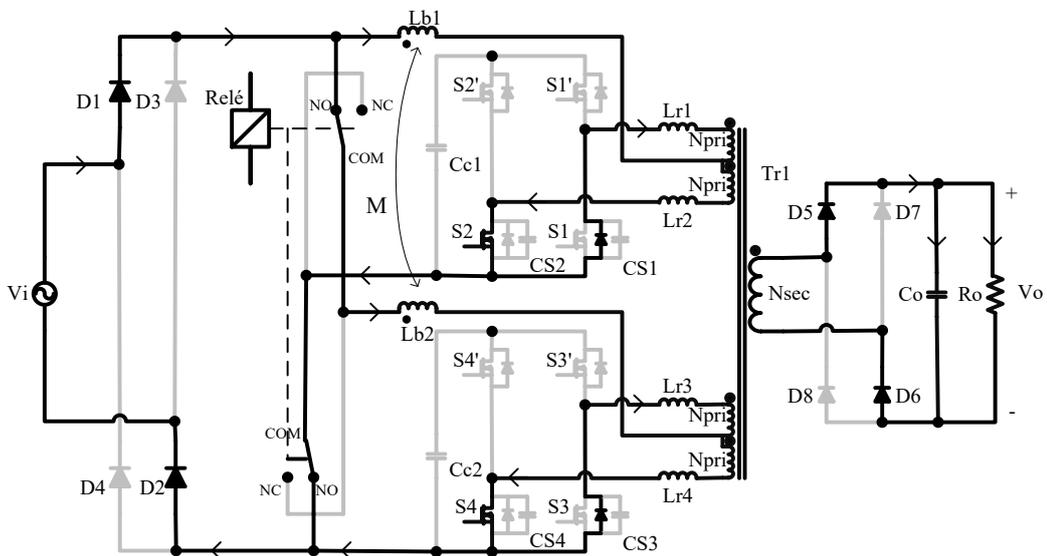
Figura 23 - Quinta etapa de operação.



Fonte: Próprio autor.

6ª Etapa (t_5-t_6): No instante t_5 o diodo de comutação D_{S1} é polarizado diretamente. Assim, o interruptor $S1$ é habilitada sob tensão zero (ZVS) quando receber um sinal de controle. A corrente através de L_{r1} diminui até atingir zero em t_6 quando a etapa termina. Durante este intervalo, ainda há transferência de energia da entrada para a carga. A topologia do intervalo é mostrada na Figura 24.

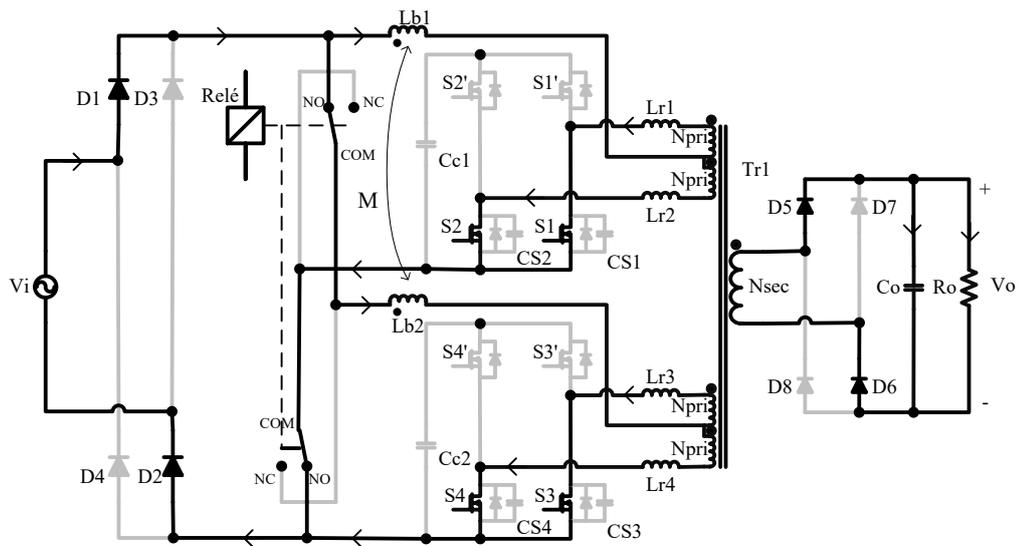
Figura 24 - Sexta etapa de operação.



Fonte: Próprio autor.

7ª Etapa (t_6-t_7): Em t_6 o diodo D_{S1} está polarizado reversamente. A corrente através do indutor de comutação L_{r1} muda de direção e começa a crescer linearmente até atingir metade da corrente através dos indutores L_{b1} e L_{b2} . A corrente flui através do interruptor S_1 . Nesta fase, ainda há transferência de energia para a carga. A topologia do intervalo é mostrada na Figura 25. Quando as correntes nos interruptores principais se igualam, tem-se o início do segundo semiciclo de operação.

Figura 25 - Sétima etapa de operação.

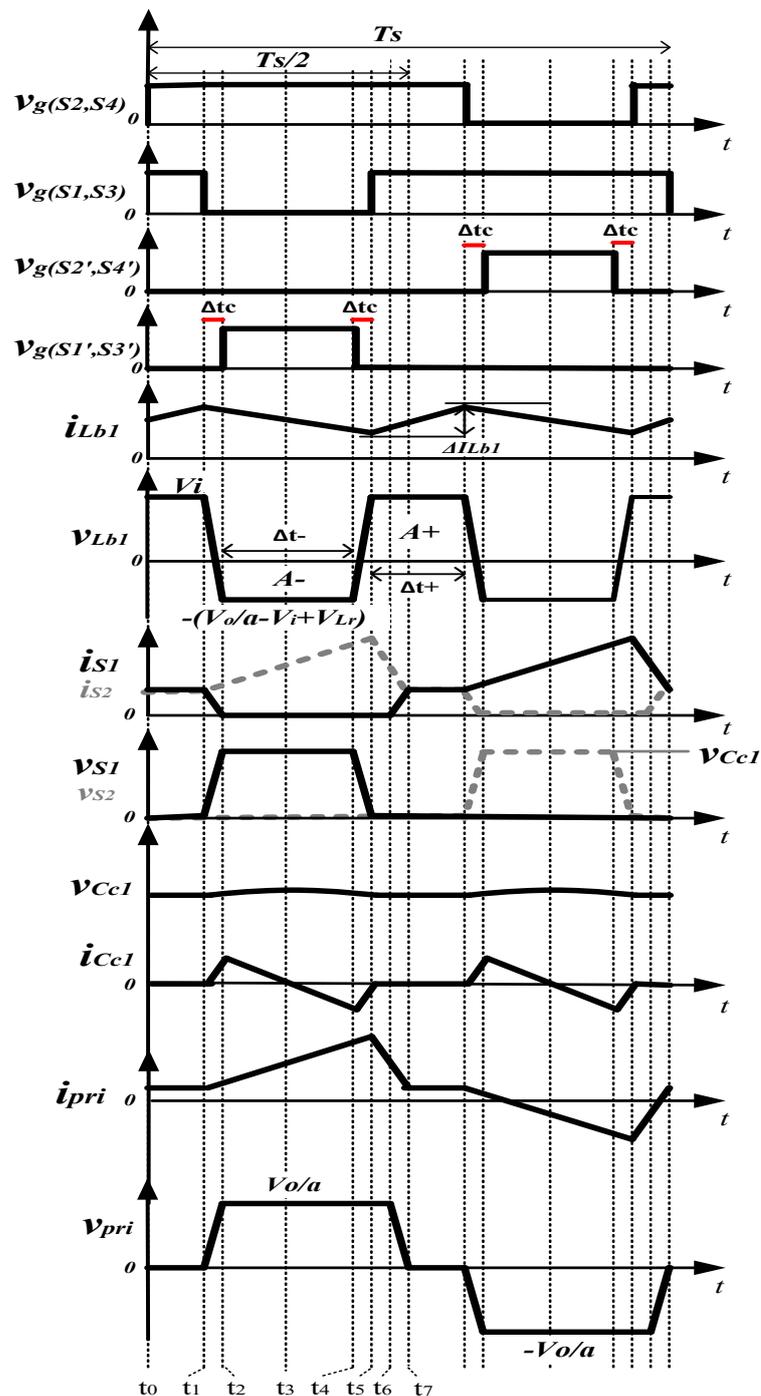


Fonte: Próprio autor.

2.2.2. Principais Formas de Onda Teóricas

As principais formas de onda de tensão e corrente nos principais componentes do conversor proposto para um período de chaveamento são mostradas na Figura 26. As formas de onda são traçadas segundo os sinais de comando PWM aplicados nos dois interruptores principais S_1 e S_2 , defasados em 180° , lembrando que o conversor opera com razão cíclica maior que 0,5 (*overlapping mode*).

Figura 26 - Principais formas de onda teóricas para $V_i=110$ V.



Fonte: Próprio Autor.

2.3. Análise Quantitativa

Na análise quantitativa são calculados os esforços de tensão e corrente nos componentes do conversor proposto, baseando-se nas formas de onda mostradas na Figura 26. No conversor proposto há duas frequências envolvidas, sendo uma de comutação (f_s) e a outra de 120 Hz ($2f_r$), onde $f_r=60$ Hz. Para tal finalidade, o conversor opera com tensão de entrada contante e a análise é feita na frequência de comutação, depois as equações serão adaptadas à baixa frequência. Para reduzir a complexidade na análise quantitativa são desconsiderados os pequenos intervalos de comutação. No entanto, a análise da comutação é realizada no item 2.4 para dimensionar os componentes do circuito de ajuda à comutação, e os componentes de grampeamento ativo.

2.3.1. Parâmetros Preliminares

Os parâmetros preliminares definidos são: a razão cíclica D e a frequência de comutação f_s do conversor CC-CC Push-Pull alimentado em corrente, tem-se:

$$D = \frac{t_{on}}{T_s} \quad (2.1)$$

$$f_s = \frac{1}{T_s} \quad (2.2)$$

Onde:

t_{on} : Duração da largura do pulso nos interruptores S_1 e S_2 .

T_s : Período de comutação do conversor Push-Pull.

2.3.2. Ganho Estático

A metodologia utilizada para a determinação do ganho estático é baseada na análise da forma de onda da tensão no indutor de entrada L_{b1} . O valor médio da densidade de fluxo magnético no indutor de armazenamento L_{b1} é igual a zero. Assim, igualando as áreas volt-segundo da tensão sobre o indutor (V_{Lb1}) como mostra a Figura 26, é encontrado o ganho estático do conversor. Este ganho é definido como a relação entre a tensão de saída V_o e a tensão de entrada V_i .

$$A^+ = A^- \quad (2.3)$$

$$V_{Lb1} \cdot \Delta t^+ = V_{Lb1} \cdot \Delta t^- \quad (2.4)$$

Onde:

V_{Lb} : Tensão sobre o indutor de armazenamento.

Δt^+ : Intervalo de tempo em que V_{Lb1} é positivo.

Δt^- : Intervalo de tempo em que V_{Lb1} é negativo.

Os intervalos de tempo em que V_{Lb1} é positivo e negativo estão expressos em (2.5) e (2.6), respectivamente.

$$\Delta t^+ = (2D - 1) \cdot \frac{T_s}{2} \quad (2.5)$$

$$\Delta t^- = (1 - D) \cdot T_s \quad (2.6)$$

Na primeira etapa de operação, a tensão sobre o indutor L_{b1} é igual a tensão da fonte de entrada.

$$V_{Lb1} = V_i \quad (2.7)$$

Na segunda etapa de operação, a soma da tensão no enrolamento primário do transformador T_{r1} , V_{pri} , com a tensão sobre o indutor de comutação L_{r1} , V_{Lr1} , é igual a soma da tensão no indutor L_{b1} com a tensão da fonte de entrada, V_i .

$$V_{Lb1} = \frac{V_o}{a} - V_i + V_{Lr1} \quad (2.8)$$

Onde:

V_i : Tensão de entrada.

V_o : Tensão de saída.

V_{Lr1} : Tensão sobre indutor de comutação L_{r1} .

a : Relação de transformação do transformador T_{r1} .

Onde a é dada pela equação (2.9), sendo V_{pri} a tensão no enrolamento primário e V_{sec} a tensão no enrolamento secundário.

$$a = \frac{N_{sec}}{N_{pri}} = \frac{V_{sec}}{V_{pri}} \quad (2.9)$$

A tensão no primário do transformador T_{r1} pode ser descrita como a tensão no enrolamento secundário refletida para o lado primário. Desprezando a queda de tensão nos diodos retificadores do lado secundário, a tensão no enrolamento secundário é igual a tensão de saída do conversor. Com isso, obtém-se a equação:

$$V_{pri} = \frac{V_o}{a} \quad (2.10)$$

Realizando as substituições de tensão sobre o indutor em cada intervalo e dos intervalos de tempo, obtém-se (2.11):

$$V_i \cdot (2D - 1) \cdot \frac{T_s}{2} = \left(\frac{V_o}{a} - V_i + V_{Lr1} \right) \cdot (1 - D) \cdot T_s \quad (2.11)$$

A tensão sobre o indutor de comutação V_{Lr1} é encontrada aplicando a definição de tensão sobre a indutância, como mostrado em (2.12). Por outro lado, a

variação da corrente através do indutor de comutação $L_{r1} - L_{r4}$ é encontrada a partir da forma de onda da corrente através do primário (i_{pri}) mostrada na Figura 26.

$$V_{Lr1} = L_{r1} \cdot \frac{\Delta I_{Lr1}}{\Delta t} \quad (2.12)$$

$$\Delta I_{Lr1} = \frac{a \cdot I_o}{(1 - D)} \quad (2.13)$$

Onde: I_o : Corrente média de saída do conversor (P_o/V_o)

Substituindo (2.6) e (2.13) em (2.12), obtém-se V_{Lr} em (2.14):

$$V_{Lr1} = \frac{a \cdot L_{r1} \cdot I_o \cdot f_s}{(1 - D)^2} \quad (2.14)$$

E finalmente substituindo (2.14) em (2.11), obtém-se o ganho estático do conversor:

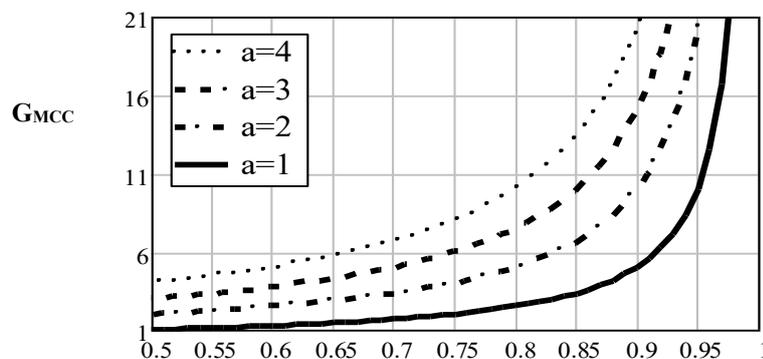
$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{a}{2 \cdot (1 - D)} - \frac{a^2 \cdot L_{r1} \cdot I_o \cdot f_s}{V_i \cdot (1 - D)^2} \quad (2.15)$$

A equação (2.15) representa o ganho estático considerando o valor da indutância de comutação L_{r1} . Já (2.16) representa o ganho estático do conversor desconsiderando L_{r1} , ou seja, o ganho estático do conversor sem comutação sob tensão nula.

$$G_{MCC} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{a}{2 \cdot (1 - D)} \quad (2.16)$$

O ganho estático ideal revela o comportamento do conversor proposto tomando como parâmetro as relações de transformação (a), diante das variações da razão cíclica (D). A equação (2.16) descreve o funcionamento do conversor em modo de condução contínuo (MCC). Tal comportamento é ilustrado graficamente na Figura 27, evidenciando que o conversor proposto tem capacidade de atuar como elevador de tensão.

Figura 27 - Curva do ganho estático em função da razão cíclica.



Fonte: Próprio Autor.

2.3.3. Determinação da Ondulação de Corrente e das Indutâncias L_{b1} - L_{b2}

Analisando a primeira etapa de operação do conversor proposto, pode-se obter a seguinte equação diferencial dada por:

$$L_{b1} \cdot \frac{dI_{Lb1}}{dt} - V_i = 0 \quad (2.17)$$

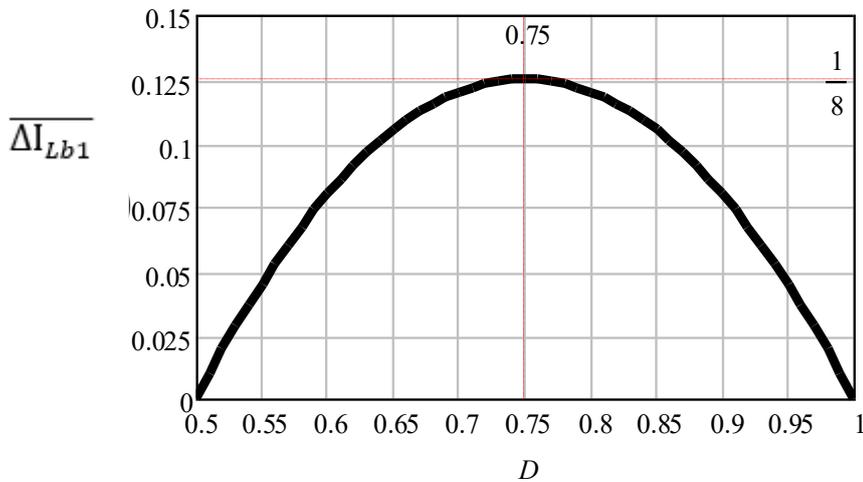
A ondulação de corrente na indutância L_{b1} pode ser obtida substituindo (2.5) e (2.16) em (2.17) para a primeira etapa de operação:

$$\Delta I_{Lb1} = \frac{V_o \cdot (2D - 1) \cdot (1 - D)}{a \cdot f_s \cdot L_{b1}} \quad (2.18)$$

A ondulação de corrente pode ser normalizada rearranjando a equação (2.19).

$$\overline{\Delta I_{Lb1}} = \frac{a \cdot f_s \cdot L_{b1} \cdot \Delta I_{Lb1}}{V_o} = (2D - 1) \cdot (1 - D) \quad (2.19)$$

Figura 28 - Ondulação de corrente na indutância L_{b1} normalizada.



Fonte: Próprio Autor.

A Figura 28 mostra a ondulação de corrente normalizada representada graficamente por (2.19). A máxima ondulação de corrente ocorre no ponto onde a razão cíclica é igual a 0,75.

Com isso, as indutâncias de L_{b1} - L_{b2} podem ser calculadas a partir de (2.18), isolando L_{b1} :

$$L_{b1} = \frac{V_o \cdot (2D - 1) \cdot (1 - D)}{a \cdot f_s \cdot \Delta I_{Lb1}} \quad (2.20)$$

A indutância calculada com a máxima ondulação ($\overline{\Delta I_{Lb1}} = 1/8$) como observada na Figura 28, é dada por (2.21):

$$L_{b1} = \frac{V_o}{8 \cdot a \cdot f_s \cdot \Delta I_{Lb1}} \quad (2.21)$$

2.3.4. Determinação da Ondulação de Tensão

Durante a primeira etapa de operação o capacitor do filtro de saída C_o alimenta a carga, uma vez que não há transferência de energia do lado primário para o lado secundário através do transformador isolador T_{r1} . Com isso, a corrente no capacitor C_o é igual a corrente de saída durante o intervalo de tempo ($t_o - t_1$). A equação (2.22) mostra a corrente que circula pelo capacitor C_o .

$$i_{C_o} = C_o \cdot \frac{dV_{C_o}}{dt} \quad (2.22)$$

$$I_o = C_o \cdot \frac{\Delta V_{C_o}}{(2D - 1) \cdot \frac{T_s}{2}} \quad (2.23)$$

A partir da equação (2.23) a ondulação da tensão no capacitor C_o é dada por (2.24):

$$\Delta V_{C_o} = \frac{I_o \cdot (2D - 1)}{2 \cdot C_o \cdot f_s} \quad (2.24)$$

O valor da capacitância mínima pode ser calculado a partir da equação (2.25):

$$C_o \geq \frac{I_o \cdot (2D - 1)}{2 \cdot f_s \cdot \Delta V_{C_o}} \quad (2.25)$$

2.3.5. Redução da Razão Cíclica

A redução da razão cíclica (ΔD) ocorre devido a taxa de variação de corrente através dos indutores de comutação ($L_{r1} - L_{r4}$) durante uma determinada taxa de variação de tempo (Δt_x). Para determinar ΔD , analisa-se o intervalo $\Delta t_x = t_7 - t_5$ e, usa-se a definição de tensão sobre o indutor.

$$V_{Lr1} = L_{r1} \cdot \frac{\Delta I_{Lr1}}{\Delta t_x} = \frac{V_o}{a} \quad (2.26)$$

Substituindo (2.13) em (2.26), isolando Δt_x e dividindo a expressão resultante pelo período T_s , obtém-se a redução da razão cíclica expressa por (2.27).

$$\Delta D = \frac{\Delta t_x}{T_s} = \frac{a^2 \cdot L_r \cdot I_o \cdot f_s}{V_o \cdot (1 - D)} \quad (2.27)$$

Analisando a equação (2.27), nota-se que quanto maior o valor de L_r maior é a redução da razão cíclica, cuja compensação é feita aumentando o número de espiras no secundário, porém, isso traz como ponto negativo o aumento de tensão de bloqueio nos transistores de potência.

2.3.6. Indutâncias Auxiliares de Comutação

O valor teórico da indutância de comutação $L_{r1} - L_{r4}$ é calculado a partir do ganho estático (2.15), assim, é expresso em (2.28):

$$L_{r1} = \frac{[a \cdot V_i - 2 \cdot V_o \cdot (1 - D)] \cdot (1 - D)}{2 \cdot a^2 \cdot I_o \cdot f_s} \quad (2.28)$$

Ainda, a indutância de comutação $L_{r1} - L_{r4}$ pode ser calculada pela expressão (2.27), considerando que a redução da razão cíclica é igual a 10% do valor da razão cíclica máxima. Assim:

$$L_{r1} = \frac{V_o \cdot (1 - D) \cdot \Delta D}{a^2 \cdot I_o \cdot f_s} \quad (2.29)$$

Essas expressões permitem estimar o valor da indutância de $L_{r1} - L_{r4}$, no entanto, deve-se considerada a indutância de dispersão do transformador (L_d). Assim, em (2.30), define-se a indutância de comutação efetivo L_{ref} que é utilizado para desenvolver o indutor físico.

$$L_{ref} = L_{r1} - L_d \quad (2.30)$$

Na prática a indutância de dispersão do transformador pode ser estimada em aproximadamente 0,5% do valor da indutância de magnetização do transformador isolador, embora um valor mais exato e confiável de $L_{r1} - L_{r4}$ é obtido diretamente da medição do transformador físico no laboratório.

2.3.7. Tensão de Grampeamento $V_{Cc1} - V_{Cc2}$

A tensão de grampeamento V_{Cc1} poder ser obtida a partir da tensão média sobre o interruptor principal S_1 e aplicando lei de Kirchhof à malha formada por S_1 , o enrolamento primário superior do transformador, L_{r1} e V_i . Portanto, a tensão média sobre o interruptor S_1 é igual a:

$$V_{md_{S1}} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{(1-D) \cdot T_s} V_{cc} \cdot dt \quad (2.31)$$

Integrando, tem-se:

$$V_{md_{S1}} = (1 - D) \cdot V_{cc} \quad (2.32)$$

Como as tensões médias no indutor auxiliar de comutação L_{r1} e no enrolamento do transformador de alta frequência é nula, a tensão média sobre o interruptor S_1 é igual à tensão da fonte de entrada V_i .

Assim:

$$V_i = (1 - D) \cdot V_{cc} \quad (2.33)$$

Portanto, a tensão de grampeamento é igual a:

$$V_{cc1} = \frac{V_i}{(1 - D)} \quad (2.34)$$

2.3.8. Esforços nos Componentes do Conversor CC-CC Push-Pull Alimentado em Corrente

A seguir é feita a análise dos esforços de tensão e corrente nos principais componentes do conversor proposto operando no modo de condução contínuo (MCC) com razão cíclica maior que 0,5, na qual a determinação das expressões matemáticas que definem os esforços de tensão e corrente nos componentes são realizadas a partir da Figura 26.

Em uma primeira análise é considera uma fonte CC-CC de alimentação afim de simplificar a análise e dedução das equações.

Para simplificar a análise dos esforços de corrente nos componentes é considerada a ondulação da corrente no indutor L_{b1} muito pequena. Logo, o valor eficaz da corrente no indutor é aproximado ao valor médio da corrente de entrada, a qual pode ser definida em função da potência média de saída. Assim, a potência média de entrada é definida por (2.35):

$$P_i = \frac{P_o}{\eta} \quad (2.35)$$

Onde:

P_i : Potência de entrada do conversor proposto.

P_o : Potência de saída do conversor proposto.

η : Rendimento do conversor.

O valor da corrente média de entrada é definido por (2.36):

$$I_{imed} = \frac{a \cdot I_o}{2 \cdot \eta \cdot (1 - D)} \quad (2.36)$$

a) Indutores $L_{b1} - L_{b2}$

Corrente eficaz:

$$I_{ef_Lb1} = \frac{I_{imed}}{2} = \frac{a \cdot I_o}{4 \cdot \eta \cdot (1 - D)} \quad (2.37)$$

Corrente de pico:

$$I_{Lb1pkmax} = I_{ef_Lb1} + \frac{\Delta I_{Lb1}}{2} \quad (2.38)$$

b) Interruptores Principais $S_1 - S_2$

Tensão máxima:

$$V_{max_S1} = V_{max_S2} = \frac{2 \cdot V_o}{a} \quad (2.39)$$

Corrente média:

$$I_{med_S1} = I_{med_S2} = \frac{2}{T_s} \cdot \int_0^{(2D-1) \cdot \frac{T_s}{2}} \frac{I_{imed}}{4} \cdot dt + \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{(1-D) \cdot T_s} \frac{I_{imed}}{2} dt \quad (2.40)$$

$$I_{S1_med} = I_{S2_med} = \frac{I_o \cdot a}{8 \cdot \eta \cdot (1 - D)} \quad (2.41)$$

Corrente eficaz:

$$I_{ef_S1} = I_{ef_S2} = \sqrt{\frac{2}{T_s} \cdot \int_0^{(2D-1) \cdot \frac{T_s}{2}} \left(\frac{I_{imed}}{4} \right)^2 \cdot dt + \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{(1-D) \cdot T_s} \left(\frac{I_{imed}}{2} \right)^2 \cdot dt} \quad (2.42)$$

$$I_{ef_S1} = I_{ef_S2} = \frac{I_o \cdot a}{4 \cdot \eta \cdot (1 - D)} \cdot \sqrt{\frac{3}{4} - \frac{D}{2}} \quad (2.43)$$

c) Transformador T_{r1}

Tensão máxima enrolamento primário:

$$V_{max_pri} = \frac{V_o}{a} \quad (2.44)$$

Corrente eficaz enrolamento primário:

$$I_{ef_pri} = \sqrt{\frac{2}{T_s} \cdot \int_0^{(2D-1)\frac{T_s}{2}} \left(\frac{I_{imed}}{4}\right)^2 dt + \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{(1-D)T_s} \left(\frac{I_{imed}}{2}\right)^2 dt} \quad (2.45)$$

$$I_{ef_pri} = \frac{I_o \cdot a}{4 \cdot \eta \cdot (1-D)} \cdot \sqrt{\frac{3}{4} - \frac{D}{2}} \quad (2.46)$$

Tensão máxima no enrolamento secundário:

$$V_{\max_sec} = V_o \quad (2.47)$$

Corrente eficaz no enrolamento secundário:

$$I_{ef_sec} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{(1-D)T_s} \left(\frac{I_{imed}}{a}\right)^2 dt + \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{(1-D)T_s} \left(\frac{-I_{imed}}{a}\right)^2 dt} \quad (2.48)$$

$$I_{ef_sec} = \frac{I_o}{2 \cdot \eta \cdot (1-D)} \cdot \sqrt{2 \cdot (1-D)} \quad (2.49)$$

d) Diodos D₁ - D₄

Tensão máxima reversa:

$$V_{r\max_D1} = V_o \quad (2.50)$$

Corrente média:

$$I_{med_D1} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{(1-D)T_s} \frac{I_{imed}}{a} \cdot dt \quad (2.51)$$

$$I_{med_D1} = \frac{I_o}{2 \cdot \eta} \quad (2.52)$$

Corrente eficaz:

$$I_{ef_D1} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{(1-D)T_s} \left(\frac{I_{imed}}{a}\right)^2 \cdot dt} \quad (2.53)$$

$$I_{ef_D1} = \frac{I_o}{2 \cdot \eta \cdot (1-D)} \cdot \sqrt{1-D} \quad (2.54)$$

e) **Capacitor C_o**

Tensão máxima:

$$V_{\max_co} = V_o \quad (2.55)$$

Corrente eficaz:

$$I_{ef_co} = \sqrt{\frac{2}{T_s} \cdot \int_0^{(1-D)T_s} \left(\frac{I_{imed}}{a} - I_o\right)^2 \cdot dt + \frac{2}{T_s} \int_0^{(2D-1)\frac{T_s}{2}} (-I_o)^2 \cdot dt} \quad (2.56)$$

$$I_{ef_co} = \frac{I_o}{\eta} \cdot \sqrt{\frac{1}{2 \cdot (1-D)} - 1} \quad (2.57)$$

2.4. Análise Da Comutação

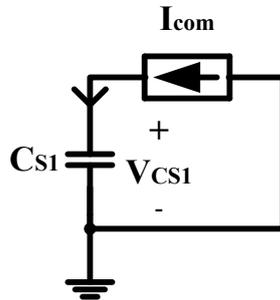
Uma análise da comutação, tanto no bloqueio como na entrada em condução de cada interruptor, tem uma fundamental importância para o dimensionamento dos componentes do circuito de grampeamento ativo e garantir a comutação sob tensão nula (ZVS) e para evitar o curto-circuito dos capacitores grampeadores de tensão. Neste sentido, os interruptores principais e auxiliares devem apresentar um tempo morto de seus comandos complementares. A análise da comutação foi baseada na metodologia apresentado por (34).

- **No Bloqueio:** Durante o intervalo $[t_1, t_2]$ ocorre a carga do capacitor de comutação (C_{S1} ou C_{S2}), ou seja, quando o interruptor principal (S_1 ou S_2) é desligado. Nesse intervalo o capacitor de comutação é carregado linearmente pela metade da corrente através do indutor de armazenamento L_{b1} . A comutação é concluída quando a tensão no capacitor de comutação atinge o valor da tensão de grampeamento, V_{Cc1} .
- **Na Entrada em Condução:** Durante o intervalo $[t_4, t_5]$, ocorre a descarga do capacitor de comutação (C_{S1} ou C_{S2}), ou seja, na entrada em condução do interruptor principal (S_1 ou S_2).

Esta análise é muito importante para o dimensionamento dos componentes do circuito de grampeamento ativo e para garantir a comutação sob tensão nula (ZVS) dos interruptores da topologia. Assim do ponto de vista de comutação, o circuito de interesse

é apresentado, de forma simplificada na Figura 29, onde conforme ilustrado, a corrente de comutação é considerada constante, representado por (2.58):

Figura 29 - Circuito equivalente durante a comutação.



Fonte: Próprio autor.

$$I_{com} = I_i = C_{S1} \cdot \frac{\Delta V}{\Delta t} \quad (2.58)$$

Onde:

I_{com} : corrente durante a comutação, que é igual à corrente média de entrada;

C_{S1} : Capacitância de comutação dos interruptores;

ΔV : Variação de tensão de comutação, que é igual a tensão de grampeamento;

$$\Delta V = V_{cc1} = \frac{V_i}{(1 - D)} \quad (2.59)$$

Δt : intervalo de tempo da comutação, tempo máximo aceitável para a realização da comutação.

$$\Delta t = \Delta t_{max} \quad (2.60)$$

Substituindo (2.59) e (2.60) em (2.58), isolando C_{S1} , obtém-se a equação (2.61):

$$C_{S1} = \frac{I_i \cdot \Delta t_{max} \cdot (1 - D)}{2 \cdot V_i} \quad (2.61)$$

2.5. Análise Do Conversor Proposto Operando Com Pfc

Na seção 2.3, foi analisado como um conversor CC-CC Push-Pull alimentado em corrente, onde a tensão de entrada era contínua sem ondulação. Na análise do conversor operando com PFC, a fonte de tensão CC é substituída por uma fonte com formato senoidal retificado de 120 Hz. Neste modo, a razão cíclica deve ser variada continuamente para manter a tensão de saída do conversor constante, garantindo assim uma corrente senoidal retificada e em fase com a tensão de entrada do indutor de armazenamento.

2.5.1. Análise da Razão Cíclica

Com base na expressão de ganho estático calculada anteriormente e considerando que o ciclo de trabalho do conversor operando PFC varia com o tempo, a equação (2.16) é reescrita para a equação (2.62):

$$\frac{V_o}{|V_{ca}|} = \frac{a}{2 \cdot (1 - d(t))} \quad (2.62)$$

Onde $|V_{ca}|$ representa a tensão de entrada senoidal retificada expressa por (2.63):

$$|V_{ca}| = V_{pk} \cdot \text{sen}(\omega t) \quad 0 \leq \omega t \leq \pi \quad (2.63)$$

Substituindo a equação (2.63) em (2.62) e isolando o termo correspondente a razão cíclica, tem-se:

$$d(t) = 1 - \frac{a \cdot V_{pk} \cdot \text{sen}(\omega t)}{2 \cdot V_o} \quad 0 \leq \omega t \leq \pi \quad (2.64)$$

O parâmetro β adimensional é definido como a relação entre a tensão de saída e a tensão de pico de entrada do conversor.

$$\beta = \frac{V_o}{V_{pk}} \quad (2.65)$$

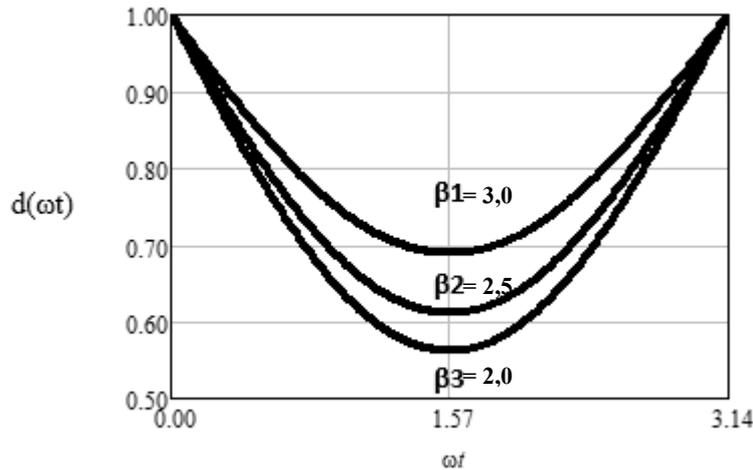
Com isso, substituindo a equação (2.65) em (2.64) obtém-se:

$$d(t) = 1 - \frac{a \cdot \text{sen}(\omega t)}{2 \cdot \beta} \quad 0 \leq \omega t \leq \pi \quad (2.66)$$

Quando a tensão de entrada senoidal atingir seu valor mínimo, ou seja, na passagem por zero, a razão cíclica assumirá seu valor máximo. Em contrapartida, quando

a tensão de entrada senoidal atingir seu valor máximo, a razão cíclica terá seu valor mínimo. A Figura 30 mostra a variação da razão cíclica em função de ωt para meio período da rede e considerando diferentes valores β .

Figura 30 - Variação da razão cíclica para meio período da rede elétrica.



Fonte: Próprio Autor.

2.5.2. Determinação da Ondulação da Corrente de Entrada

Anteriormente foi calculada a ondulação da corrente no indutor, equação (2.18), para o conversor CC-CC proposto. Deste modo, considerando meio período da tensão da rede, a variação da ondulação de corrente é dada por (2.67):

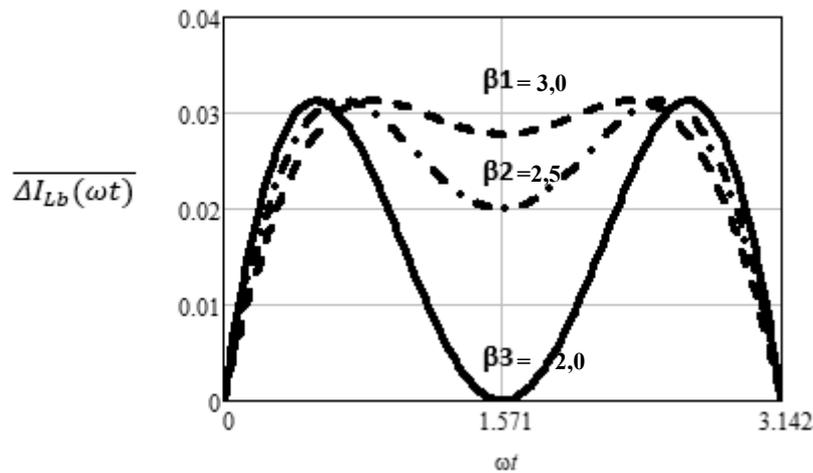
$$\Delta I_{L_b}(\omega \cdot t) = \frac{(2 \cdot d(\omega t) - 1)(1 - d(\omega t)) \cdot V_o}{a \cdot f_s \cdot L_b} \quad (2.67)$$

Rearranjando a equação (2.67), a ondulação de corrente pode ser normalizada, equação (2.68):

$$\overline{\Delta I_{L_b}(\omega t)} = \frac{f_s \cdot L_b \cdot \Delta I_{L_b}(\omega t)}{V_o \cdot a} = \frac{(\beta - a \cdot \text{sen}(\omega t)) \cdot \text{sen}(\omega t)}{2 \cdot a \cdot \beta^2} \quad (2.68)$$

A Figura 31 mostra a variação da ondulação da corrente normalizada em função do tempo para meio período da rede e para diferentes valores de β .

Figura 31 - Variação da corrente no indutor parametrizada para meio período da rede.



Fonte: Próprio Autor.

2.5.3. Determinação dos Esforços de Corrente para Operação com PFC

Assumindo que o fator de potência do conversor é unitário, é realizada a análise dos esforços de tensão e corrente dos principais componentes do conversor operando no modo de condução contínuo com PFC. Com isso, a tensão de entrada e a corrente de entrada são definidas como:

$$v_{in}(t) = V_{pk} \cdot \text{sen}(\omega t) \quad 0 \leq \omega t \leq 2\pi \quad (2.69)$$

$$i_{in}(t) = I_{pk} \cdot \text{sen}(\omega t) \quad 0 \leq \omega t \leq 2\pi \quad (2.70)$$

Onde:

$v_{in}(t)$: tensão instantânea de entrada da fonte de alimentação CA;

$i_{in}(t)$: corrente instantânea de entrada da fonte de alimentação CA;

V_{pk} : tensão de pico de entrada da fonte de alimentação CA;

I_{pk} : corrente de pico de entrada da fonte de alimentação CA.

Assim, a potência instantânea de entrada é definida como:

$$P_{in}(t) = V_{pk} \cdot I_{pk} \cdot \text{sen}^2(\omega t) \quad (2.71)$$

Como a tensão de saída é constante, a potência média de entrada pode ser dada em função da potência de saída e do rendimento do conversor.

$$P_{in} = \frac{V_{pk} \cdot I_{pk}}{2} = \frac{P_o}{\eta} \quad (2.72)$$

A corrente de pico é definida como:

$$I_{pk} = \frac{2 \cdot V_o \cdot I_o}{\eta \cdot V_{pk}} = \frac{2 \cdot \beta \cdot I_o}{\eta} \quad (2.73)$$

Para facilitar a análise dos esforços de tensão e corrente nos principais componentes, as seguintes considerações e simplificações são feitas:

- Todos os esforços determinados anteriormente são expressos em função de ωt ;
- A tensão de entrada v_i definida anteriormente é substituída por $v_{in}(t)$ dada pela equação (2.69);
- A corrente média de entrada I_{imed} da senoide retificada é definida anteriormente e substituída por $i_{in}(t)$ dada pela equação (2.74):

$$i_{in}(t) = \frac{2 \cdot \beta \cdot I_o}{\eta} \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (2.74)$$

- A razão cíclica é substituída pela equação (2.62);
- Os esforços de corrente são calculados para cada semiciclo da rede, ou seja, período igual a π .

Com as considerações determinadas acima pode-se determinar os esforços de tensão e corrente nos principais componentes do conversor.

a) Indutor $L_{b1} - L_{b2}$

Corrente eficaz:

$$I_{ef_Lb1} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \left(\frac{i_{in}(\omega t)}{2} \right)^2 d(\omega t)} \quad (2.75)$$

$$I_{ef_Lb1} = \frac{\beta \cdot I_o}{\eta} \cdot \frac{\sqrt{2}}{2} \quad (2.76)$$

Corrente Pico:

$$I_{pkmax_Lb1} = \frac{\beta \cdot I_o}{\eta} \quad (2.77)$$

b) Diodos da Ponte Retificadora

Tensão reversa máxima:

$$V_{Dret} = V_{pk} \quad (2.78)$$

Corrente instantânea:

$$i_{Dret}(t) = \begin{cases} I_{pk} \cdot \text{sen}(\omega t), & 0 \leq \omega t \leq \pi \\ 0, & \pi \leq \omega t \leq 2\pi \end{cases} \quad (2.79)$$

Corrente média:

$$I_{med_Dret} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{Dret}(\omega t) d(\omega t) \quad (2.80)$$

$$I_{med_Dret} = \frac{2 \cdot \beta \cdot I_o}{\pi \cdot \eta} \quad (2.81)$$

Corrente eficaz:

$$I_{ef_Dret} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} (i_{Dret}(\omega t))^2 d(\omega t)} \quad (2.82)$$

$$I_{ef_Dret} = \frac{\beta \cdot I_o}{\eta} \quad (2.83)$$

Corrente pico:

$$I_{pk_Dret} = \frac{2 \cdot \beta \cdot I_o}{\eta} \quad (2.84)$$

c) Interruptores Principais S₁ – S₄

Tensão máxima:

$$V_{max_S1} = V_{max_S2} = V_{cc1} \quad (2.85)$$

Corrente média:

A corrente média nos interruptores S₁ – S₄ em função de ωt é dada por (2.86):

$$i_{med_S1} = i_{med_S2} = \frac{\beta \cdot I_o \cdot \text{sen}(\omega t)}{2 \cdot \eta} \quad (2.86)$$

Assim, a corrente média nos interruptores principais S₁ – S₄ para meio período da rede é dada por (2.88):

$$I_{med_S1} = I_{med_S2} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} i_{med_S1}(\omega t) d(\omega t) \quad (2.87)$$

$$I_{med_S1} = I_{med_S2} = \frac{\beta \cdot I_o}{\eta \cdot \pi} \quad (2.88)$$

Corrente eficaz:

A corrente eficaz nos interruptores principais $S_1 - S_4$ em função de ωt é determinada por:

$$i_{ef_S1} = i_{ef_S2} = \frac{\beta \cdot I_o \cdot \text{sen}(\omega t)}{\eta} \cdot \sqrt{\frac{\beta + 2 \cdot a \cdot \text{sen}(\omega t)}{4\beta}} \quad (2.89)$$

A corrente eficaz para meio período da rede é dada por (2.91):

$$I_{ef_S1} = I_{ef_S2} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi (i_{ef_S1}(\omega t))^2 d(\omega t)} \quad (2.90)$$

$$I_{ef_S1} = I_{ef_S2} = \frac{\beta \cdot I_o}{\eta} \cdot \sqrt{\frac{1}{8} + \frac{2 \cdot a}{3 \cdot \beta \cdot \pi}} \quad (2.91)$$

d) Transformador T_{r1}

Tensão máxima no enrolamento primário:

$$V_{\max_pri} = \frac{V_o}{a} \quad (2.92)$$

Corrente eficaz no enrolamento primário:

A corrente eficaz que circula no enrolamento primário do transformador em função de ωt é definida pela expressão (2.93):

$$i_{ef_pri} = \frac{\beta \cdot I_o \cdot \text{sen}(\omega t)}{\eta} \cdot \sqrt{\frac{\beta + 2 \cdot a \cdot \text{sen}(\omega t)}{4 \cdot \beta}} \quad (2.93)$$

A equação (2.95), representa a corrente eficaz no enrolamento primário do transformador T_{r1} para meio período da rede:

$$I_{ef_pri} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi (i_{ef_p}(\omega t))^2 d(\omega t)} \quad (2.94)$$

$$I_{ef_pri} = \frac{\beta \cdot I_o}{\eta} \cdot \sqrt{\frac{1}{8} + \frac{2 \cdot a}{3 \cdot \beta \pi}} \quad (2.95)$$

Tensão máxima no enrolamento secundário:

$$V_{max_sec} = V_o \quad (2.96)$$

Corrente eficaz no enrolamento secundário:

A corrente eficaz que circula no enrolamento primário do transformador em função de ωt é definida pela expressão (2.97):

$$i_{ef_sec} = \frac{2 \cdot \beta \cdot I_o \cdot \text{sen}(\omega t)}{\eta \cdot a} \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot a \cdot \text{sen}(\omega t)}{\beta}} \quad (2.97)$$

A equação (2.99), representa a corrente eficaz no enrolamento secundário do transformador T para meio período da rede:

$$I_{ef_sec} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} (i_{ef_s}(\omega t))^2 d(\omega t)} \quad (2.98)$$

$$I_{ef_sec} = \frac{4 \cdot I_o}{\eta} \sqrt{\frac{\beta}{3 \cdot \pi \cdot a}} \quad (2.99)$$

e) Diodos D₁ - D₄

Tensão reversa máxima:

$$V_{max_D1} = V_o \quad (2.100)$$

Corrente média:

A equação (2.101), representa a corrente média em função de ωt que circula nos diodos.

$$i_{med_D1} = \frac{I_o}{\eta} \cdot \text{sen}(\omega t)^2 \quad (2.101)$$

A corrente média nos diodos para meio período da rede é dada por (2.103):

$$I_{med_D1} = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} i_{med_D1}(\omega t) d\omega t \quad (2.102)$$

$$I_{med_D1} = \frac{I_o}{2 \cdot \eta} \quad (2.103)$$

Corrente eficaz:

A equação (2.104), representa a corrente eficaz em função de ωt que circula nos diodos.

$$i_{ef_D1} = \frac{2 \cdot \beta \cdot I_o \cdot \text{sen}(\omega t)}{\eta \cdot a} \sqrt{\frac{a \cdot \text{sen}(\omega t)}{2 \cdot \beta}} \quad (2.104)$$

A corrente eficaz nos diodos para meio período da rede é dada por (2.106):

$$I_{ef_D1} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} (i_{ef_D1}(\omega t))^2 d(\omega t)} \quad (2.105)$$

$$I_{ef_D1} = \frac{I_o}{\eta} \sqrt{\frac{8 \cdot \beta}{3 \cdot \pi \cdot a}} \quad (2.106)$$

f) Capacitor C_o**Tensão máxima:**

$$V_{max_Co} = V_o \quad (2.107)$$

Corrente eficaz:

A equação (2.108), representa a corrente eficaz em função de ωt que circula pelo capacitor filtro de saída.

$$i_{Coef}(t) = \sqrt{\left(\frac{4 \cdot \beta^2 \cdot I_o^2 \cdot \text{sen}(\omega t)^2}{a \cdot \eta^2} - \frac{4 \cdot I_o^2 \cdot \beta \cdot \text{sen}(\omega t)}{\eta} \right) \cdot \frac{\text{sen}(\omega t)}{\beta} + I_o^2} \quad (2.108)$$

A corrente eficaz no capacitor filtro de saída para meio período da rede é dada por (2.110):

$$I_{Coef}(t) = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} i_{Coef}(t)^2 dt} \quad (2.109)$$

$$I_{Coef}(t) = \frac{I_o}{\eta} \cdot \sqrt{\frac{16 \cdot \beta}{3 \cdot a \cdot \pi} - 2 \cdot \eta + 1} \quad (2.110)$$

2.6. Considerações Finais

Neste capítulo foram realizadas as análises qualitativa e quantitativa do conversor proposto. O conversor proposto foi concebido associando dois conversores CC-CC Push-Pull alimentados em corrente. Tais conversores foram adaptados para operar com tensão de entrada senoidal retificada de 120 Hz. Para ele, foram descritas as etapas de operação, as formas de onda mais relevantes, o ganho estático do conversor, e as equações adaptadas para a aplicação de correção de fator de potência. Visando o projeto do conversor, também foram realizadas, a análise da comutação e do circuito de grameamento ativo.

Todos os esforços de tensão e corrente nos principais componentes do conversor foram determinados e adaptados para a operação do conversor realizando a correção de fator de potência (PFC).

CAPÍTULO 3

3. PROCEDIMENTO DE PROJETO

3.1. Considerações Iniciais

Neste capítulo é apresentado o procedimento de projeto do conversor com base na análise qualitativa e quantitativa realizada no Capítulo 2. Neste sentido, são apresentados os esforços de tensão e corrente do circuito de potência, assim como, o projeto do controle.

3.2. Especificações Do Conversor

As especificações do conversor proposto são apresentadas na Tabela 2. É importante esclarecer, que a variação de tensão na especificação foi adotada baseada na norma brasileira NBR 15014 (2003) (35) para nobreaks, pois o conversor proposto tem potencial para desenvolver nobreaks, após a adição de um inversor de tensão.

Tabela 2 - Especificações do conversor proposto.

Potência de saída	$P_o = 2,0 \text{ kW}$
Tensão de saída nominal	$V_o = 400 \text{ Vcc}$
Tensão de entrada mínima	$V_{iefmin} = 90 \text{ Vca}$
Tensão de entrada nominal	$V_{iefnom} = 110 \text{ Vca}$
Tensão de entrada máxima	$V_{iefmax} = 150 \text{ Vca}$
Frequência de rede	$f_r = 60 \text{ Hz}$

Fonte: Próprio Autor.

Para realizar o projeto são assumidos os seguintes parâmetros apresentados na Tabela 3.

Tabela 3 - Parâmetros assumidos para o projeto do conversor proposto.

Frequência de comutação dos interruptores	$f_s = 25 \text{ kHz}$
Ondulação de corrente de alta frequência no indutor L_{b1}	$\Delta I_{Lb1} = 30\% \cdot I_{pkmax}/2$
Rendimento teórico do conversor	$\eta = 95\%$

Fonte: Próprio Autor.

3.3. Projeto Do Circuito De Potência Do Conversor

A seguir são apresentados os cálculos para o dimensionamento dos componentes do estágio de potência do conversor proposto baseado no equacionamento desenvolvido no Capítulo 2.

3.3.1. Cálculos Preliminares

A corrente média de saída é calculada por (3.1).

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} = \frac{2000}{400} = 5 \text{ A} \quad (3.1)$$

O valor da resistência do resistor de carga, R_o , para a situação de carga nominal é dado por (3.2):

$$R_o = \frac{V_o}{I_o} = \frac{400}{5} = 80 \ \Omega \quad (3.2)$$

A potência de entrada do conversor proposto é calculada através de (3.3).

$$P_{in} = \frac{P_o}{\eta} = \frac{2000}{0,95} = 2105 \text{ W} \quad (3.3)$$

A tensão de pico na entrada para a condição nominal é expressa por (3.4):

$$V_{pknom} = \sqrt{2} \cdot V_{inom} = 155,6 \text{ V} \quad (3.4)$$

O parâmetro β para a tensão nominal, mínima e máxima na entrada são expressos por (3.5), (3.6) e (3.7), respetivamente:

$$\beta_{nom} = \frac{V_o}{V_{pknom}} = \frac{400}{\sqrt{2} \cdot 110} = 2,57 \quad (3.5)$$

$$\beta_{min} = \frac{V_o}{V_{pkmax}} = \frac{400}{\sqrt{2} \cdot 150} = 1,89 \quad (3.6)$$

$$\beta_{max} = \frac{V_o}{V_{pkmin}} = \frac{400}{\sqrt{2} \cdot 90} = 3,14 \quad (3.7)$$

Assim, o pico da corrente de entrada para a condição de tensão mínima na entrada é obtido a partir da equação (2.69).

$$I_{pkmax} = \frac{2 \cdot \beta_{max} \cdot I_o}{\eta} = \frac{2 \cdot 3,14 \cdot 5}{0,95} = 33,05 \text{ A} \quad (3.8)$$

A ondulação corrente máxima no indutor é dada por (3.9):

$$\Delta I_{Lbmax} = 30\% \cdot \frac{I_{pkmax}}{2} \cong 5,0 \text{ A} \quad (3.9)$$

Através da frequência de comutação adotada, é calculado o período de comutação nos interruptores principais S_1 e S_2 , dado por (3.10):

$$T_s = \frac{1}{f_s} = \frac{1}{25000} = 40 \cdot \mu s \quad (3.10)$$

Substituindo tensão de saída V_o , tensão mínima de entrada V_{iefmin} , razão cíclica D e a perda da razão cíclica ΔD (considerando que a perda da razão cíclica é igual a 10% do valor da razão cíclica máxima), a relação de transformação do transformador pode ser determinada a partir do ganho estático (2.16):

$$a = \frac{V_o \cdot 2 \cdot (1 - (D - \Delta D))}{V_{iefmin} \cdot \sqrt{2}} = \frac{400 \cdot 2 \cdot (1 - (0,75 - 0,075))}{90 \cdot \sqrt{2}} = 2 \quad (3.11)$$

3.3.2. Dimensionamento de Componentes

a) Indutâncias de Armazenamento L_{b1} - L_{b2}

O cálculo das indutâncias de L_{b1} e L_{b2} , é realizado através da equação (2.21), para a máxima ondulação de corrente encontrada na equação (3.9).

$$L_{b1} = L_{b2} = \frac{V_o}{8 \cdot a \cdot \Delta I_{Lbmax} \cdot f_s} = \frac{400}{8 \cdot 2 \cdot 5,0 \cdot 25000} \cong 200 \mu H \quad (3.12)$$

Para o acoplamento dos indutores é necessário o cálculo da indutância mútua, Figura 32, onde considerando o coeficiente de acoplamento $k=1$ (ideal), dada por (3.13) [36]:

$$M = k \cdot \sqrt{L_{b1} \cdot L_{b2}} \cong 200 \mu H \quad (3.13)$$

Como a ligação de indutores é acoplada em série e tem característica aditiva, Figura 32, a indutância total é dada por (3.14) [40]:

$$L_{tot} = L_{b1} + L_{b2} + 2 \cdot M \cong 800 \mu H \quad (3.14)$$

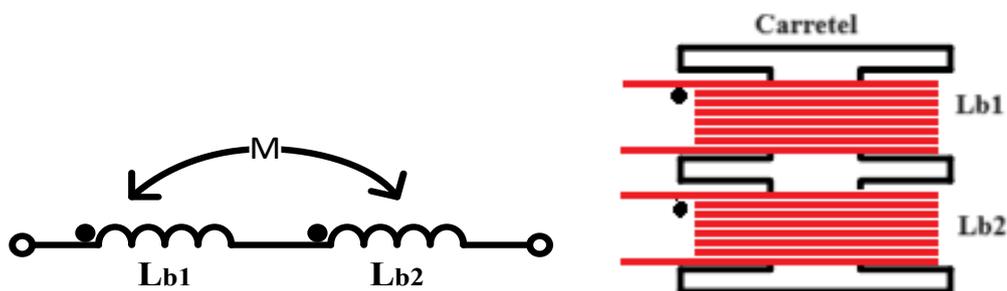
Calcula-se a corrente eficaz máxima através das indutâncias L_{b1} - L_{b2} , utilizando (2.73), como segue:

$$I_{Lbefmax} = \frac{I_o \cdot \beta_{max}}{\eta} \cdot \frac{\sqrt{2}}{2} = \frac{5 \cdot 3,14}{0,95} \cdot \frac{\sqrt{2}}{2} = 11,70 A \quad (3.15)$$

A corrente de pico através das indutâncias é calculada segundo (2.74):

$$I_{Lbpkmax} = I_{Lbefmax} + \Delta I_{Lbmax} = 11,70 + 5,0 = 16,70 A \quad (3.16)$$

Figura 32 - Acoplamento em série dos indutores Lb1 e Lb2.



Fonte: Próprio Autor.

• Projeto Físico dos Indutores L_{b1} - L_{b2}

Usando os valores da indutância L_{b1} - L_{b2}, a corrente eficaz que circula a través deles ($I_{Lbefmax}$), da corrente de pico ($I_{Lbpkmax}$) e dos parâmetros indicados na Tabela 4, é feito o dimensionamento físico do núcleo do indutor.

Tabela 4 - Parâmetros de projeto do indutor acoplado.

Fator de ocupação teórico da janela	$K_w = 0,7$
Densidade de corrente máxima	$J_{max} = 400 A/cm^2$
Densidade de fluxo magnético	$B_{max} = 0,3 T$
Permeabilidade magnética do vácuo	$\mu_o = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} H/m$

Fonte: Adaptado de (32).

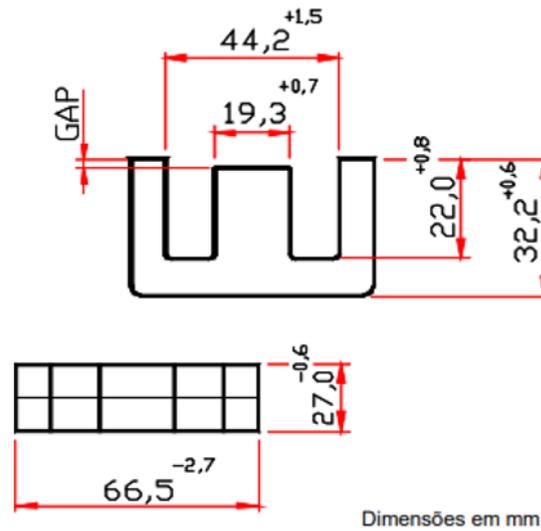
Para esta aplicação escolhe-se um núcleo de ferrite tipo EE, cujas dimensões físicas são definidas pelo critério do produto de áreas $A_p = A_e A_w$; onde A_e é área da seção transversal do núcleo e A_w é a área da janela do núcleo, como mostrado em (3.17):

$$A_e A_w = \frac{L_{tot} \cdot I_{Lbpkmax} \cdot I_{Lbefmax} \cdot 10^4}{K_w \cdot J_{max} \cdot B_{max}} \quad (3.17)$$

$$A_e A_w = \frac{800 \cdot 10^{-6} \cdot 16,70 \cdot 11,70 \cdot 10^4}{0,7 \cdot 400 \cdot 0,3} = 18,60 cm^4$$

Logo, é possível escolher um núcleo que satisfaça (3.14), então, do catálogo de núcleos do fabricante, escolhe-se o núcleo NEE 65/28/21, sem entreferro (Figura 33) da fabricante Thornton (37).

Figura 33 - Núcleo NEE 65/33/26 da fabricante Thornton (37).



Fonte: Adaptado de (37).

Os dados técnicos correspondentes a esse núcleo são:

$$A_e = 5,32 \text{ cm}^2 \quad A_e A_w = 19,68 \text{ cm}^4$$

$$A_w = 3,7 \text{ cm}^2 \quad C_j = 4,4 \text{ cm}$$

C_j : Comprimento da altura da janela igual do núcleo;

O número de espiras do indutor (N_{esp}) está dada por (3.18):

$$N_{Lb1} = \frac{L_{b1} \cdot I_{Lbpkmax}}{B_{max} \cdot A_e} \cdot 10^4 = \frac{200 \cdot 10^{-6} \cdot 16,70}{0,3 \cdot 5,32} \cdot 10^4 = 21 \text{ espiras} \quad (3.18)$$

Assim, cálculo do entreferro do indutor (l_g) é obtido a partir da expressão (3.19), como propõe [38].

$$l_g = \frac{\mu_o \cdot N_{Lb1}^2 \cdot A_e \cdot 10^{-2}}{L_{b1}} = \frac{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 21^2 \cdot 3,54 \cdot 10^{-2}}{200 \cdot 10^{-6}} = 0,147 \text{ cm} \quad (3.19)$$

É importante alertar que, no núcleo EE o entreferro deve ser ajustado no valor de $l_g/2$.

O número de espiras é recalculado fazendo correção pelo efeito de espraiamento das linhas de fluxo no entreferro (38). Para isso, é utilizado um fator de correção, F , no cálculo do número de espiras dada pela equação (3.20):

$$F = 1 + \frac{l_g}{\sqrt{A_e}} \cdot \ln\left(\frac{C_j}{l_g}\right) \quad (3.20)$$

$$F = 1 + \frac{0,147}{\sqrt{5,32}} \cdot \ln\left(\frac{4,4}{0,147}\right) = 1,217$$

Onde:

Cj : Comprimento da altura da janela igual do núcleo NEE 65/33/26.

$$N_{Lb1c} = \sqrt{\frac{L_{b1} \cdot l_g}{0,4 \cdot \pi \cdot F \cdot A_e \cdot 10^{-8}}} \quad (3.21)$$

$$N_{Lb1c} = \sqrt{\frac{200 \cdot 10^{-6} \cdot 0,147}{0,4 \cdot \pi \cdot 1,217 \cdot 5,32 \cdot 10^{-8}}} = 20 \text{ espiras}$$

Para a escolha do fio, considera-se o efeito pelicular nos condutores devido à ondulação de alta frequência, assim o diâmetro do condutor de fio esmaltado deve ser menor ou igual a duas vezes a profundidade de penetração. Então, a profundidade de penetração (P_p) e o diâmetro máximo (d_{max}), são calculados, como sugere (39).

$$P_p = \frac{7,5}{\sqrt{2 \cdot f_s}} = \frac{7,5}{\sqrt{2 \cdot 25000}} = 0,034 \text{ cm} \quad (3.22)$$

$$d_{max} = 2 \cdot P_p = 2 \cdot 0,034 = 0,067 \text{ cm} \quad (3.23)$$

Para o diâmetro máximo calculado o fio de cobre adequado é o AWG22, no entanto, este fio é pouco flexível o que dificultaria a construção física do indutor, portanto, escolhe-se um fio de cobre de menor seção, no caso o AWG26.

A seção do fio de cobre (S_{Cu}), a seção do fio de cobre com isolamento (esmalte) (S_{fio}) e o diâmetro máximo, correspondentes ao fio AWG26, são:

$$S_{Cu} = 0,00129 \text{ cm}^2$$

$$S_{fio} = 0,00167 \text{ cm}^2$$

$$d_{max} = 0,0040 \text{ cm}$$

Calcula-se também a área mínima de cobre necessária (A_{Cu}) para a corrente através do indutor de armazenamento L_{b1} e o número de fios em paralelo (N_{fp}).

$$A_{Cu} = \frac{I_{Lbefmax}}{J_{max}} = \frac{11,70}{400} = 0,03 \text{ cm}^2 \quad (3.24)$$

$$N_{fp} = \frac{A_{cu}}{S_{cu}} = \frac{0,03}{0,00129} = 23 \text{ fios} \quad (3.52)$$

Finalmente, verifica-se a possibilidade de execução física através do fator de utilização da janela K_u do indutor acoplado de armazenamento relacionando a área total de cobre e a área da janela do núcleo. A área total de cobre (A_{TCu}), é o produto do número de espiras corrigido, vezes o número de fios em paralelo, vezes a seção transversal de um fio de cobre com isolamento.

$$A_{TCu} = 2 \cdot N_{Lb} \cdot N_{fp} \cdot S_{fio} = 2 \cdot 20 \cdot 23 \cdot 0,00167 = 1,536 \text{ cm}^2 \quad (3.26)$$

$$K_u = \frac{A_{TCu}}{A_w} = \frac{1,536}{3,7} = 0,415 \quad (3.27)$$

Logo, a construção do indutor acoplado de armazenagem L_{b1} é totalmente viável, considerando que K_u é menor que 0,7, valor adotado no projeto.

Tabela 5 - Resumo do projeto físico do indutor acoplado.

Valor da indutância	$L_{b1} = L_{b2} = 200 \mu\text{H}$
Referência do núcleo	EE – 65/33/26
Número de espiras	2x20 espiras
Quantidade de fios em paralelo/bitola do fio	2x23 x AWG26
Entreferro para núcleo tipo EE	0,074 cm

Fonte: Próprio autor.

b) Transformador Isolador T_{r1}

A máxima tensão sobre os enrolamentos primário e secundário do transformador T são expressas pelas equações (3.28) e (3.29), respectivamente:

$$V_{T_{pmax}} = \frac{V_o}{a} = \frac{400}{2} = 200 \text{ V} \quad (3.28)$$

$$V_{T_{smax}} = V_o = 400 \text{ V} \quad (3.29)$$

A máxima corrente eficaz através do enrolamento primário do transformador T_{r1} é calculada através da equação (2.90) e é dada por (3.30):

$$I_{ef_pri} = \frac{\beta_{max} \cdot I_o}{\eta} \cdot \sqrt{\frac{1}{8} + \frac{2 \cdot a}{3 \cdot \beta_{max} \cdot \pi}} = \frac{3,14 \cdot 5}{0,95} \cdot \sqrt{\frac{1}{8} + \frac{2 \cdot 2}{3 \cdot 3,14 \cdot \pi}} = 8,44 \text{ A} \quad (3.30)$$

Já a máxima corrente eficaz através do enrolamento secundário do transformador T_{r1} é calculada através da equação (2.96) e é dada por (3.31):

$$I_{ef_sec} = \frac{4 \cdot I_o}{\eta} \cdot \sqrt{\frac{\beta_{max}}{3 \cdot a \cdot \pi}} = \frac{4 \cdot 5}{0,95} \cdot \sqrt{\frac{3,14}{3 \cdot 2 \cdot \pi}} = 8,60 \text{ A} \quad (3.31)$$

• Projeto Físico do Transformador T_{r1}

O projeto físico do transformador T_{r1} é realizado desconsiderando o valor da corrente de magnetização, uma vez que ela possui um valor desprezível em relação a corrente de carga. Com isso, a Tabela 6 mostra os parâmetros assumidos para o projeto físico do transformador.

Tabela 6 - Parâmetros de projeto do transformador T_{r1} .

Fator de ocupação teórico da janela	$K_{wt} = 0,3$
Fator de ocupação do enrolamento primário	$K_{pt} = 0,41$
Densidade de corrente máxima	$J_{maxT} = 350 \text{ A/cm}^2$
Densidade de fluxo magnético	$\Delta B_{maxT} = 0,2 \text{ T}$

Fonte: Adaptado de (32).

O produto das áreas para o transformador T_{r1} é calculado utilizando a equação (32) (3.32):

$$A_e A_{wT} = \frac{P_o}{2 \cdot K_{wT} \cdot K_{pT} \cdot J_{maxT} \cdot \Delta B_{maxT} \cdot f_s \cdot \eta} \cdot 10^4 \quad (3.32)$$

$$A_e A_{wT} = \frac{2000}{2 \cdot 0,3 \cdot 0,41 \cdot 350 \cdot 0,2 \cdot 25000 \cdot 0,95} \cdot 10^4 = 48,90 \text{ cm}^4$$

De acordo com produto de áreas calculado, é necessário a utilização de dois núcleos NEE-80/38/25 associados (Figura 34), da fabricante Thornton. As dimensões geométricas de um núcleo são dadas a seguir:

$$A_{eT} = 7,82 \text{ cm}^2 \quad A_e A_{wT} = 84,46 \text{ cm}^4$$

$$A_{wT} = 10,80 \text{ cm}^2$$

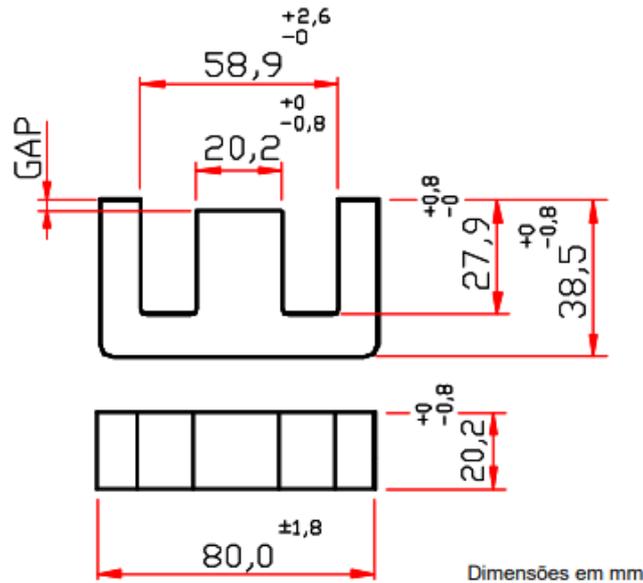
O número de espiras dos primários é calculado utilizando a equação (3.33) (32):

$$N_{pri} = \frac{V_{Tpmax}}{2 \cdot A_{eT} \cdot \Delta B_{maxT} \cdot f_s} \cdot 10^4 = \frac{200}{2 \cdot 7,82 \cdot 0,2 \cdot 25000} \cdot 10^4 = 26 \text{ espiras} \quad (3.33)$$

Como foi calculado anteriormente que a relação de espiras do transformador T_{r1} é $a=2$, o número de espiras do secundário será:

$$N_{sec} = a \cdot N_{pri} = 52 \text{ espiras} \quad (3.34)$$

Figura 34 - Núcleo NEE 80/38/20 da fabricante Thornton (37).



Fonte: Adaptado de (37).

Para minimizar as perdas pelo efeito pelicular, o diâmetro do condutor a ser utilizado deve ser menor ou igual a duas vezes a profundidade de penetração de corrente P_{pT} . A 100°C , a profundidade de penetração de corrente no condutor é definida pela expressão (3.32).

$$P_{pT} = \frac{7,5}{\sqrt{f_s}} = 0,047 \text{ cm} \quad (3.35)$$

$$d_{maxT} = 2 \cdot P_{pT} = 0,095 \text{ cm} \quad (3.36)$$

Para o diâmetro máximo calculado o fio de cobre adequado é o AWG19, mas este fio é pouco flexível, o que dificultaria a construção física do transformador. Portanto, para evitar este problema, escolhe-se o fio de cobre AWG26, onde as características já foram apresentadas anteriormente no projeto físico do indutor L_{b1} .

Para o cálculo da área mínima de cobre necessária nos primários e no secundário (A_{CuTp} e A_{CuTs}), usa-se os valores das correntes eficazes calculadas. Além disso, calcula-se o número de fios em paralelo para cada enrolamento, primários e secundário (N_{fpTp} e N_{fpTs}).

$$A_{CuTp} = \frac{I_{Tefp}}{J_{maxT}} = 0,024 \text{ cm}^2 \quad (3.37)$$

$$A_{CuTs} = \frac{I_{Tefs}}{J_{maxT}} = 0,029 \text{ cm}^2 \quad (3.38)$$

$$N_{fpTp} = \frac{A_{CuTp}}{S_{Cu}} = 19 \text{ fios} \quad (3.39)$$

$$N_{fpTs} = \frac{A_{CuTs}}{S_{Cu}} = 23 \text{ fios} \quad (3.40)$$

Verifica-se a possibilidade de execução física (K_{uT}) do transformador, calculando a relação da área total de cobre ocupada por ambos os enrolamentos e a área da janela do núcleo escolhido. A área total de cobre do transformador (A_{TCuT}) é calculada usando (3.41).

$$A_{TCuT} = 4 \cdot N_{pri} \cdot N_{fpTp} \cdot S_{fio} + N_{sec} \cdot N_{fpTs} \cdot S_{fio} = 5,30 \text{ cm}^2 \quad (3.41)$$

$$K_{uT} = \frac{A_{TCuT}}{A_{WT}} = 0,49 \quad (3.42)$$

O projeto do transformador apresentou um baixo fator de ocupação, o que mostra a viabilidade do projeto. A Tabela 7 apresenta o resumo do projeto do transformador.

Tabela 7 - Resumo do projeto físico do transformador isolador T_{r1} .

Referência do núcleo	2x EE – 80/38/20
Número de espiras dos primários	4x 26 espiras
Quantidade de fios em paralelo primário	4x 19x AWG26
Número de espiras secundário	52 espiras
Quantidade de fios em paralelo secundário	23x AWG26

Fonte: Próprio Autor.

c) Interruptores Principais S_1 e S_2

Uma vez que os dois interruptores estão submetidos aos mesmos esforços de tensão e corrente, os cálculos são realizados para apenas um interruptor.

Assim, a máxima tensão sobre os interruptores é calculada a partir da equação

(2.82):

$$V_{S1Max} = \frac{2 \cdot V_o}{a} = 400 V \quad (3.43)$$

A corrente média que circula no interruptor é calculada a partir da equação

(2.85):

$$I_{S1md} = \frac{\beta_{max} \cdot I_o}{\eta \cdot \pi} = 5,27 A \quad (3.44)$$

A corrente eficaz que circula no interruptor é calculada a partir da equação

(2.88):

$$I_{S1ef} = \frac{\beta_{max} \cdot I_o}{\eta} \cdot \sqrt{\frac{1}{8} + \frac{2 \cdot a}{3 \cdot \beta_{max} \cdot \pi}} = 8,44 A \quad (3.45)$$

A corrente de pico no interruptor é calculada através da equação (3.46):

$$I_{S1pk} = \frac{2 \cdot \beta_{max} \cdot I_o}{\eta} = 33,83 A \quad (3.46)$$

Assim, escolhe-se o interruptor IGBT IRGP50B60PD1 da *Infineon Technologies*, cujos dados são encontrados no catálogo.

d) Diodos D1-D4

A máxima tensão reversa sobre os diodos é obtida a partir de (2.97):

$$V_{D1rmax} = V_o = 400 V \quad (3.47)$$

A corrente média que circula nos diodos é calculada a partir da equação

(2.100):

$$I_{D1med} = \frac{I_o}{2 \cdot \eta} = 2,63 A \quad (3.48)$$

A corrente média que circula nos diodos é calculada a partir da equação

(2.103):

$$I_{D1ef} = \frac{I_o}{\eta} \cdot \sqrt{\frac{8 \cdot \beta_{max}}{3 \cdot a \cdot \pi}} = 6,08 A \quad (3.49)$$

A corrente de pico nos diodos é mostrada na equação (3.50):

$$I_{D1pk} = \frac{\alpha \cdot \beta_{max} \cdot I_o}{\eta} = 33,08 A \quad (3.50)$$

Um diodo de potência que atende estes esforços de tensão e corrente é o VS40EPF06-M3 da *Vishay Semiconductors*, cujos dados são encontrados no catálogo.

e) Diodos da Ponte Retificadora

A máxima tensão reversa sobre os diodos é obtida a partir de (2.75), no entanto para esse caso em específico, será adotado o funcionamento do conversor em 220 V, pois a máxima tensão reversa será maior para esse cenário, assim temos:

$$V_{Dret} = V_{pkmax_220V} = 374 V \quad (3.51)$$

A corrente média que circula nos diodos da ponte retificadora é calculada a partir da equação (2.78):

$$I_{Dretmd} = \frac{2 \cdot \beta_{max} \cdot I_o}{\eta \cdot \pi} = 10,53 A \quad (3.52)$$

A corrente eficaz nos diodos da ponte retificadora é calculada a partir da equação (2.80):

$$I_{Dretef} = \frac{\beta_{max} \cdot I_o}{\eta} = 16,54 A \quad (3.53)$$

A corrente de pico nos diodos da ponte retificadora é calculada a partir da equação (2.81):

$$I_{Dretpk} = \frac{2 \cdot \beta_{max} \cdot I_o}{\eta} = 33,08 A \quad (3.54)$$

Considerando os esforços de tensão e corrente nos diodos da ponte retificadora de entrada foi escolhido para o projeto o componente PB5008 da *Vishay Semiconductors*, onde as especificações estão no catálogo.

f) Capacitor filtro de saída C_o

O valor mínimo do capacitor C_o é estimado usando a expressão (2.22) para carga resistiva pura.

Onde:

$$\Delta V_{Co} = 1\% \cdot V_o = 4 V : \text{Variação da tensão de saída.}$$

Assim, tem-se:

$$C_o \geq \frac{5 \cdot (2 \cdot 0,75 - 1)}{2 \cdot 4 \cdot 25000} \geq 12,5 \mu F \quad (3.55)$$

O valor da capacitância do capacitor C_o , é calculada seguindo a metodologia usada em [40] que considera o tempo de *hold-up time* como um fator preponderante na especificação do capacitor de saída. O valor adotado para o *hold-up time* foi de meio período da rede, ou seja, $\Delta t_h = 8,333$ ms e a tensão mínima em que a carga irá funcionar ainda foi de $V_{o\min} = 360$ V. Com isso, a capacitância é calculada através da equação (3.56):

$$C_o = \frac{2 \cdot P_o \cdot \Delta t_h}{V_o^2 - V_{o\min}^2} = 1096 \mu F \quad (3.56)$$

A tensão máxima sobre o capacitor é dada pela equação (2.104):

$$V_{Comax} = V_o = 400 V \quad (3.57)$$

A corrente eficaz que circula no capacitor de saída é dada pela equação (2.107):

$$I_{Coef} = \frac{I_o}{\eta} \cdot \sqrt{\frac{16 \cdot \beta_{max}}{3 \cdot a \cdot \pi} - 2 \cdot \eta + 1} = 7,0 A \quad (3.58)$$

O capacitor filtro escolhido deve apresentar capacitância maior do que a calculada, e deve ter tensão de operação maior que 400 V. Assim, escolhe-se, três capacitores eletrolíticos em paralelo do fabricante *EPCOS* da série B43504 de 470 μF /450 V com resistência série equivalente de 280 m Ω cada um.

3.3.3. Dimensionamento do Circuito de Comutação e Grampeamento Ativo

a) Indutâncias Auxiliares de Comutação L_{r1} - L_{r4}

O valor teórico da indutância de L_{r1} - L_{r4} é estimado a partir de (2.28), para a razão cíclica máxima D igual a 0,75, assim:

$$L_{r1} = \frac{(1 - 0,75) \cdot (2 \cdot 150 - 2 \cdot 400 \cdot (1 - 0,75))}{2 \cdot 2^2 \cdot 5 \cdot 25000} = 25 \mu H \quad (3.59)$$

O valor da indutância de dispersão do transformador L_d deve ser considerado antes do cálculo definitivo do indutor de comutação. Assim, para obter este valor foi

realizada uma medição diretamente no transformador físico no laboratório. O valor obtido foi:

$$L_d = 5,55 \mu H \quad (3.60)$$

Logo, obtém-se o valor efetivo da indutância de comutação L_{ref} , segundo (2.30).

$$L_{ref} = 25\mu H - 5,55\mu H = 19,45 \mu H \quad (3.61)$$

Em um primeiro momento, para o dimensionamento do indutor de comutação L_r , assume-se um valor de $15 \mu H$ com o intuito de reduzir a perda da razão cíclica e de manter aceitável o ganho estático do conversor.

A corrente eficaz através da indutância auxiliar de comutação L_{r1} é igual à do primário, então:

$$I_{efLr} = I_{Tefp} = 8,43 A \quad (3.62)$$

A corrente de pico é obtida a partir da forma de onda da corrente do primário (i_p), mostrada na Figura 26.

$$I_{Lrpk} = \frac{I_{imd}}{2} = 11,70 A \quad (3.63)$$

- **Projeto Físico dos Indutores L_{r1} - L_{r4}**

Para dimensionar o núcleo do indutor, usa-se o critério do produto de áreas que é igual à seção transversal do núcleo vezes a área da janela, como indicado em (3.64). Além dos valores da indutância dos indutores L_{r1} - L_{r4} , da corrente eficaz que circula através dele (I_{efLr}), da corrente de pico (I_{Lrpk}) e dos parâmetros indicados na Tabela 4.

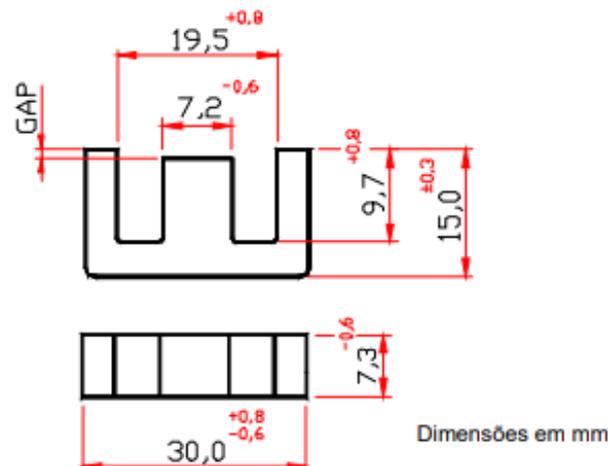
$$A_e A_{wLr} = \frac{L_r \cdot I_{Lrpk} \cdot I_{efLr} \cdot 10^4}{K_w \cdot J_{max} \cdot B_{max}} \quad (3.64)$$

$$A_e A_{wLr} = \frac{15 \cdot 10^{-6} \cdot 11,70 \cdot 8,44 \cdot 10^4}{0,7 \cdot 400 \cdot 0,3} = 0,176 \text{ cm}^4$$

Escolhe-se o núcleo NEE 30/15/07 sem entreferro (Figura 35) da fabricante Thornton, cujos dados geométricos são mostrados a seguir:

$$\begin{aligned} A_{eLr} &= 0,60 \text{ cm}^2 & A_e A_{wLr} &= 0,48 \text{ cm}^4 \\ A_{wLr} &= 0,80 \text{ cm}^2 & C_{jLr} &= 1,94 \text{ cm} \end{aligned}$$

Figura 35 - Núcleo NEE 30/15/07 do fabricante Thornton (37).



Fonte: Adaptado (37).

O número de espiras do indutor L_r (N_{Lr}) está dada por (3.65):

$$N_{Lr} = \frac{L_r \cdot I_{Lrpk}}{B_{max} \cdot A_{eLr}} \cdot 10^4 \quad (3.65)$$

$$N_{Lr} = \frac{15 \cdot 10^{-6} \cdot 11,70}{0,3 \cdot 0,6} \cdot 10^4 \cong 10 \text{ espiras}$$

Assim, cálculo do entreferro do indutor (l_{gLr}) é obtido a partir da expressão (3.66), como propõe (38).

$$l_{gLr} = \frac{\mu_o \cdot N_{Lr}^2 \cdot A_{eLr} \cdot 10^{-2}}{L_r} \quad (3.66)$$

$$l_{gLr} = \frac{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 10^2 \cdot 0,60 \cdot 10^{-2}}{15 \cdot 10^{-6}} = 0,05 \text{ cm}$$

Observe que, para o núcleo EE o entreferro deve ser ajustado no valor de $l_{gLr}/2$.

O número de espiras é recalculado devido ao efeito de espraiamento das linhas de fluxo no entreferro (38). Para isso, é utilizado um fator de correção F_{Lr} no cálculo do novo número de espiras dada pela equação (3.67):

$$F_{Lr} = 1 + \frac{l_{gLr}}{\sqrt{A_{eLr}}} \cdot \ln\left(\frac{C_{jLr}}{l_{gLr}}\right) = 1 + \frac{0,05}{\sqrt{0,60}} \cdot \ln\left(\frac{1,94}{0,05}\right) = 1,237 \quad (3.67)$$

Onde:

C_{jLr} : Comprimento da altura da janela igual do núcleo NEE 30/15/07.

$$N_{Lbc} = \sqrt{\frac{L_r \cdot l_{gLr}}{0,4 \cdot \pi \cdot F_{Lr} \cdot A_{eLr} \cdot 10^{-8}}} \quad (3.68)$$

$$N_{Lbc} = \sqrt{\frac{15 \cdot 10^{-6} \cdot 0,127}{0,4 \cdot \pi \cdot 1,237 \cdot 0,60 \cdot 10^{-8}}} = 9 \text{ espiras}$$

Para a escolha do fio, considera-se o efeito pelicular nos enrolamentos do indutor. Assim, a profundidade de penetração de corrente no condutor (P_{pLr}) e o diâmetro máximo (d_{maxLr}), são calculados, como sugere (39):

$$P_{pLr} = \frac{7,5}{\sqrt{f_s}} = \frac{7,5}{\sqrt{25000}} = 0,047 \text{ cm} \quad (3.69)$$

$$d_{maxLr} = 2 \cdot P_{pLr} = 2 \cdot 0,047 = 0,095 \text{ cm} \quad (3.70)$$

Para o diâmetro máximo calculado o fio de cobre adequado é o AWG19, no entanto, este fio é pouco flexível o que dificultaria a construção física do indutor, portanto, escolhe-se um fio de cobre de menor seção, no caso o AWG26, as características do mesmo já foram apresentadas anteriormente no projeto físico do indutor L_b .

Calcula-se também a área mínima de cobre necessária (A_{CuLr}) para a corrente através dos indutores de comutação $L_{r1} - L_{r4}$ e o número de fios em paralelo (N_{fpLr}).

$$A_{CuLr} = \frac{I_{efLr}}{J_{max}} = \frac{7,39}{400} = 0,021 \text{ cm}^2 \quad (3.71)$$

$$N_{fpLr} = \frac{A_{CuLr}}{S_{cu}} = \frac{0,03}{0,00162} = 17 \text{ fios} \quad (3.72)$$

Finalmente, verifica-se a possibilidade de execução física relacionando a área total de cobre e a área da janela do núcleo. A área total de cobre (A_{TCuLr}), é o produto do número de espiras corrigido, vezes o número de fios em paralelo, vezes a seção transversal de um fio de cobre com isolamento.

$$A_{TCuLr} = N_{Lr} \cdot N_{fpLr} \cdot S_{fio} = 9 \cdot 17 \cdot 0,00167 = 0,256 \text{ cm}^2 \quad (3.73)$$

$$K_{uLr} = \frac{A_{TcuLr}}{A_{wLr}} = \frac{0,256}{0,8} = 0,319 \quad (3.74)$$

Logo, a construção do indutor L_{r1} é totalmente viável, considerando que K_u é menor que 0,7, valor adotado no projeto.

Tabela 8 - Resumo do projeto físico dos indutores L_{r1} - L_{r4} .

Valor da indutância	$L_{r1} = L_{r4} = 15 \mu\text{H}$
Referência do núcleo	EE – 30/15/07
Número de espiras	9 espiras
Quantidade de fios em paralelo/bitola do fio	17 x AWG26
Entreferro	0,025 cm

Fonte : Próprio Autor.

b) Capacitores de Comutação

Como critério de projeto, definiu-se uma faixa de comutação ZVS, entre 0 e 100% da carga nominal. O tempo máximo de comutação foi definido como:

$$\Delta t = 500 \text{ ns} \quad (3.75)$$

Este valor é um compromisso entre uma excessiva variação de tensão (dv/dt) nos interruptores e a corrente mínima capaz de garantir comutação ZVS no conversor.

Substituindo na equação (2.58), tem-se:

$$C_{S1} = C_{S2} = \frac{I_{S1md} \cdot \Delta t_{max} \cdot (1 - D)}{2 \cdot V_i} = 3,8 \text{ nF} \quad (3.76)$$

Para obter um valor mais preciso pode-se considerar também a influência das capacitâncias intrínsecas dos interruptores selecionados. No protótipo montado em laboratório serão adotados capacitores de poliéster ou polipropileno de 3,3 nF/630 V.

c) Capacitor de Grampeamento

Tratando-se de projeto, um valor excessivamente grande de capacitância dos capacitores grampeadores pode comprometer o comportamento dinâmico do conversor. Assim, para propósitos de projeto, para seu dimensionamento, é considerado o período de ressonância do capacitor grampeador e do indutor de comutação igual a três vezes o período de comutação, T_s , conforme sugere (32). No entanto para esse caso em particular, usa-se duas vezes o período de comutação para minimizar o risco de problemas na

dinâmica do conversor. Para o projeto, considera-se o período de ressonância como sendo a metade do período de comutação, então:

$$2 \cdot \pi \cdot \sqrt{C_c \cdot L_r} = 2 \cdot \left(\frac{T_s}{2}\right) \quad (3.77)$$

A partir de (3.77), obtém-se C_c .

$$C_c = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot L_{r1} \cdot f_s^2} \quad (3.78)$$

$$C_c = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot 15 \cdot 10^{-6} \cdot 25000^2} = 2,7 \mu F \quad (3.79)$$

A tensão máxima sobre o capacitor de grampeamento dada por (2.34), para a razão cíclica máxima D igual a 0,75.

$$V_{Cc1} = V_{Cc2} = \frac{V_i}{1 - D_{max}} = 440V \quad (3.80)$$

Assim, escolhe-se dois capacitores em paralelo de poliéster ou polipropileno de 2,2 uF/630 V.

d) Interruptores Auxiliares S_1' e S_2'

Os interruptores auxiliares S_1' e S_2' correspondem ao grampeador ativo de tensão. Neles, a tensão máxima é igual à tensão de grampeamento segundo (2.34). Para a razão cíclica máxima D igual a 0,75, tem-se:

$$V_{maxS1'} = V_{Cc} = \frac{110}{1 - 0,75} = 440V \quad (3.81)$$

A corrente eficaz em um interruptor auxiliar ($I_{efS1'}$) é calculada a partir da forma de onda da corrente através do capacitor de grampeamento (i_{Cc}), que é o dobro da corrente através de um dos interruptores auxiliares, assim, têm-se (3.82):

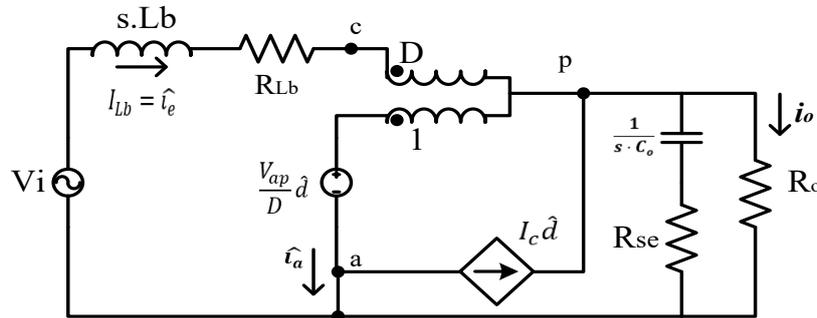
$$I_{ef_{S1'}} = \frac{I_o}{3 \cdot \eta} \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot a \cdot \beta_{max}}{3 \cdot \pi}} = 2,05A \quad (3.82)$$

Assim, escolhe-se o interruptor IGBT IKD10N60RF da *Infineon Technologies*, cujos dados estão no catálogo.

3.4. Considerações Finais

Neste capítulo foi projetado o circuito de potência do conversor proposto. Toda a metodologia de projeto dos estágios de potência foi baseada na análise qualitativa e quantitativa realizada no Capítulo 2. Com isso, todos os componentes do estágio de potência e do circuito de grampeamento ativo foram projetados e especificados. Estes resultados são usados para a construção do protótipo em laboratório. O dimensionamento dos elementos magnéticos (transformador e indutores), estão baseadas nas notas de aplicação da UNITRODE que atualmente é a empresa *Texas Instruments*. Em uma fase otimização, outras referências bibliográficas devem ser usadas para fins de comparação de resultados.

Figura 37 - Modelo de pequenos sinais do interruptor PWM aplicado ao conversor CC-CC Boost em MCC.

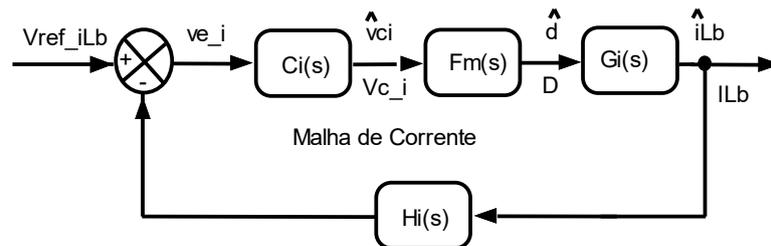


Fonte: Adaptado de (41).

4.2.1. Função de Transferência da Planta $G_i(s)$

A Figura 38 mostra o diagrama de blocos da malha de corrente do conversor proposto.

Figura 38 - Diagrama de blocos da malha de corrente.



Fonte: Adaptado de (40).

Uma das funções de transferência da planta é $G_i(s)$, que consiste na relação em pequeno sinal entre a corrente no indutor e a razão cíclica (variável de controle) obtida a partir da Figura 37 e expressada em (4.1).

$$G_i(s) = \frac{\hat{i}_{Lb}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{V_o}{s \cdot L_b} \quad (4.1)$$

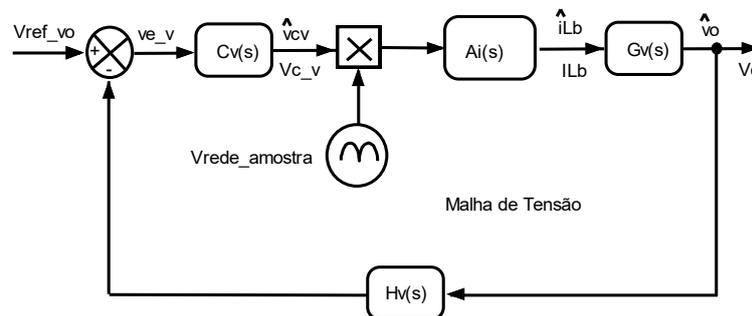
Baseando em [42], com o objetivo de adicionar uma maior robustez ao método de controle por corrente média é incorporado um ganho de amostragem $H_e(s)$ dada pela expressão (4.2). Esta equação tem dois zeros no semiplano direito, cuja singularidade deve ser mitigada com a escolha adequada do compensador de corrente $C_i(s)$.

$$H_e(s) = 1 - \frac{s}{2 \cdot f_s} + \frac{s^2}{\pi^2 \cdot f_s^2} \quad (4.2)$$

4.2.2. Função de Transferência da Planta $G_v(s)$

Para realizar o controle a tensão de saída, é projetado a malha de tensão que é responsável da regulação da tensão de saída, independentemente se houver variações da carga e/ou na tensão de entrada dentro de uma faixa de projeto. Para evitar distorções na corrente de entrada, a malha de tensão deve ser lenta. Para um sistema monofásico a frequência de referência é 120 Hz que corresponde a ondulação de tensão após a retificação na entrada. A expressão (4.3) é encontrada a partir da Figura 37. A Figura 39 mostra o diagrama de blocos da malha de tensão.

Figura 39 - Diagrama de blocos da malha de tensão.



Fonte: Adaptado de (40).

$$G_v(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_{Lb}(s)} = (1 - D) \cdot \frac{R_{se} \cdot R_o}{R_o + R_{se}} \cdot \frac{s + \frac{1}{R_{se} \cdot C_o}}{s + \frac{1}{C_o \cdot (R_o + R_{se})}} \quad (4.3)$$

$$A_i(s) = \frac{1}{H_i(s)} \quad (4.4)$$

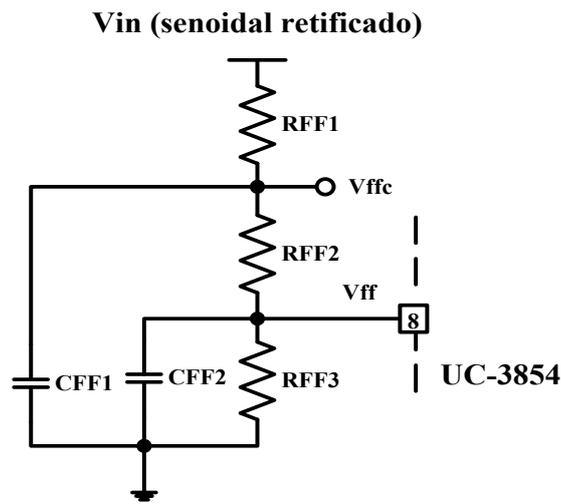
Observa-se que a resistência série do capacitor adiciona um zero na função de transferência que relaciona a tensão de saída, no entanto, este zero está localizado em uma frequência muito superior à do pólo formado por R_o e C_o , fazendo com que o pólo seja dominante em relação ao zero (43). O valor da razão cíclica D corresponde ao seu valor médio durante um semiciclo da tensão de alimentação.

4.2.3. Malha de *Feedforward*

Esta malha tem a função de compensar qualquer variação da tensão de entrada (fonte de alimentação) para minimizar os efeitos dessas variações na tensão da carga e melhorar a resposta dinâmica do conversor. Trata-se de um filtro passa baixa de segunda ordem, que apresenta na sua entrada a tensão senoidal retificada do conversor e o converte para um nível CC proporcional a tensão eficaz com valor recomendado pelo fabricante

do circuito integrado UC3854B. O sinal CC gerado pelo filtro modifica a amplitude da tensão do sinal de referência do multiplicador/divisor, o que pode ser um efeito antecipatório, pois sugere uma correção na malha de tensão antes que a tensão na carga sofra influência mais severa. A tensão CC antes de entrar no multiplicador/divisor é amplificada, o que garante um ganho constante da malha de tensão. A Figura 40 mostra o filtro passa baixa utilizado na malha de *feedforward*.

Figura 40 - Filtro passa baixa de dois polos da malha de feedforward.



Fonte: Adaptado de (42).

A determinação dos elementos do filtro é realizada utilizando como referência (39). Com isso, a tensão de saída do filtro V_{ff} assume valores entre 1,5 V e 4,5 V, e devido a tensão na entrada do filtro ser originada de um transformador abaixador de medição, deve-se integrar as equações uma relação de transformação do transformador abaixador dada pela expressão (4.5):

$$a_{TA} = \frac{V_{ef_STA}}{V_{ef_PTA}} \quad (4.5)$$

Onde V_{ef_STA} é a tensão eficaz de saída do transformador de amostragem e V_{ef_PTA} é a tensão eficaz de entrada. Para o cálculo dos valores dos componentes do filtro, deve-se considerar um valor comercial para R_{ff1} , a frequência de corte do filtro (f_{cf}), é escolhida igual a um terço da frequência da rede (f_r), a tensão recomendada sobre o resistor R_{ff2} é de 4,5 V (V_{ffc}) e a tensão sobre R_{ff3} é igual a 1,5 V (V_{ff}) (42).

$$R_{ff2} = \frac{R_{ff1} \cdot (V_{ff} - V_{ffc})}{V_{ffc} - 0,9 \cdot V_{iefmin} \cdot a_{TA}} \quad (4.6)$$

Onde V_{iefmin} corresponde a mínima tensão eficaz de entrada.

$$R_{ff3} = \frac{V_{ff} \cdot (R_{ff1} + R_{ff2})}{0,9 \cdot V_{iefmin} \cdot a_{TA} - V_{ff}} \quad (4.7)$$

$$C_{ff1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{cf} \cdot R_{ff2}} \quad (4.8)$$

$$C_{ff2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{cf} \cdot R_{ff3}} \quad (4.9)$$

Assim, os valores de V_{ff} e V_{ffc} são determinados pelas equações (4.10) e (4.11), respectivamente:

$$V_{ff} = \frac{0,9 \cdot V_{iefmin} \cdot a_{TA} \cdot R_{ff3}}{R_{ff1} + R_{ff2} + R_{ff3}} \quad (4.10)$$

$$V_{ffc} = 0,9 \cdot V_{iefmin} \cdot a_{TA} \cdot \frac{R_{ff2} + R_{ff3}}{R_{ff1} + R_{ff2} + R_{ff3}} \quad (4.11)$$

4.3. Projeto Da Malha *Feedforward*, Compensadores E Outros Componentes

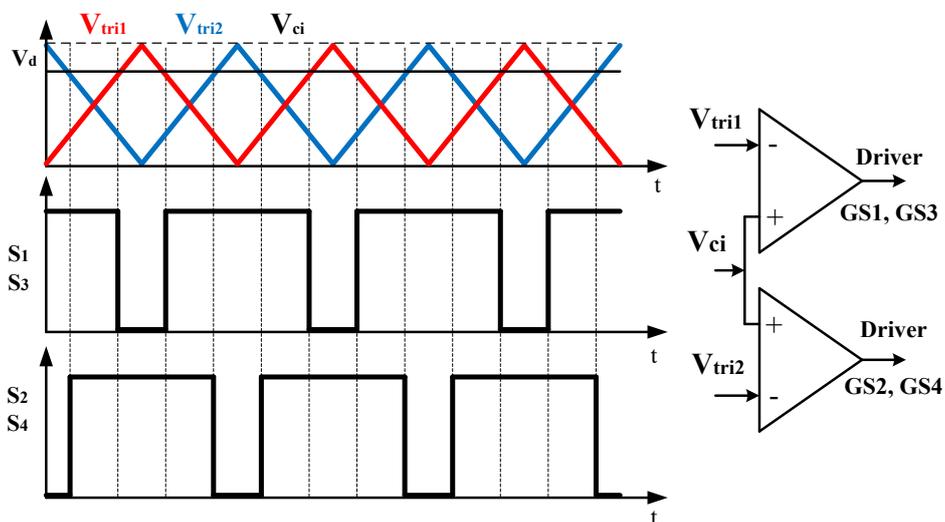
O circuito de controle é o responsável pela geração dos pulsos de comando dos interruptores do conversor, de maneira a garantir a correção do fator de potência e a regulação da tensão de saída V_o .

A modulação utilizada é a modulação por largura de pulso (*PWM-Pulse Width Modulation*). Tal modulação é obtida comparando duas portadoras triangulares deslocadas em 180° , denominadas $V_{tri}(t)$, com amplitude V_d e período T_s , com uma tensão de controle senoidal retificada $V_{ci}(t)$ (modulador). Esses sinais passam por um comparador e na saída se tem os sinais PWM. O sinal de saída de um comparador é enviado aos *drivers* de S_1 e S_3 , e a saída do outro comparador é enviada aos *drivers* de S_2 e S_4 . A Figura 41 apresenta a estratégia de modulação PWM.

Para controlar o fluxo de potência da entrada para a saída, é utilizado o controle por modo corrente média (*Average Current Modo Control*), que ele já é usado

no conversor Boost clássico com correção do fator de potência (PFC) implementado com o circuito integrado UC3854BN da *Texas Instruments* (44).

Figura 41 - Estratégia de modulação aplicado no conversor.

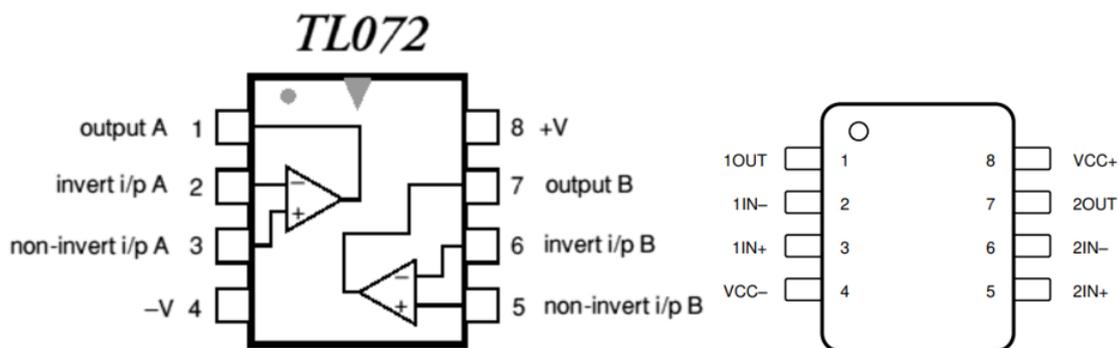


Fonte: Próprio Autor.

4.3.1. Circuito Gerador de Ondas Triangulares

Para conseguir a modulação PWM do conversor são necessários dois sinais de ondas triangulares assimétricas deslocadas em 180° elétricos e frequência constante, com valor de tensão de pico a pico de $V_{tri1}=V_{tri2}=5$ V. Para alcançar esse objetivo é utilizado o circuito integrado TL072, que possui dois amplificadores operacionais como mostra a Figura 42.

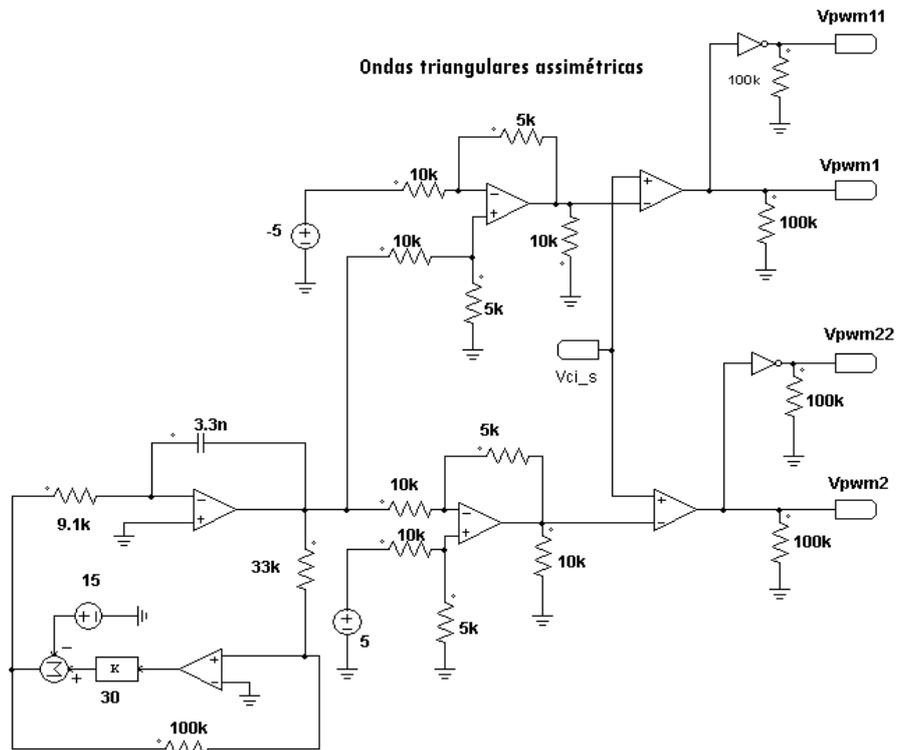
Figura 42 - Pinagem do circuito integrado TL072.



Fonte: *Texas Instruments*.

O amplificador operacional foi dimensionado para uma frequência de 25 kHz, e alimentado com uma tensão $V_{cc+} = +15$ V e $V_{cc-} = -15$ V. Na Figura 43 pode ser visualizado o circuito completo.

Figura 43 - Circuito gerador de ondas triangulares.



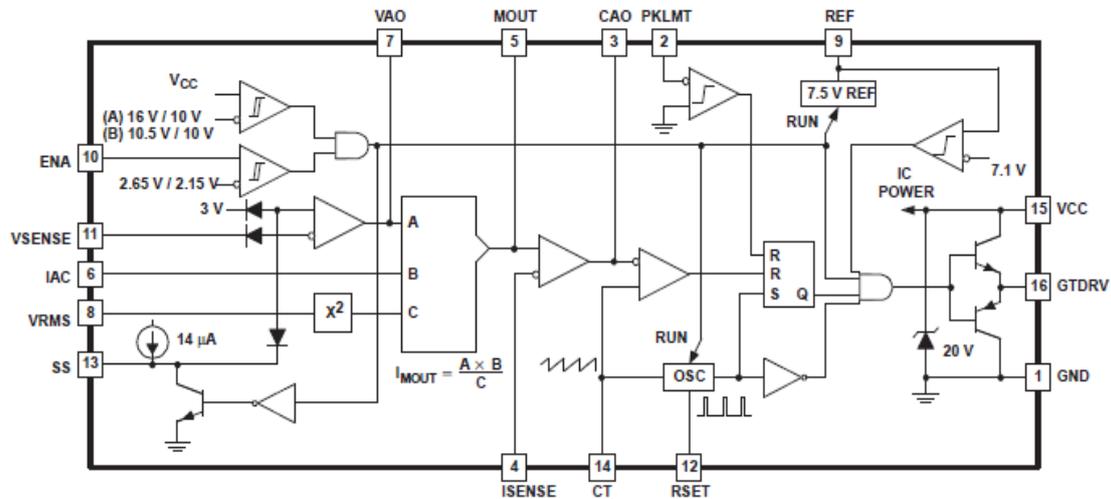
Fonte: Próprio Autor.

4.3.2. Princípio de Funcionamento do Circuito Integrado UC3854BN

Para implementar o controle por modo corrente média, optou-se por usar o Circuito Integrado dedicado UC3854BN da *Texas Instruments* mostrada na Figura 44. Este circuito integrado foi pensado para controlar o conversor Boost clássico com correção de fator de potência. Como o circuito proposto apresenta dois interruptores cujos sinais PWM devem ficar deslocados em 180° elétricos, não foi possível usar única saída PWM do integrado indicado. Porém, podem ser usados alguns recursos internos, tais como, o multiplicador de sinais, o Amp-Op para implementar a malha de corrente, o Amp-Op para desenvolver a malha de tensão, circuito de partida suave (*soft-start*), circuito de *feedforward*, e o limitador de corrente de pico (*peak limit*). O circuito completo é mostrado detalhadamente no Apêndice B.

O projeto do controle está baseado nas referências (42), (45) e (46).

Figura 44 - Diagrama de blocos interno do circuito integrado UC3854BN.



Fonte: Texas Instruments.

4.3.3. Projeto da Malha de *Feedforward* e Outras Grandezas

A tensão de entrada da malha de “*feedforward*” é obtida através de um transformador abaixador com tensão de alimentação em 110 V/220 V, tensão de saída do enrolamento secundário de 9 V e relação de transformação de $a_{TA} = 0,041$.

$$a_{TA} = \frac{V_{ef_STA}}{V_{ef_PTA}} = \frac{9}{220} = 0,041 \quad (4.12)$$

Inicialmente, devem ser selecionados os resistores R_{ff1} , R_{ff2} e R_{ff3} que compõem o divisor resistivo de entrada “*feedforward*” do CI, a fim de definir o valor de V_{ff} . Para uma tensão mínima de alimentação $V_{iefmin} = 176$ Vca, têm-se 1,5 V para a tensão V_{ff} , sendo a tensão no outro nó do divisor (entre R_{ff1} e R_{ff2}) igual a 4,5V (V_{ffc}). Assumindo-se o valor de R_{ff1} igual a 100 k Ω pode-se calcular o valor de R_{ff2} e R_{ff3} através das equações (4.13) e (4.14).

$$R_{ff2} = \frac{R_{ff1} \cdot (V_{ff} - V_{ffc})}{V_{ffc} - 0,8 \cdot V_{iefmin} \cdot a_{TA}} = 238,1 \text{ k}\Omega \quad (4.13)$$

O valor comercial adotado para R_{ff2} foi de 220 k Ω .

$$R_{ff3} = \frac{V_{ff}(R_{ff1} + R_{ff2})}{0,8 \cdot V_{iefmin} \cdot a_{TA} - V_{ff}} = 112,7 \text{ k}\Omega \quad (4.14)$$

O valor comercial adotado para R_{ff3} foi de $120\text{ k}\Omega$. A partir desses valores comerciais adotados para os resistores, calcula-se o valor da tensão de saída do filtro dado por (4.15):

$$V_{ff} = \frac{0,8 \cdot V_{iefmin} \cdot a_{TA} \cdot R_{ff3}}{R_{ff1} + R_{ff2} + R_{ff3}} = 1,57\text{ V} \quad (4.15)$$

Para o cálculo do capacitor C_{ff1} e C_{ff2} é considerada a frequência de corte do filtro como um terço da frequência da rede. Assim, tem-se:

$$C_{ff1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{cf} \cdot R_{ff2}} = 40,19\text{ nF} \quad (4.16)$$

O valor comercial adotado para C_{ff1} foi de 47 nF .

$$C_{ff2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{cf} \cdot R_{ff3}} = 73,68\text{ nF} \quad (4.17)$$

Para o projeto físico o valor comercial adotado para C_{ff2} foi de 120 nF .

Outro parâmetro é o resistor responsável pela corrente de entrada no pino 6 do CI 3854BN correspondente a I_{ac} . Segundo (42) o valor da corrente nesse terminal deve ser menor ou igual que $250\text{ }\mu\text{A}$. Esse resistor é calculado pela razão entre a tensão de entrada máxima $V_{iefmax} = 264\text{ Vca}$ e a corrente no pino 6.

$$R_{AC} = \frac{\sqrt{2} \cdot V_{iefmax} \cdot a_{TA}}{250 \cdot 10^{-6}} = 61,09\text{ k}\Omega \quad (4.18)$$

O valor comercial adotado para R_{AC} foi de $68\text{ k}\Omega$.

A operação do multiplicador analógico é definida pela equação (4.19):

$$I_{momax} = \frac{\sqrt{2} \cdot V_{iefmin} \cdot (V_{ea} - 1,5) \cdot a_{TA}}{K_{mo} \cdot R_{AC} \cdot V_{ff}^2} = 273,1\text{ }\mu\text{A} \quad (4.19)$$

Onde:

I_{mo} : é a corrente de saída do multiplicador;

$K_{mo} = 1\text{ V}^{-1}$;

V_{ff} : é a tensão de *feedforward*;

V_{vea} : é o valor de saturação do operacional da malha de tensão, igual a

6V .

A leitura da corrente no indutor de entrada é realizada por um sensor Hall com saída em tensão. Logo, um resistor shunt equivalente é calculado, assumindo uma tensão máxima do sensor de $V_{sh} = 2,5$ V. Com isso, o resistor shunt teórico é calculado através da equação (4.20):

$$R_{shunt} = \frac{V_{sh} \cdot 1.15}{I_{pkmax}} = 0,081 \Omega \quad (4.20)$$

Para encontrar o valor do resistor (R_{mo}) que liga o sensor de corrente ao terminal Mult Out do CI, utiliza a seguinte equação:

$$R_{mo} = \frac{P_o \cdot R_{shunt} \cdot K_{mo} \cdot R_{AC} \cdot V_{ff}^2}{V_{iefmin}^2 \cdot \eta \cdot (V_{ea} - 1,5) \cdot a_{TA}} \quad (4.21)$$

$$R_{mo} = \frac{2000 \cdot 0,081 \cdot 1 \cdot 68000 \cdot 1,571^2}{176^2 \cdot 0,95 \cdot (6 - 1,5) \cdot 0,041} = 5,00 \text{ k}\Omega$$

O valor comercial adotado para R_{mo} foi de $6,8 \text{ k}\Omega$.

4.3.4. Cálculo do Capacitor de Partida Suave (*Soft-Start*)

Para que os pulsos de comando dos interruptores cresçam lentamente é necessário o uso de um capacitor no pino 13 do circuito integrado UC3854BN, com tensão de referência interna de $V_{Cref} = 3$ V. Para determinar este capacitor foi definido um tempo de partida $t_{ss} = 250$ ms. Assim, o capacitor de partida progressiva é determinado pela equação (4.22):

$$C_{ss} = \frac{14 \cdot 10^{-6} \cdot t_{ss}}{V_{Cref}} = 1 \mu F \quad (4.22)$$

4.3.5. Projeto da Malha de Corrente

O diagrama de blocos da malha de corrente está mostrado na Figura 4.3. Portanto, baseado nele é feito o seu respectivo projeto.

A amplitude do sinal de tensão da portadora dente de serra, similar ao do circuito integrado UC3854BN ($V_{DS} = 5,2$ V), é obtido externamente com amplitude de $V_{DS}=5$ V, a tensão de referência da malha de corrente é adotada $V_{ref_i} = 2,5$ V, e o ganho do sensor Hall de corrente de 50 A é $K_{hall} = 0,04$. Portanto, o ganho do amplificador de diferenças é dado por (4.23):

$$K_{dif} = \frac{V_{ref_i}}{I_{pk_max} \cdot K_{hall}} \quad (4.23)$$

Com isso, a função de transferência de amostragem de corrente é dada por:

$$H_i(s) = K_{hall} \cdot K_{dif} \quad (4.24)$$

A função de transferência do conversor Boost equivalente foi dado por (4.1).

O ganho do modulador PWM é calculado considerando a tensão dente de serra V_{DS} e é dado por (4.25):

$$F_m(s) = \frac{1}{V_{DS}} \quad (4.25)$$

A função de transferência de amostragem $H_e(s)$ que apresenta dois zeros no semiplano direito, serve para testar a robustez da malha de corrente, dado pela equação (4.26). A inclusão dela está embutida na escolha de componentes do compensador de corrente. Portanto, não é apresentado usando um circuito adicional no controle.

$$H_e(s) = 1 - \frac{s}{2 \cdot f_s} + \frac{s^2}{\pi^2 \cdot f_s^2} \quad (4.26)$$

Os projetos dos compensadores de corrente e tensão são realizados usando os critérios de alocação de polos e zeros do método do fator K, cujo passo a passo é explicando em (2) e (47).

Seguindo os passos de projeto, primeiro é encontrada a função de transferência de laço aberto sem compensador dada pela equação (4.27):

$$FTLA_{sci}(s) = G_i(s) \cdot F_m(s) \cdot H_e(s) \cdot H_i(s) \quad (4.27)$$

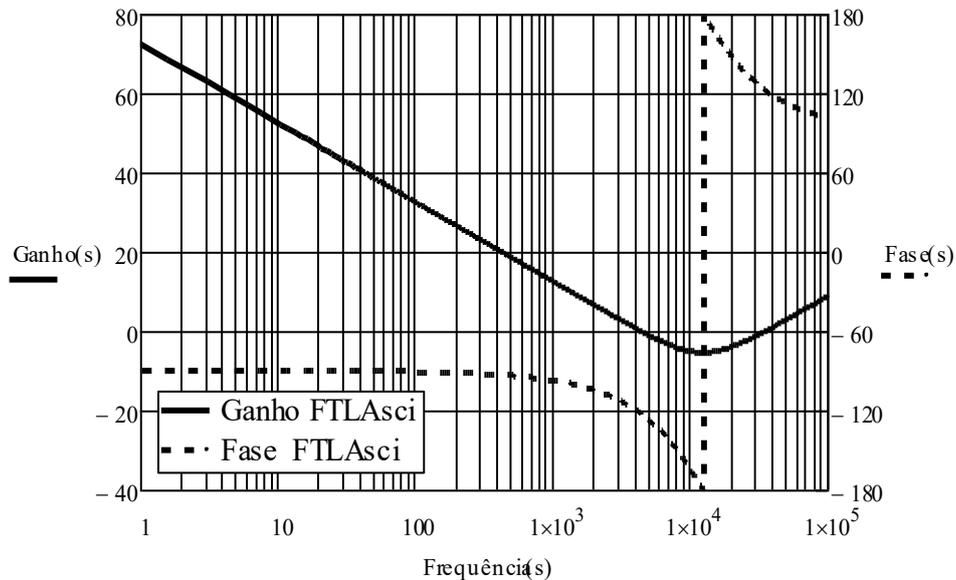
O diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto sem compensador é mostrado na Figura 45.

A malha de corrente é projetada para que a frequência de cruzamento máxima da função de transferência de laço aberto seja menor ou igual a 1/4 da frequência de chaveamento do conversor Boost equivalente, que neste caso é $(2f_s)$ 50 kHz:

$$f_{ci} = \frac{2 \cdot f_s}{10} = 5 \text{ kHz} \quad (4.28)$$

Para a frequência de cruzamento de 5 kHz, observa-se na Figura 4.10, que o compensador deve proporcionar um ganho (G_{ci}) de 6,909 dB ou 2,215 em valor absoluto, aproximadamente. Enquanto a defasagem (P_{ci}), para a frequência indicada, é de -127° elétricos.

Figura 45 - Diagrama de Bode da função de transferência $FTL_{Asci}(s)$.



Fonte: Próprio Autor.

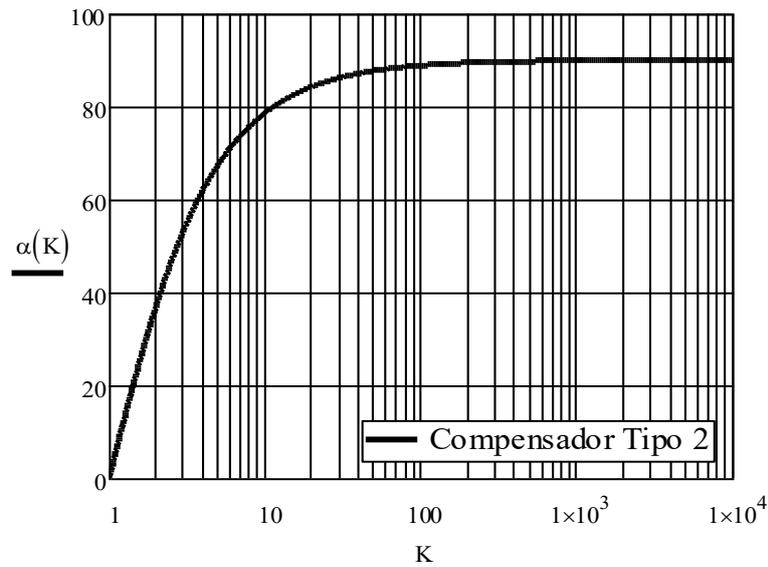
Considerando a FT do ganho de amostragem $H_e(s)$ que apresenta dois zeros no semiplano direito, a margem de fase MF_{ci} deve ser de somente 30° . Sem considerar $H_e(s)$ a margem de fase MF_{ci} deve ser considerado entorno de 60° . O avanço de fase é dado pela expressão (4.29).

$$\alpha_i = MF_{ci} - P_{ci} - 90 \cong 66,80^\circ \quad (4.29)$$

Já que o avanço de fase calculado é menor que 90° , é suficiente usar o compensador PI com filtro, denominado de compensador “Tipo 2”, mostrado na Figura 47. O critério de alocação de polos do compensador Tipo 2 escolhido é baseado no método do “Fator K ” (48). A função que relaciona o avanço de fase desejado (α) e o fator K obedece a função dada pela expressão (4.30) e representada graficamente na Figura 46.

$$\alpha(K) = \left(2 \cdot \text{atan}(K) - \frac{\pi}{2}\right) \frac{180}{\pi} \quad (4.30)$$

Figura 46 - Curva de avanço de fase em função do fator K.



Fonte: Próprio Autor.

Para o avanço de fase calculado, $66,80^\circ$ elétricos, a partir das curvas $\alpha=f(K)$ o fator é $K_i = 4,9$ aproximadamente. Segundo o método do fator K os zeros e polos do compensador $C_i(s)$ são alocados nas seguintes frequências:

$$F_{zi1} = \frac{f_{ci}}{K_i} = 1026 \text{ Hz} \quad (4.31)$$

$$F_{pi1} = f_{ci} \cdot K_i = 24,36 \text{ kHz} \quad (4.32)$$

Os componentes do compensador de corrente são calculados segundo (47). Portanto, assumindo $R_{ci1} = 6,8 \text{ k}\Omega$, são encontrados os outros componentes (valores ajustados para valores comerciais):

$$C_{ci2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{ci} \cdot G_{ci} \cdot K \cdot R_{ci1}} = 433,8 \text{ pF} \quad (4.33)$$

O valor comercial adotado para C_{ci2} foi de 470 pF .

$$C_{ci1} = C_{ci2} \cdot (K^2 - 1) = 10,68 \text{ nF} \quad (4.34)$$

O valor comercial adotado para C_{ci1} foi de 10 nF .

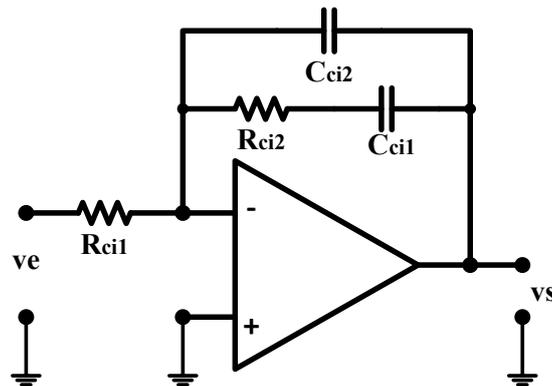
$$R_{ci2} = \frac{K}{2 \cdot \pi \cdot f_{ci} \cdot C_{ci1}} = 15,55 \text{ k}\Omega \quad (4.35)$$

O valor comercial adotado para R_{ci2} foi de $18 \text{ k}\Omega$

A função de transferência do controlador da malha de corrente $C_i(s)$ é conhecida e está detalhada em (4.36).

$$C_i(s) = \frac{1 + s \cdot C_{i1} R_{i2}}{R_{i1} \cdot s \cdot (C_{i1} + C_{i2} + s \cdot R_{i2} \cdot C_{i1} \cdot C_{i2})} \quad (4.36)$$

Figura 47 - Compensador Tipo 2 da malha de corrente.



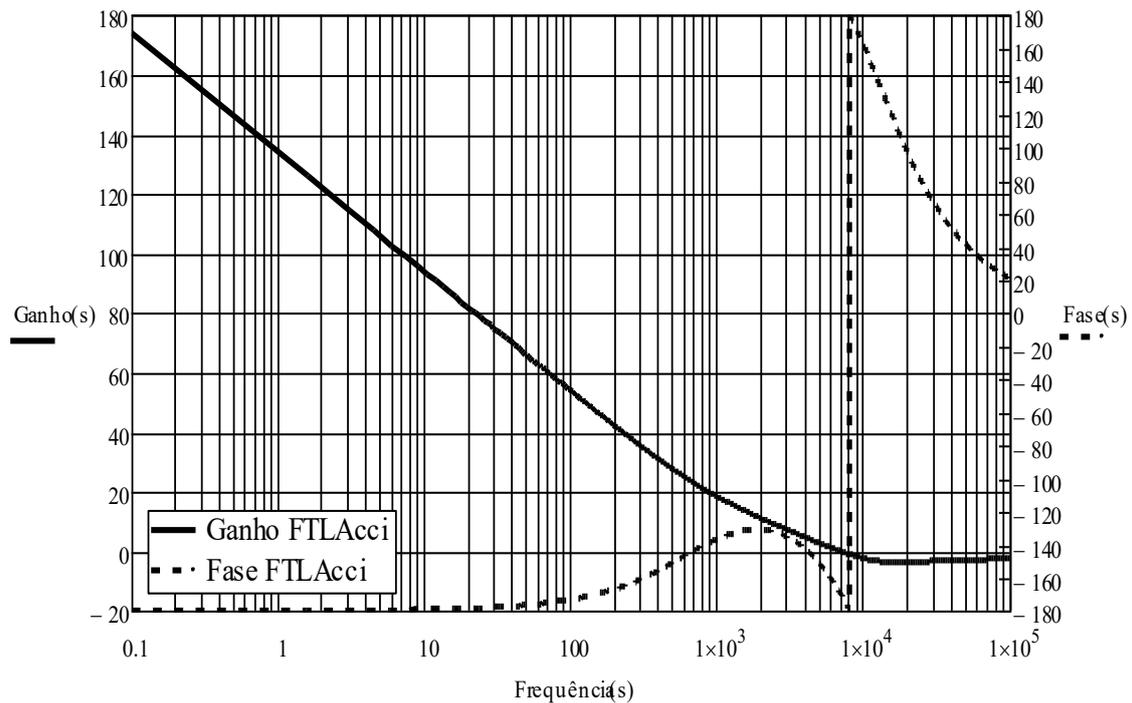
Fonte: Adaptado de (48).

Finalmente, a função de transferência de laço aberto acrescentando o compensador está expressa em (4.25), e seu diagrama de Bode é mostrada na Figura 48.

$$FTLA_{cci}(s) = FTLA_{sci}(s) \cdot C_i(s) \quad (4.37)$$

Observa-se no diagrama de Bode da Figura 48, que a frequência de cruzamento (f_{ci}) está no valor especificado, assim como a margem de fase é aproximadamente igual a 30° elétricos.

Figura 48 - Diagrama de Bode da função de transferência FTLAisc(s).



Fonte: Próprio Autor.

4.3.6. Projeto da Malha de Tensão

A malha de tensão também é composta por componentes externos ao Amp-Op interno do circuito integrado UC3854BN. Para determinar os componentes do compensador, é necessário seguir a mesma sequência de passos da malha de corrente. Na técnica de controle por modo corrente média, é preciso garantir o desacoplamento entre a malha de tensão e a malha de corrente. Para isso, a frequência de cruzamento (f_{cv}) deve ser menor que 30 Hz, que corresponde a um quarto da frequência de 120 Hz que aparece na onda retificada na entrada (40).

Considerando a tensão de referência $V_{oref} = 2,5 \text{ V}$, a função de transferência do elemento de medição é dada pela expressão (4.38).

$$H_v(s) = \frac{V_{oref}}{V_o} \quad (4.38)$$

A função de transferência que relaciona a tensão de saída com a corrente no indutor, ambos de pequeno sinal, é apresentado em (4.3).

Com isso, a função de transferência de laço aberto sem compensador é dada pela equação (4.39), e seu diagrama de Bode mostrado na Figura 49:

$$TLA_{scv}(s) = Z(s) \cdot \frac{1}{H_i(s)} \cdot H_v(s) \cdot V_{amost} \quad (4.39)$$

Para a frequência de cruzamento de $f_{cv}=20$ Hz adotada, observa-se na Figura 49 que o compensador deve ter um ganho (G_{cv}) de 12,05 dB ou 4,0 (em valor absoluto). O ângulo de fase (P_{cv}) para a frequência de cruzamento adotado é de $-83,04^\circ$ elétricos.

Para calcular o avanço de fase é adotada uma margem de fase de $MF_v = 63^\circ$. Portanto, substituindo valores na expressão (4.40), tem-se:

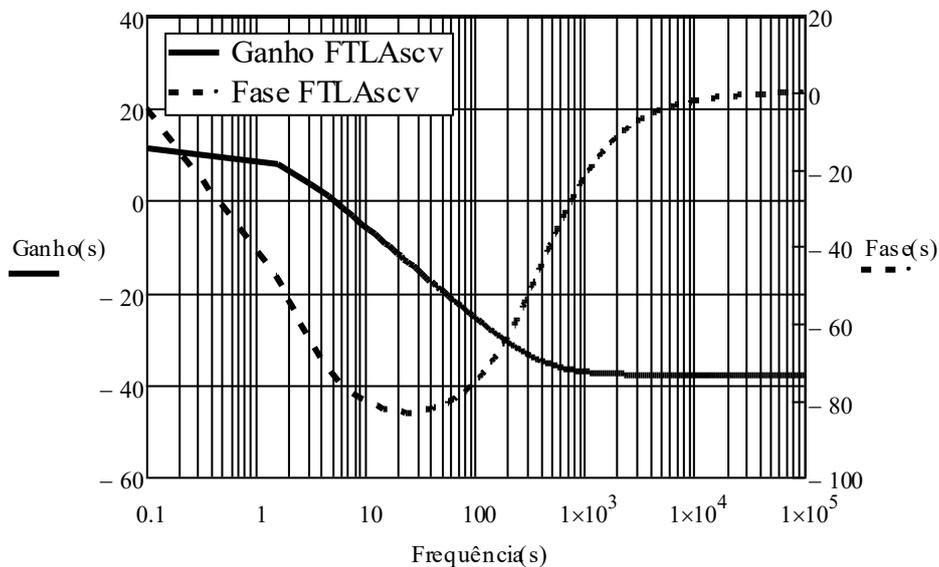
$$\alpha_v = MF_v - P_v - 90 \cong 53^\circ \quad (4.40)$$

Como o avanço de fase calculado é menor que 90° , recomenda-se que é suficiente usar o compensador PI com filtro, denominado de compensador Tipo 2, mostrado na Figura 50. Assim, da Figura 46 para o avanço de fase de 53° elétricos fator K é igual a $K_v = 3$. Segundo o método do fator K os zeros e polos do compensador $C_v(s)$ são alocados nas frequências dadas pelas expressões (4.41) e (4.42):

$$F_{zv1} = \frac{f_{cv}}{K_v} = 6,7 \text{ Hz} \quad (4.41)$$

$$F_{pv1} = f_{cv} \cdot K_v = 60 \text{ Hz} \quad (4.42)$$

Figura 49 - Diagrama de Bode da função de transferência $FTLA_{scv}(s)$.



Fonte: Próprio Autor.

Os componentes do compensador da malha de tensão são calculados, segundo (35). Portanto, assumindo $R_{cv1} = 10 \text{ k}\Omega$, são encontrados os outros componentes:

$$C_{cv2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{cv} \cdot G_{cv} \cdot K_v \cdot R_{cv1}} = 66,23 \text{ nF} \quad (4.43)$$

O valor comercial adotado para C_{cv2} foi de 68 nF .

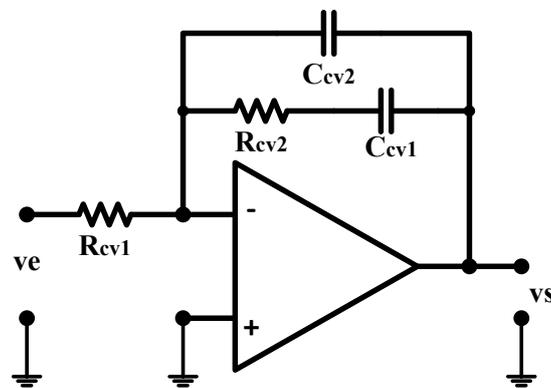
$$C_{cv1} = C_{cv2} \cdot (K_v^2 - 1) = 544 \text{ nF} \quad (4.44)$$

O valor comercial adotado para C_{cv1} foi de 470 nF .

$$R_{cv2} = \frac{K_v}{2 \cdot \pi \cdot f_{cv} \cdot C_{cv1}} = 50,80 \text{ k}\Omega \quad (4.45)$$

O valor comercial adotado para R_{cv2} foi de $56 \text{ k}\Omega$.

Figura 50 - Compensador Tipo 2 da malha de tensão.



Fonte: Adaptado de (48).

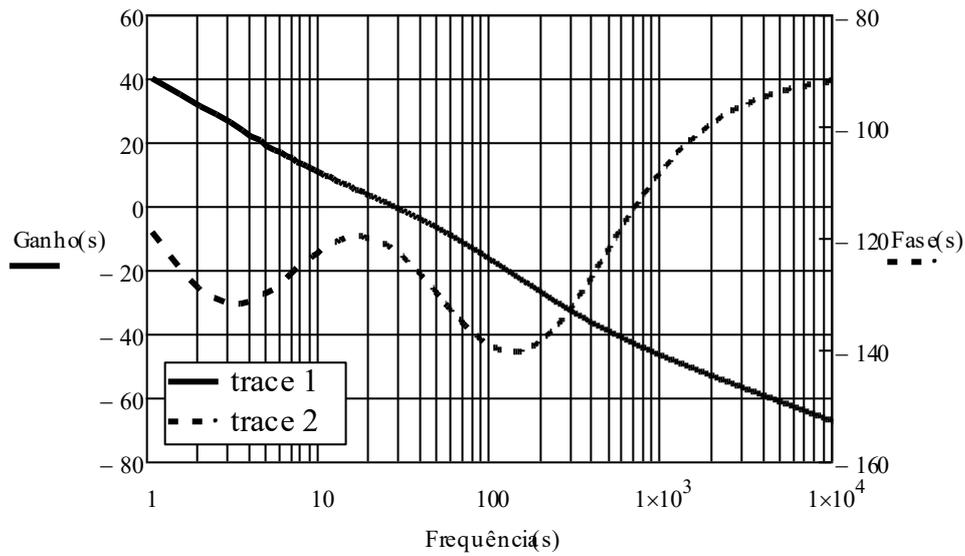
A função de transferência do compensador da malha de tensão $C_v(s)$ é conhecida e está detalhada em (4.46).

$$C_v(s) = \frac{1 + s \cdot C_{v1} R_{v2}}{R_{v1} \cdot s \cdot (C_{v1} + C_{v2} + s \cdot R_{v2} \cdot C_{v1} \cdot C_{v2})} \quad (4.46)$$

Por outro lado, a função de transferência de laço aberto acrescentado do compensador está em (4.47), enquanto, seu diagrama de Bode é mostrado na Figura 51.

$$FTLA_{ccv}(s) = FTLA_{scv}(s) \cdot C_v(s) \quad (4.47)$$

Figura 51 - Diagrama de Bode da função de transferência $FTL_{Asc v}(s)$.

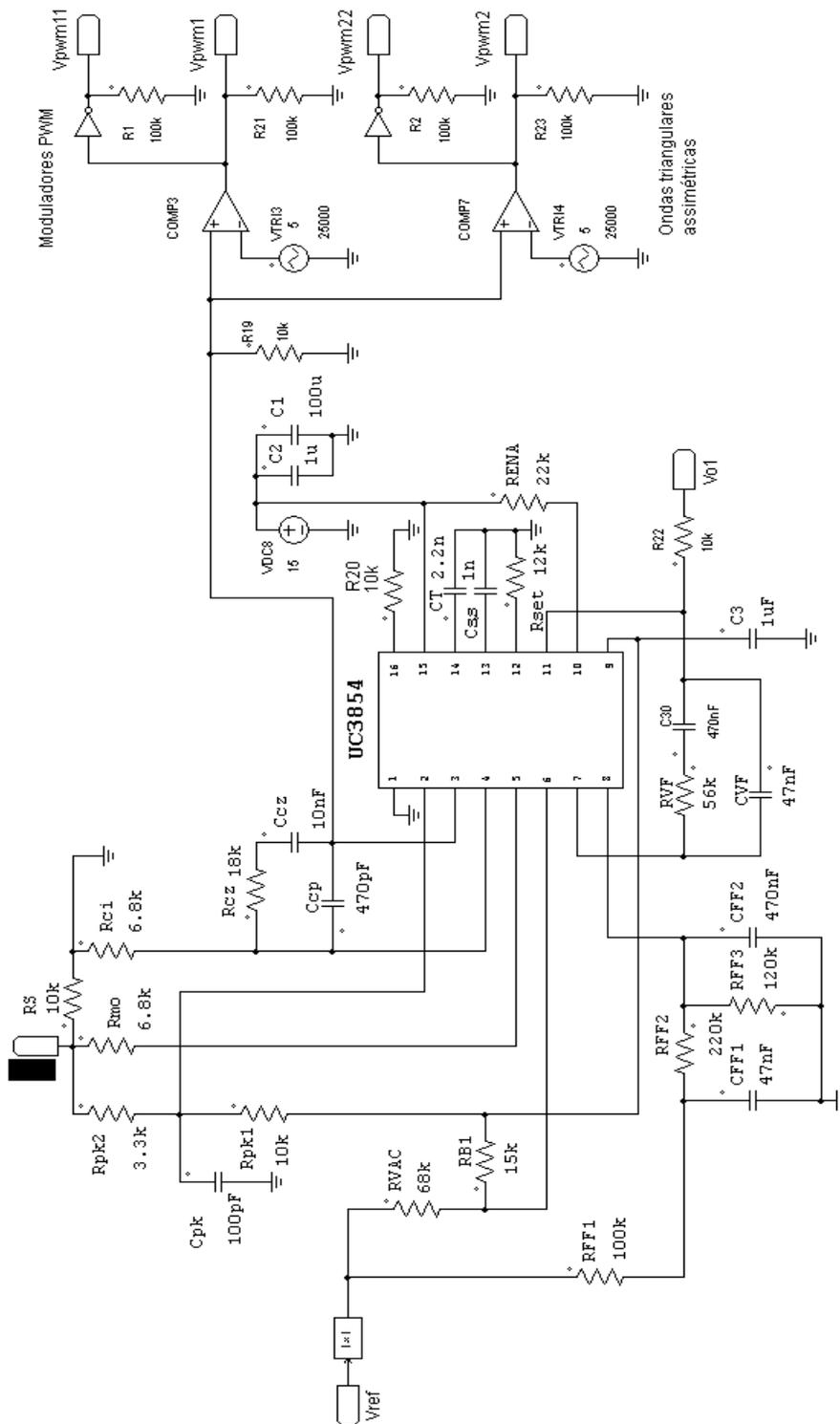


Fonte: Próprio Autor.

Observa-se no diagrama de Bode da Figura 51, que a frequência de cruzamento (f_{cv}) está no valor especificado, e a margem de fase é aproximadamente igual a 60° elétricos, como esperado.

O circuito completo envolvendo os componentes calculados anteriormente é apresentado na Figura 52.

Figura 52 - Circuito de Controle com UC3854BN.



Fonte: Próprio Autor.

4.4. Considerações Finais

Nesse capítulo é apresentado os cálculos dos componentes periféricos do circuito integrado UC3854B e os projetos das malhas de corrente e tensão.

As funções de transferência envolvidas na técnica de controle, foram obtidas a partir do modelo de pequenos sinais dos interruptores PWM. O projeto da malha de *feedforward* está baseada nas recomendações do fabricante do circuito integrado UC3854B.

Para o projeto das malhas de controle, o conversor proposto que apresenta isolamento galvânico foi substituído por seu equivalente que é o conversor Boost clássico. Os compensadores das malhas de corrente e tensão foram projetados usando a técnica do “Fator K”.

CAPÍTULO 5

5. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

5.1. Considerações Iniciais

Este capítulo tem como objetivo validar o projeto do conversor proposto realizado no Capítulo 3, por meio de simulação, empregando a estratégia de controle por modo corrente média projetado no Capítulo 4. Os resultados de simulação foram obtidos através do *software* PSIM versão 9.1.

Neste capítulo serão apresentadas as formas de onda de tensão e corrente nos principais componentes do conversor, para dois valores de tensão de entrada, ou seja, 110 Vca e 220 Vca. Para a tensão de entrada de 110 Vca as entradas são conectadas em paralelo e para a tensão de 220 Vca em série. Também é apresentada uma tabela comparativa de esforços de tensão e corrente, e assim validar os valores teóricos.

5.2. Simulação Do Conversor Proposto Em Regime Permanente

Os resultados de simulação são mostrados para dois valores de tensão de entrada e suas correspondentes faixas de operação, sendo 55% para a tensão de 110 Vca e 40% para a tensão de 220 Vca. Assim, as tensões mínima e máxima para 110 Vca são: $V_{\text{imin}(110\text{V})} = 90 \text{ Vca}$ e $V_{\text{imax}(110\text{V})} = 150 \text{ Vca}$; e para tensão de entrada de 220 Vca são: $V_{\text{imin}(220\text{V})} = 176 \text{ Vca}$ e $V_{\text{imax}(220\text{V})} = 264 \text{ Vca}$. As faixas de tensões correspondentes a 110 Vca e 220 Vca, obedecem à norma brasileira NBR 15014 (2003) para nobreaks (35).

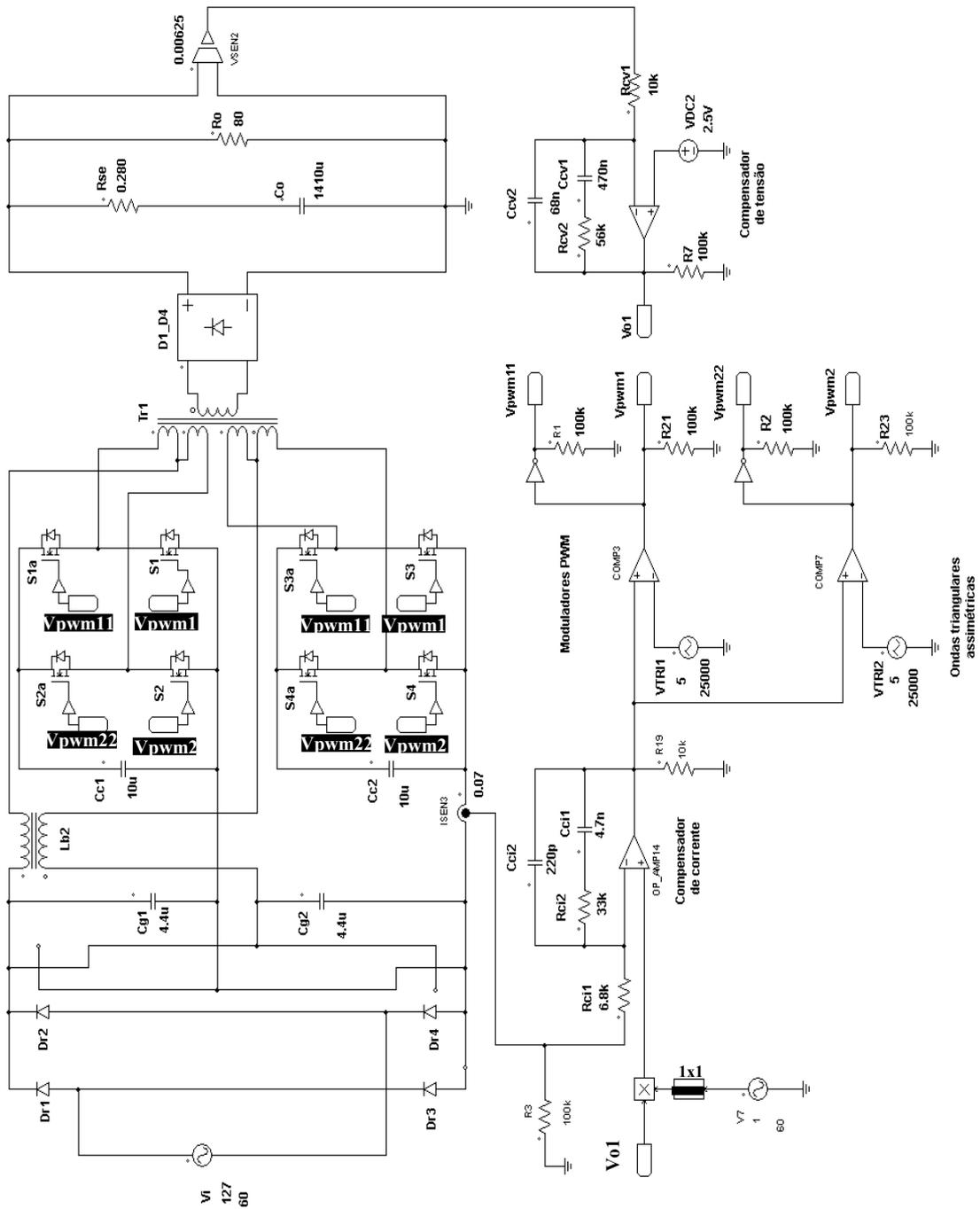
5.2.1. Simulação para Tensão de Entrada de 110 Vca

O conversor proposto foi simulado operando com os três valores de tensão que são: $V_{\text{imin}} = 90 \text{ Vca}$, $V_{\text{inom}} = 110 \text{ Vca}$ e $V_{\text{imax}} = 150 \text{ Vca}$.

a) Tensão e corrente na entrada do conversor

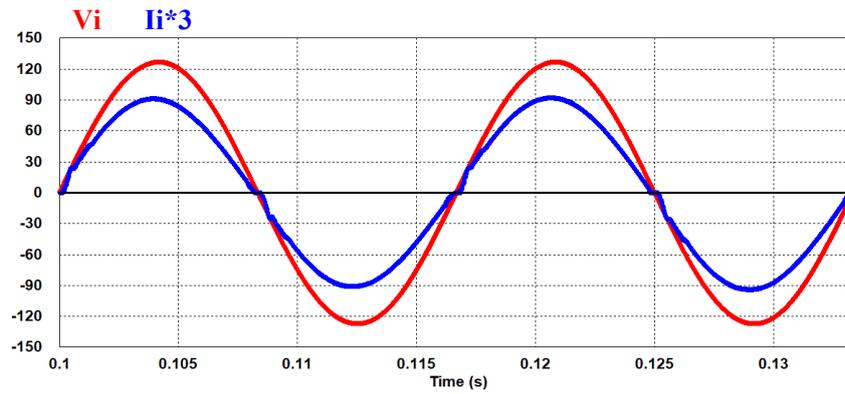
As formas de onda da tensão e corrente na entrada do conversor são apresentadas na Figura 54. Para as três tensões de entrada, na Tabela 9 são apresentadas, a taxa de distorção harmônica da corrente (THD_i) e o fator de potência (FP):

Figura 53 - Circuito do conversor simulado para tensão mínima de entrada de 110 Vca.

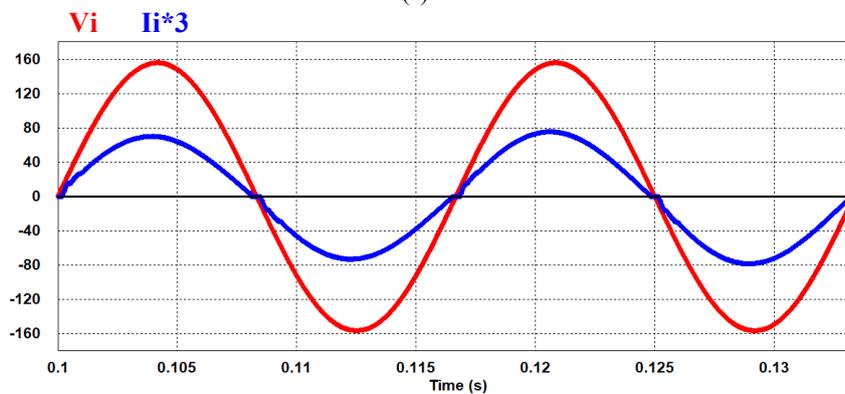


Fonte: Próprio Autor.

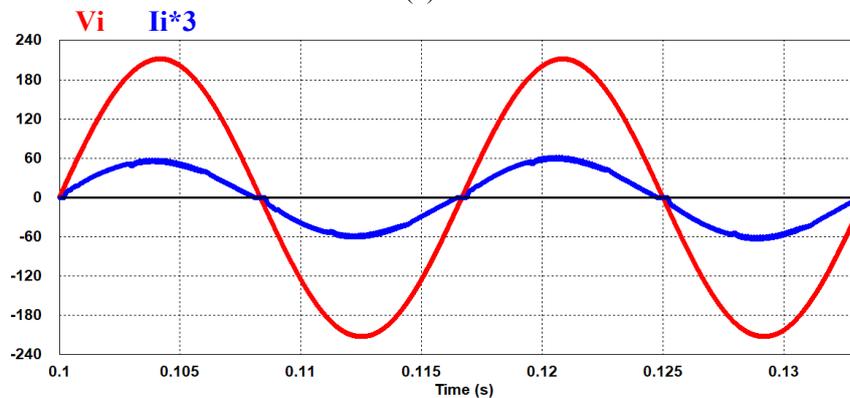
Figura 54 - Tensão e corrente de entrada para, (a) $V_{imin}= 90 \text{ V}$, (b) $V_{inom}=110 \text{ V}$ e (c) $V_{imax}= 150 \text{ V}$.



(a)



(b)



(c)

Fonte: Próprio Autor.

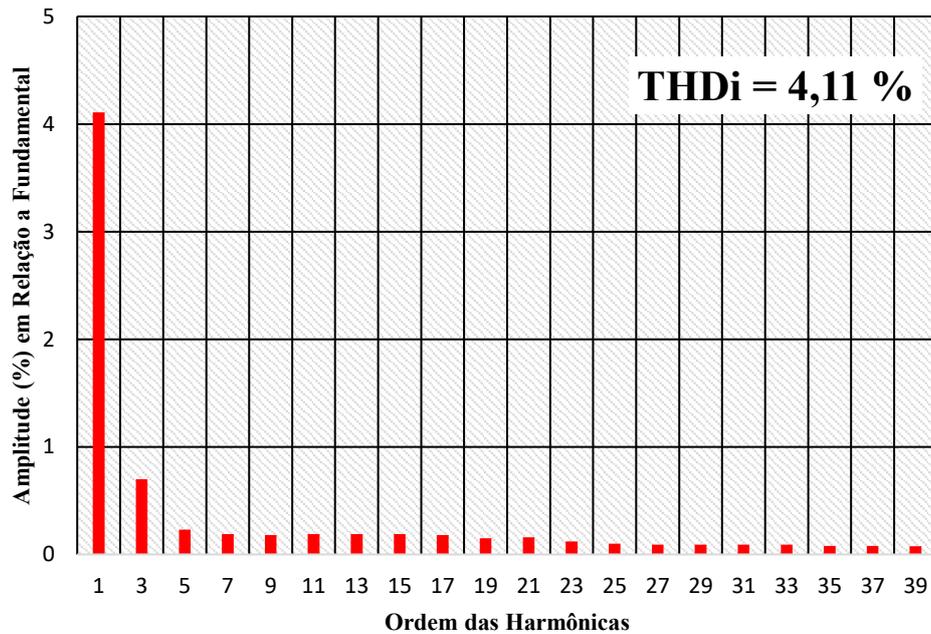
Tabela 9 - Valores medidos de FP e THDi para três condições de tensão de entrada.

Tensão de entrada eficaz	THDi	FP
$V_{imin} = 90 \text{ V}$	3,22 %	0,9980
$V_{inom} = 110 \text{ V}$	4,11 %	0,9964
$V_{imax} = 150 \text{ V}$	5,81 %	0,9915

Fonte: Próprio Autor.

A Figura 55 mostra o espectro harmônico da corrente de entrada para a condição de tensão nominal. As taxas de distorção harmônica encontrada para a formas de ondas da corrente da Figura 54 foram apresentados na Tabela 9, valores dentro dos limites especificados em (5).

Figura 55 - Espectro harmônico da corrente de entrada para tensão nominal (110 V).



Fonte: Próprio Autor.

b) Esforços de Tensão e Corrente na Ponte Retificadora de Entrada D_{ret1} - D_{ret4} .

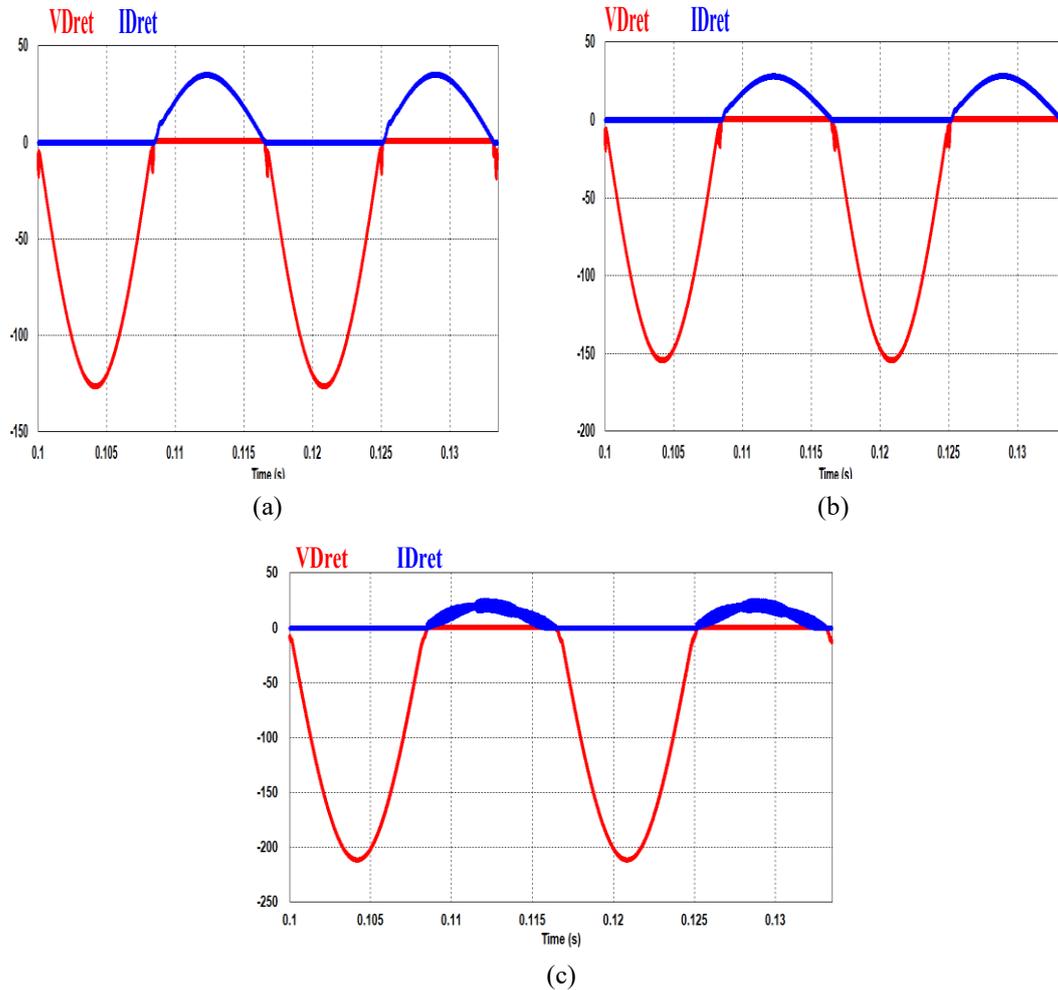
A Figura 56 mostra as formas de onda da tensão e corrente nos diodos da Ponte Retificadora D_{ret1} - D_{ret4} para dois ciclos da rede elétrica, e os três valores de tensão de entrada. As grandezas dos esforços de tensão e corrente estão relacionadas na Tabela 10.

Tabela 10 - Valores de corrente tensão nos diodos da ponte retificadora D_{ret1} - D_{ret4} .

Tensão de entrada eficaz	I_{md_ret} [A]	I_{ef_ret} [A]	V_{rev_ret} [V]
$V_{imin} = 90$ V	10,32	16,42	126
$V_{inom} = 110$ V	8,40	13,40	154
$V_{imax} = 150$ V	6,08	9,93	211

Fonte: Próprio Autor.

Figura 56 - Formas de onda de tensão e corrente nos diodos da ponte retificadora D_{ret1} - D_{ret4} para, (a) $V_{imin}=90Vca$, (b) $V_{inom}=110Vca$, (c) $V_{imax}=150Vca$.



Fonte: Próprio Autor.

c) Esforços de tensão e corrente nos indutores L_{b1} e L_{b2} .

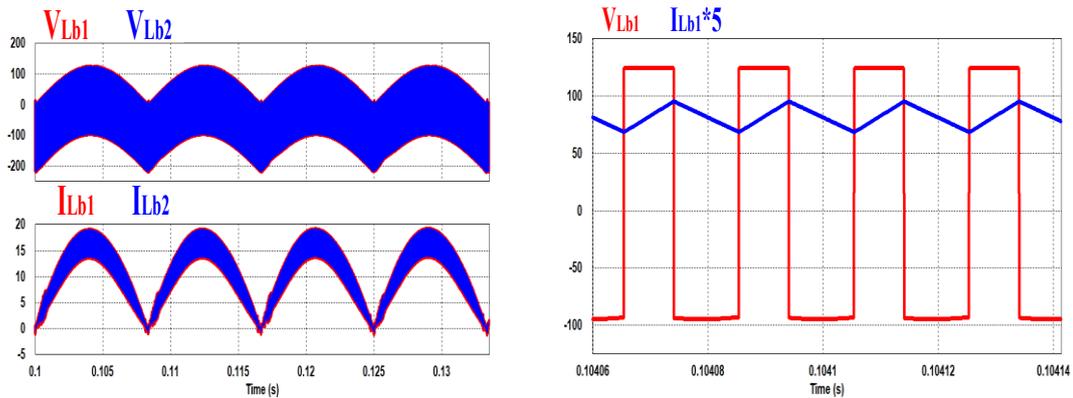
As formas de onda de tensão e corrente no indutor L_{b1} e L_{b2} , são apresentadas na Figura 57 para os três valores de tensão de entrada alternada. Os correspondentes valores de corrente eficaz, corrente de pico que são usados no projeto do elemento magnéticos são colocas na Tabela 11.

Tabela 11 - Valores de corrente nos indutores L_{b1} e L_{b2} .

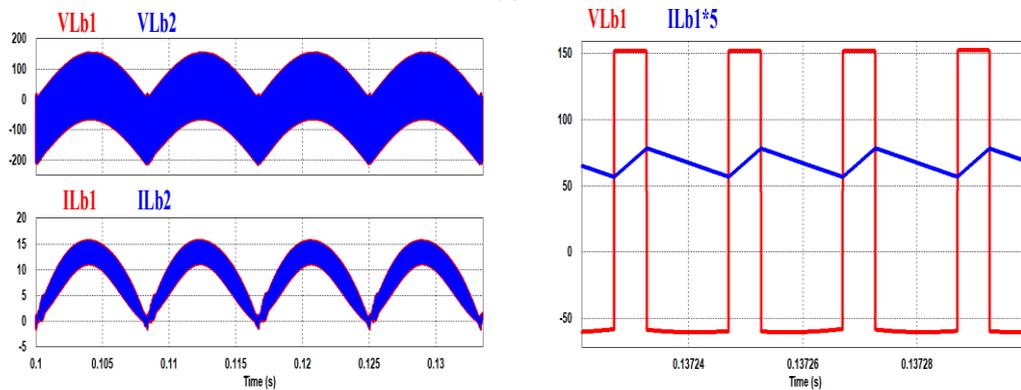
Tensão de entrada eficaz	$I_{ef_Lb1} = I_{ef_Lb2}$ [A]	$I_{pico_Lb1} = I_{pico_Lb2}$ [A]
$V_{imin} = 90$ V	11,60	16,40
$V_{inom} = 110$ V	9,47	13,44
$V_{imax} = 150$ V	7,01	9,91

Fonte: Próprio Autor.

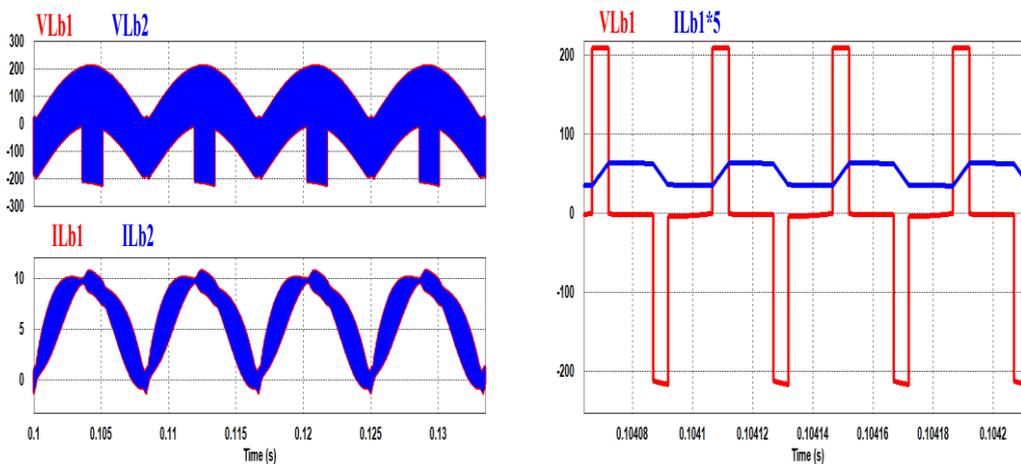
Figura 57 - Tensão e corrente nos indutores de armazenamento L_{b1} e L_{b2} para, (a) $V_{imin}=90$ Vca, $V_{inom}=110$ Vca, e $V_{imax}=150$ Vca.



(a)



(b)



(c)

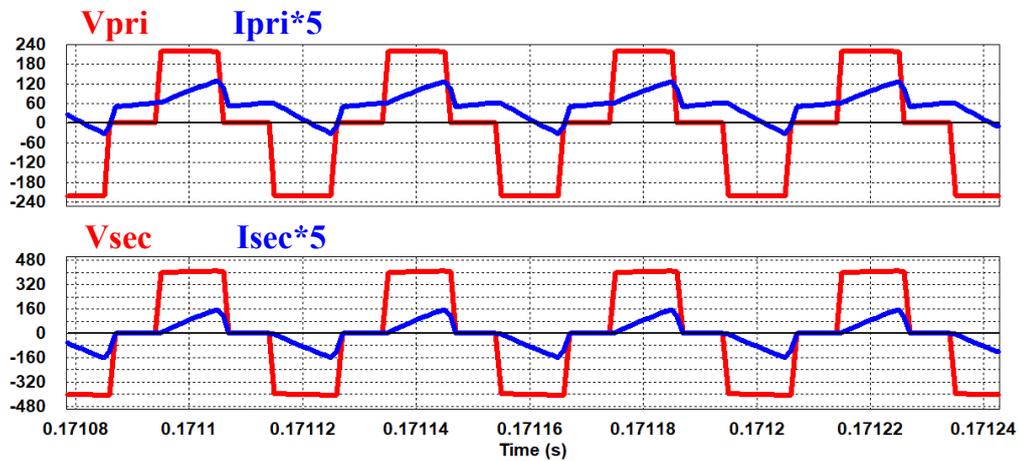
Fonte: Próprio Autor.

d) Esforços de tensão e corrente no transformador isolador T_{r1} .

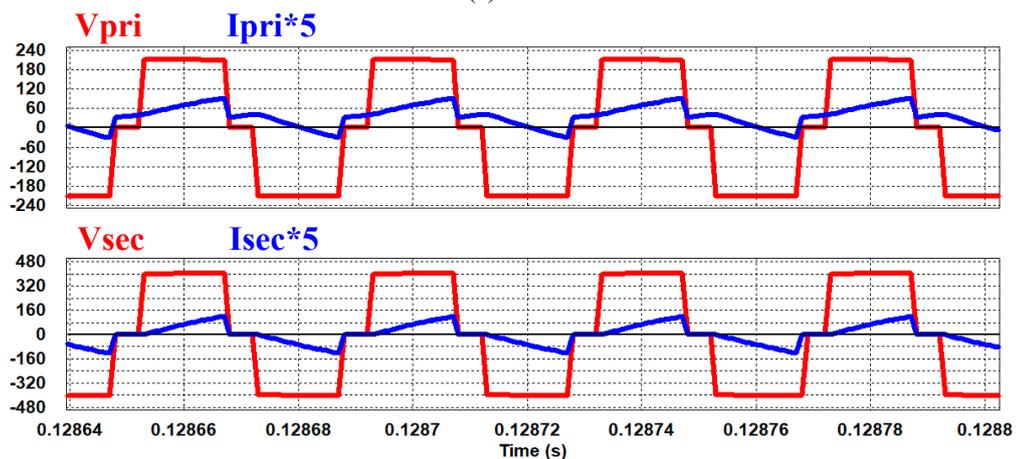
As formas de onda da tensão e corrente nos enrolamentos primários (V_{pri} , I_{pri}) e secundários (V_{sec} , I_{sec}) do transformador são apresentadas na Figura 58 na frequência

de comutação. Os correspondentes valores de corrente eficaz e tensão máxima que são usados no projeto do elemento magnético são apresentados na Tabela 12.

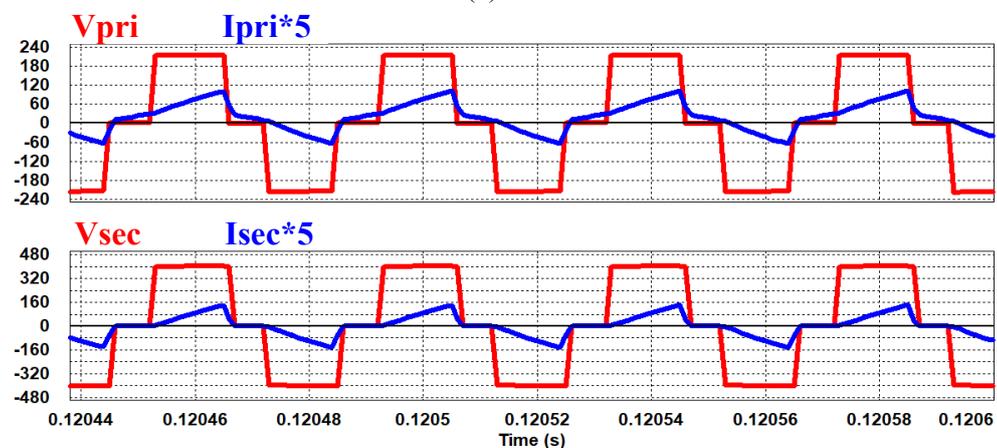
Figura 58 - Tensão e corrente nos enrolamentos primários e secundários do transformador para, (a) $V_{\min}=90$ Vca, $V_{\text{nom}}=110$ Vca, e $V_{\max}=150$ Vca.



(a)



(b)



(c)

Fonte: Próprio Autor.

Tabela 12 - Valores de corrente e tensão nos enrolamentos do transformador

 T_{r1} .

Tensão de entrada eficaz	I_{ef_pri} [A]	I_{ef_sec} [A]	V_{pri} [V]	V_{sec} [V]
$V_{imin} = 90$ V	7,23	9,53	225	400
$V_{inom} = 110$ V	5,80	8,60	225	400
$V_{imax} = 150$ V	5,36	7,92	225	400

Fonte: Próprio Autor.

e) Esforços de tensão e corrente nos interruptores principais S_1 - S_4 e auxiliares S_1' - S_4' .

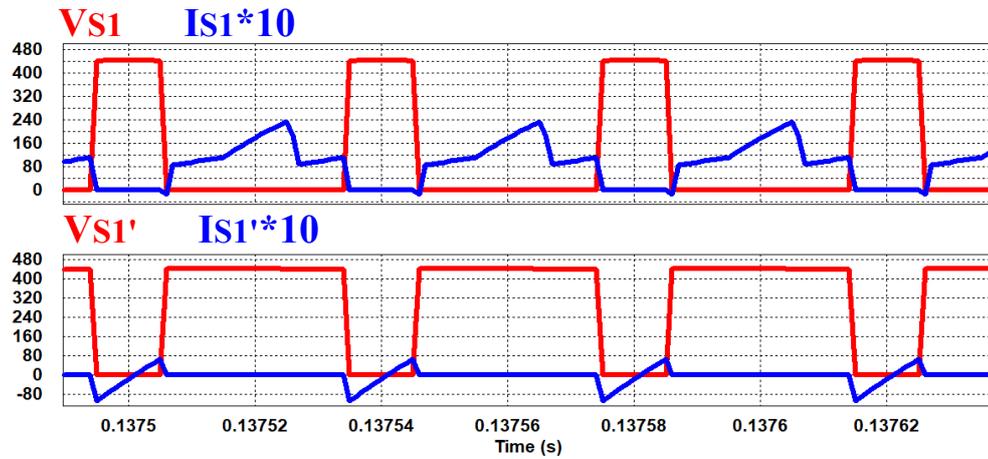
A Figura 59 apresenta em detalhes as formas de onda de tensão e corrente nos interruptores principais S_1 - S_4 e nos interruptores auxiliares S_1' - S_4' na frequência de comutação, onde é possível observar a comutação sob tensão zero (ZVS), graças a indutância de dispersão do transformador T_{r1} que permite a carga e descarga das capacitâncias intrínsecas dos MOSFETs relacionados ao circuito. A Tabela 13 apresenta os valores dos esforços nos interruptores principais e auxiliares.

Tabela 13 - Valores de corrente e tensão nos interruptores principais e auxiliares.

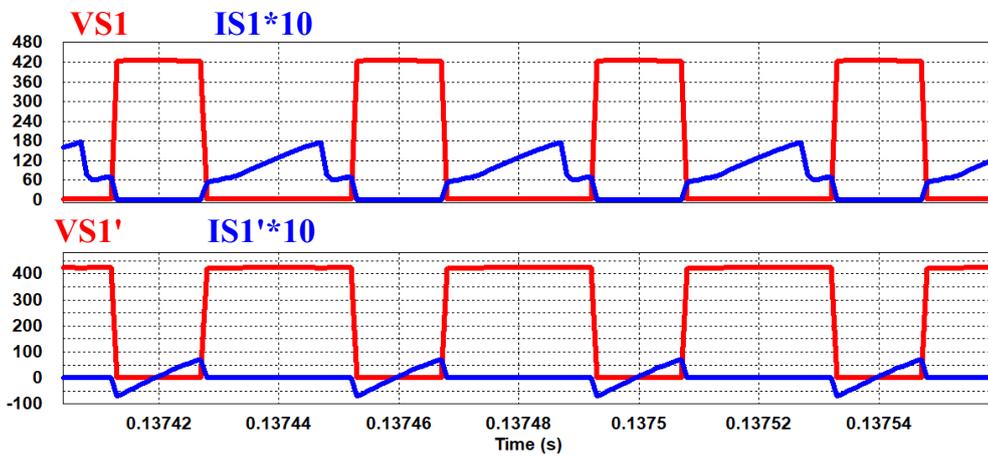
Tensão de entrada eficaz	I_{ef_S1} [A]	I_{pk_S1} [A]	V_{S1max} [V]	$I_{ef_S1'}$ [A]	$I_{pk_S1'}$ [A]	$V_{S1'max}$ [V]
$V_{imin} = 90$ V	8,27	24,79	440	2,45	6,75	440
$V_{inom} = 110$ V	5,40	15,52	440	2,15	10,17	440
$V_{imax} = 150$ V	4,93	16,73	440	2,09	10,76	440

Fonte: Próprio Autor

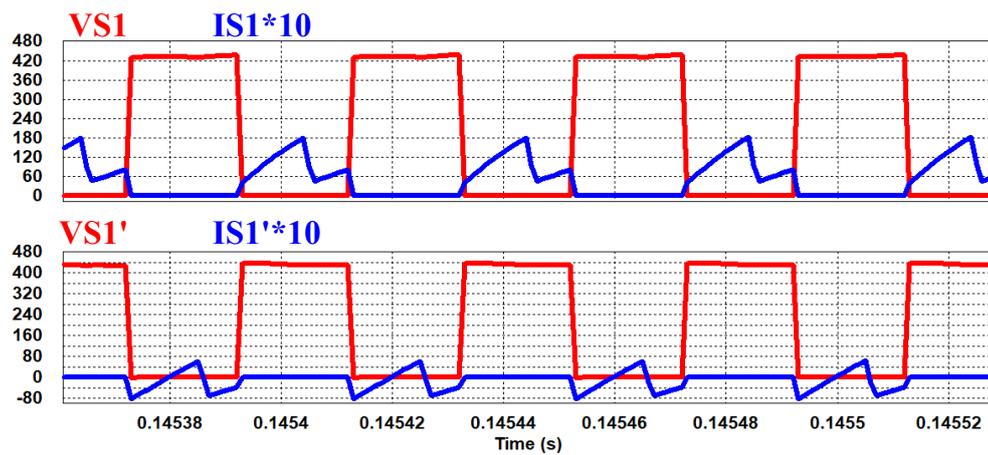
Figura 59 - Tensão e corrente nos interruptores principais e auxiliares para, (a) $V_{imin}=90\text{ V}$, (b) $V_{inom}=110\text{ V}$ e (c) $V_{imax}=150\text{ V}$.



(a)



(b)



(c)

Fonte: Próprio Autor.

f) Esforços de tensão e corrente nos diodos de alta frequência D₁-D₄.

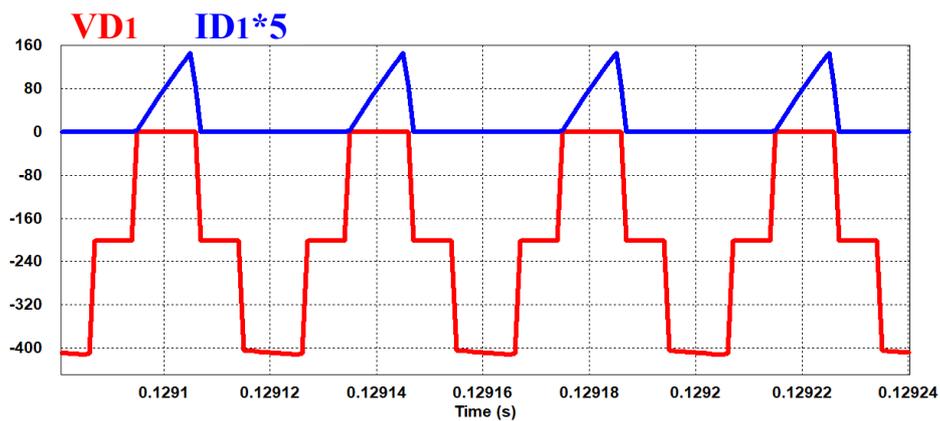
A Figura 60 mostra as formas de onda da tensão e corrente nos diodos retificadores do lado secundário D₁-D₄ na frequência de comutação. Os valores de corrente média, eficaz e de pico nos diodos são apresentados na Tabela 14.

Tabela 14 - Valores de corrente e tensão nos diodos de alta frequência.

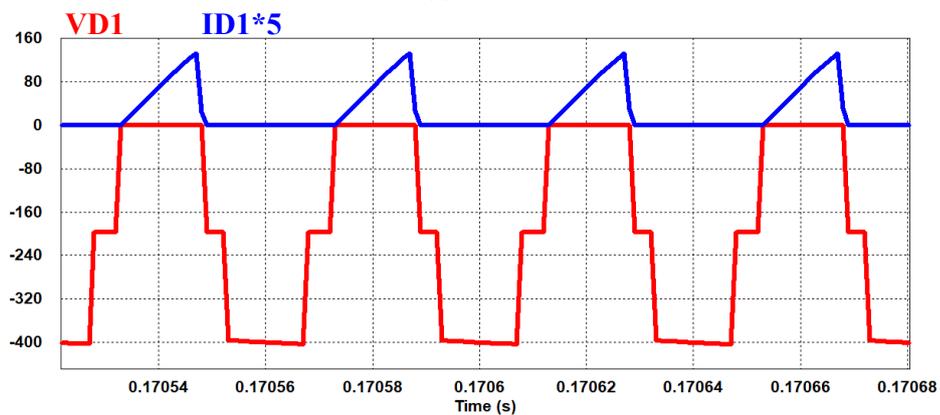
Tensão de entrada eficaz	I_{md_D1} [A]	I_{ef_D1} [A]	I_{pk_D1} [A]	V_{D1_revmax} [V]
$V_{imin} = 90$ V	2,50	6,73	32,07	400
$V_{inom} = 110$ V	2,50	6,07	26,00	400
$V_{imax} = 150$ V	2,50	5,60	25,06	400

Fonte: Próprio Autor.

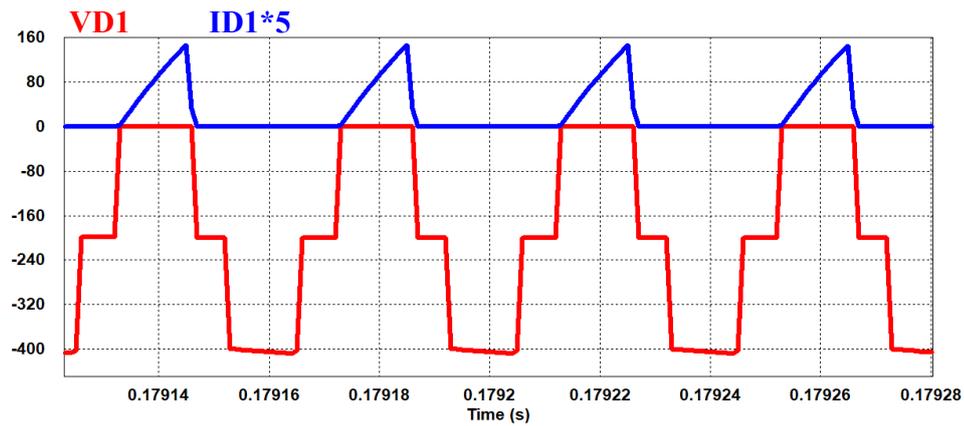
Figura 60 - Tensão e corrente nos diodos de alta frequência D₁-D₄ para, (a) $V_{imin} = 90$ Vca, (b) $V_{inom} = 110$ Vca e (c) $V_{imax} = 150$ Vca.



(a)



(b)



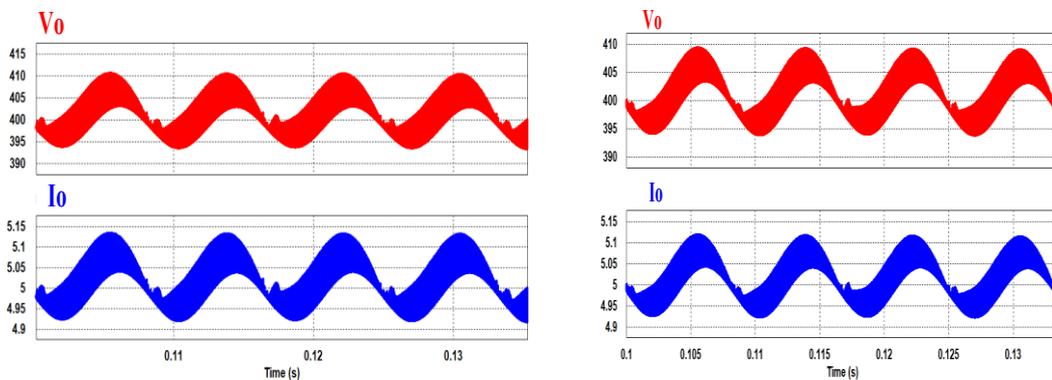
(c)

Fonte: Próprio Autor.

g) Esforços de tensão e corrente para saída

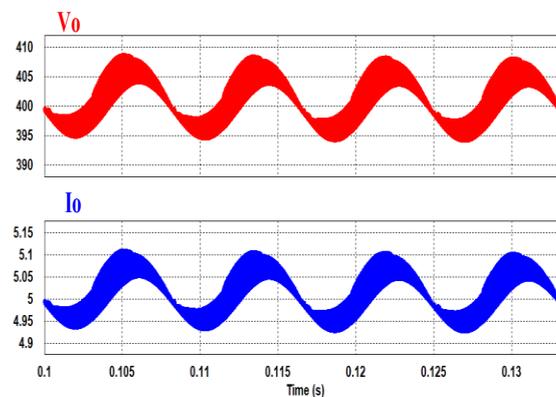
A Figura 61 mostra as formas de onda de tensão e corrente na saída do conversor proposto sob condições de plena carga. A tensão de saída apresenta ondulação de aproximadamente 17 V em baixa frequência (120 Hz). Observa-se que a tensão de saída está regulada no valor de 400 Vcc, tal como especificado.

Figura 61 - Tensão e corrente de saída para, (a) $V_{\min} = 90$ Vca, (b) $V_{\text{nom}} = 110$ Vca e (c) $V_{\max} = 150$ Vca.



(a)

(b)



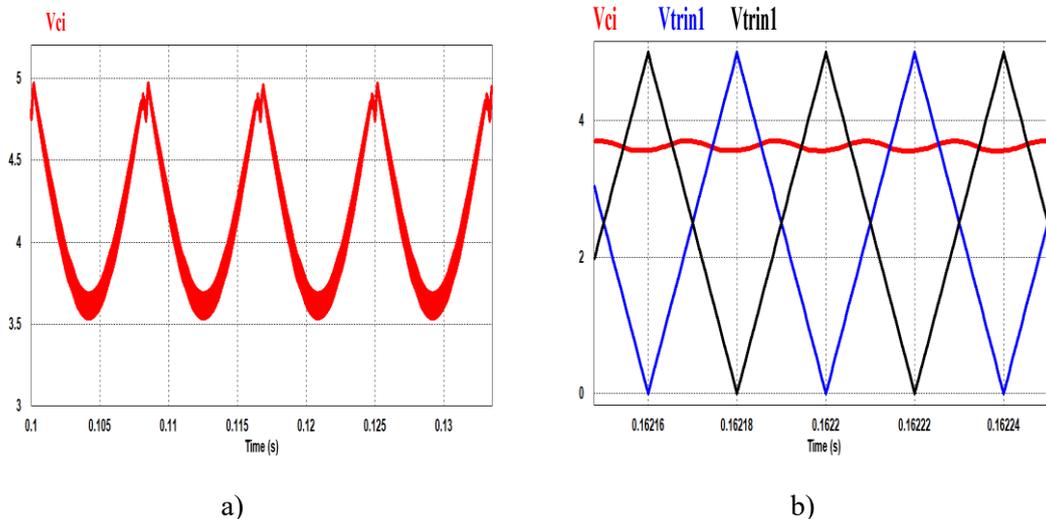
(c)

Fonte: Próprio Autor.

A Figura 62 (a) mostra a forma de onda da tensão de controle para dois ciclos da rede elétrica, e a Figura 62 (b) mostra as formas de ondas das portadoras, defasadas entre si de 180° , e da tensão de controle do conversor na frequência de comutação. Observa-se que a moduladora apresenta uma baixa inclinação quando comparadas com as rampas de subida e descida das ondas triangulares, o que caracteriza uma boa estabilidade do sistema.

A Tabela 15 apresenta um comparativo entre os resultados teóricos calculados no Capítulo 3 e os resultados obtidos mediante simulação para os principais componentes do conversor. Verifica-se que os valores são similares, e desta maneira, é validada a análise quantitativa.

Figura 62 - (a) Forma de onda da tensão de controle para dois ciclos da rede; e (b) forma de onda das portadoras e da tensão de controle na frequência de comutação.



Fonte: Próprio Autor.

Tabela 15 - Comparativo dos resultados teóricos e de simulação para tensão mínima de entrada.

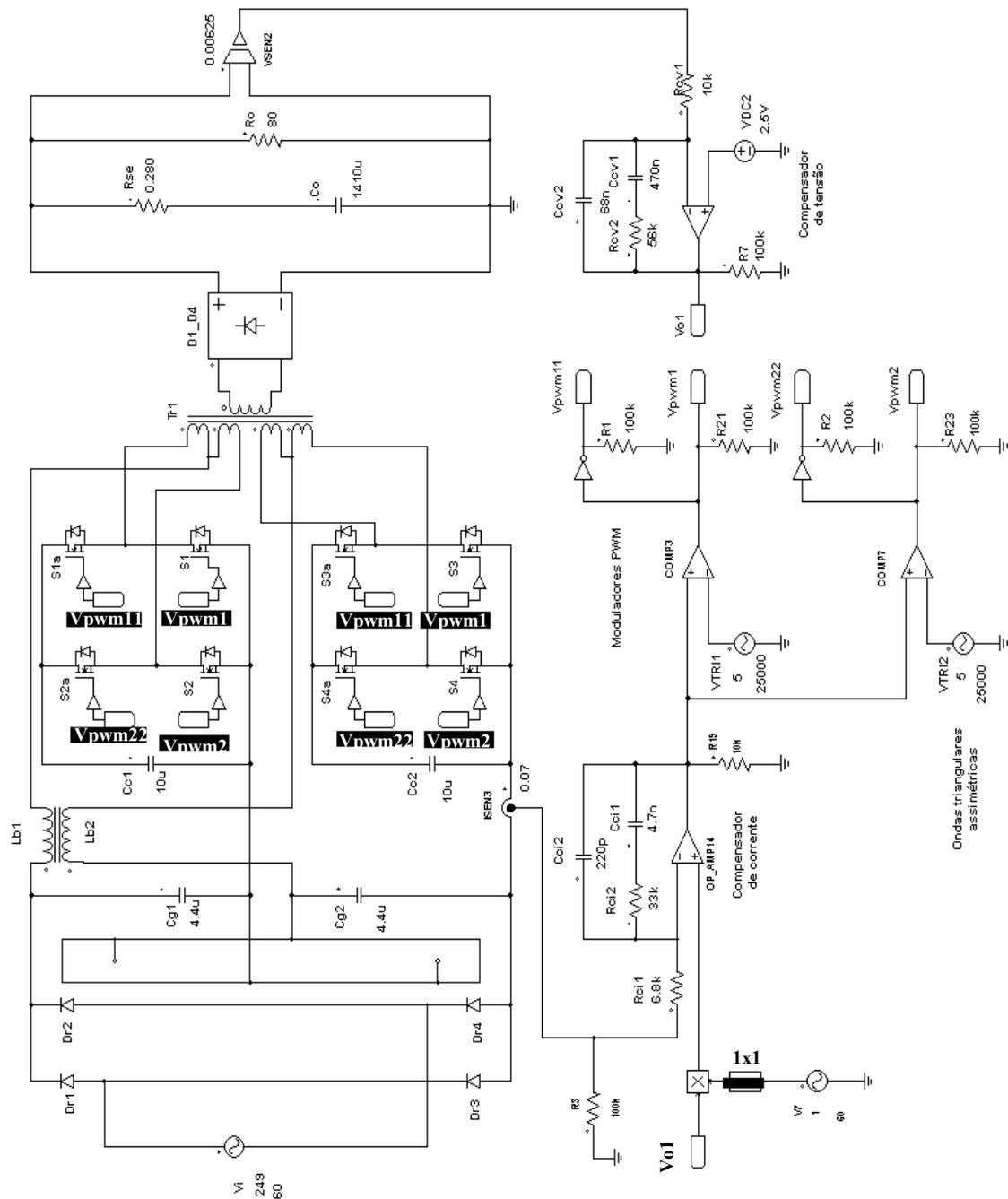
	Valor Teórico	Valor Simulado	Erro (%)
I_{Lb1ef}, I_{Lb2ef} [A]	11,7	12,4	5,65
I_{ef_pri} [A]	8,44	8,6	1,86
I_{ef_sec} [A]	8,6	10,1	14,85
I_{ef_S1}, I_{ef_S2} [A]	8,44	7,32	-15,30
$I_{ef_S1'}, I_{ef_S2'}$ [A]	2,03	2,13	4,69
$I_{md_Dret1} - I_{md_Dret4}$ [A]	10,53	11	4,27
$I_{ef_Dret1} - I_{ef_Dret4}$ [A]	16,54	17,51	5,54
$I_{md_D1} - I_{md_D4}$ [A]	2,63	2,62	-0,38
$I_{ef_D1} - I_{ef_D4}$ [A]	6,08	7,15	14,97
V_{max_pri} [V]	200	222	9,91
V_{max_sec} [V]	400	400	0,00
V_{S1max}, V_{S2max} [V]	440	440	0,00
$V_{S1'max}, V_{S2'max}$ [V]	440	440	0,00
$V_{Dretrmax}$ [V]	373	373	0,00
V_{D1rmax} [V]	400	400	0,00

Fonte: Próprio Autor.

5.2.2. Simulação para a Tensão de Entrada de 220 Vca

O conversor proposto foi simulado funcionando com as tensões de entrada, mínima ($V_{imin} = 176 \text{ Vac}$), nominal ($V_{inom}=220 \text{ Vca}$) e máxima ($V_{imax}=264 \text{ Vca}$) operando com carga nominal em regime permanente.

Figura 63 - Circuito do conversor simulado para tensão mínima de entrada de 220 Vca.

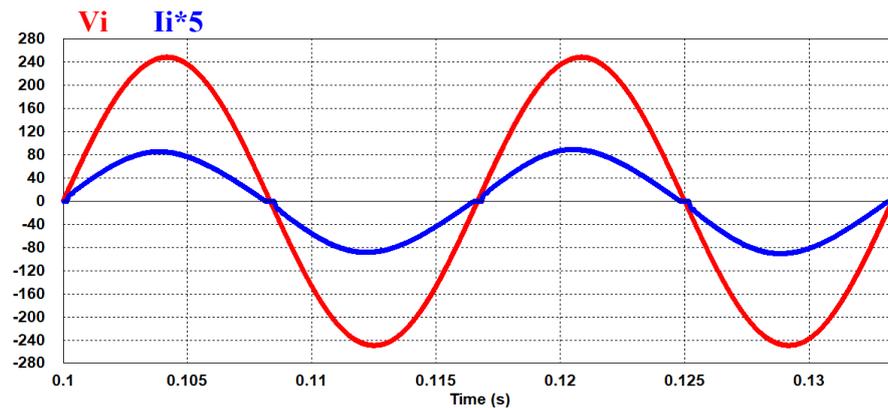


Fonte: Próprio Autor.

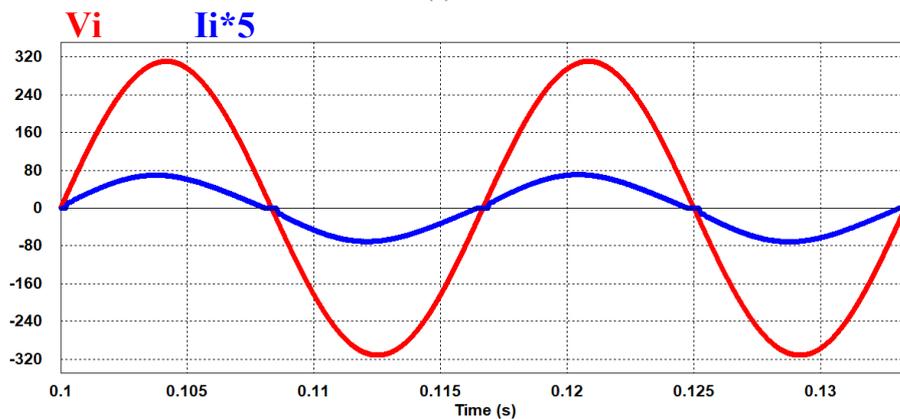
a) Esforços de tensão e corrente na Entrada do conversor

As formas de onda da tensão e corrente na entrada do conversor são apresentadas na Figura 64. Para as três tensões de entrada, na Tabela 16 são apresentadas, a taxa de distorção harmônica da corrente (THD_i) e o fator de potência (FP):

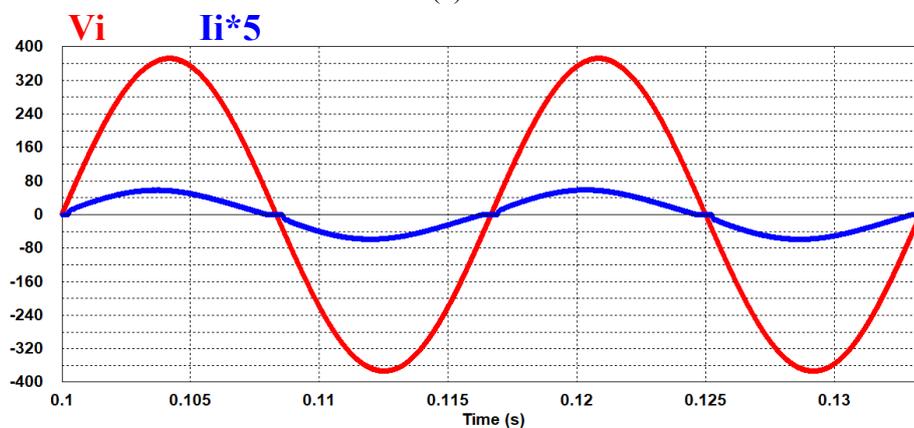
Figura 64 - Tensão e corrente de entrada para, (a) $V_{imin}=176$ Vca, (b) $V_{inom}=220$ Vca e (c) $V_{imax}= 264$ Vca.



(a)



(b)



(c)

Fonte: Próprio Autor.

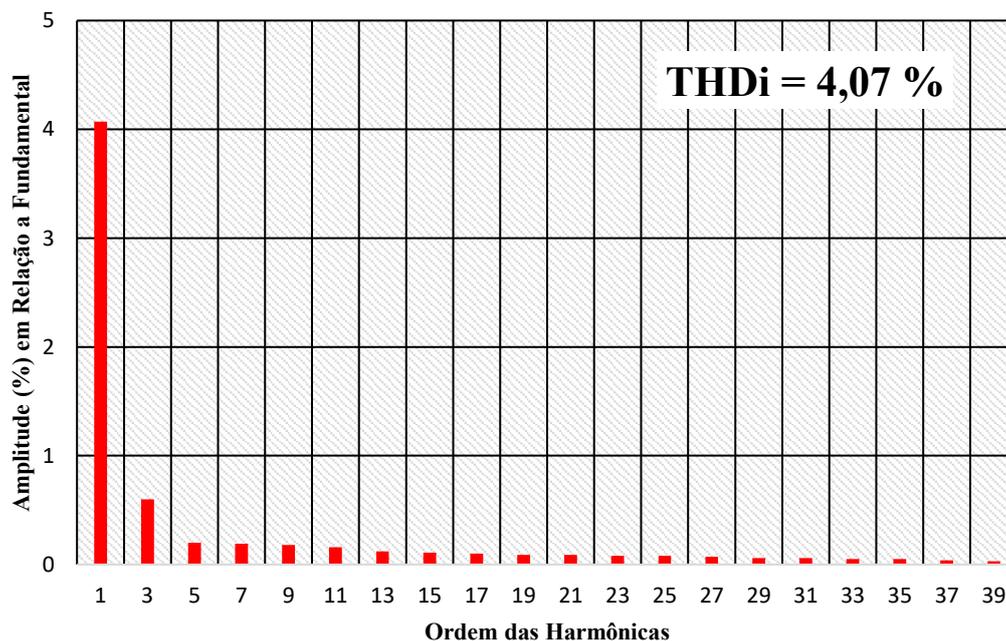
Tabela 16 - Valores medidos de PF e THDi para três condições de tensão de entrada.

Tensão de entrada eficaz	THDi	PF
$V_{imin} = 176 \text{ V}$	3,14 %	0,9981
$V_{inom} = 220 \text{ V}$	4,07 %	0,9964
$V_{imax} = 264 \text{ V}$	5,03 %	0,9939

Fonte: Próprio Autor.

A Figura 65 mostra o espectro harmônico da corrente de entrada para a condição de tensão nominal. As taxas de distorção harmônica encontrada para a formas de ondas da corrente da Figura 64 foram apresentados na Tabela 16, valores dentro dos limites especificados em (5).

Figura 65 - Espectro harmônico da corrente de entrada para tensão nominal (220V).

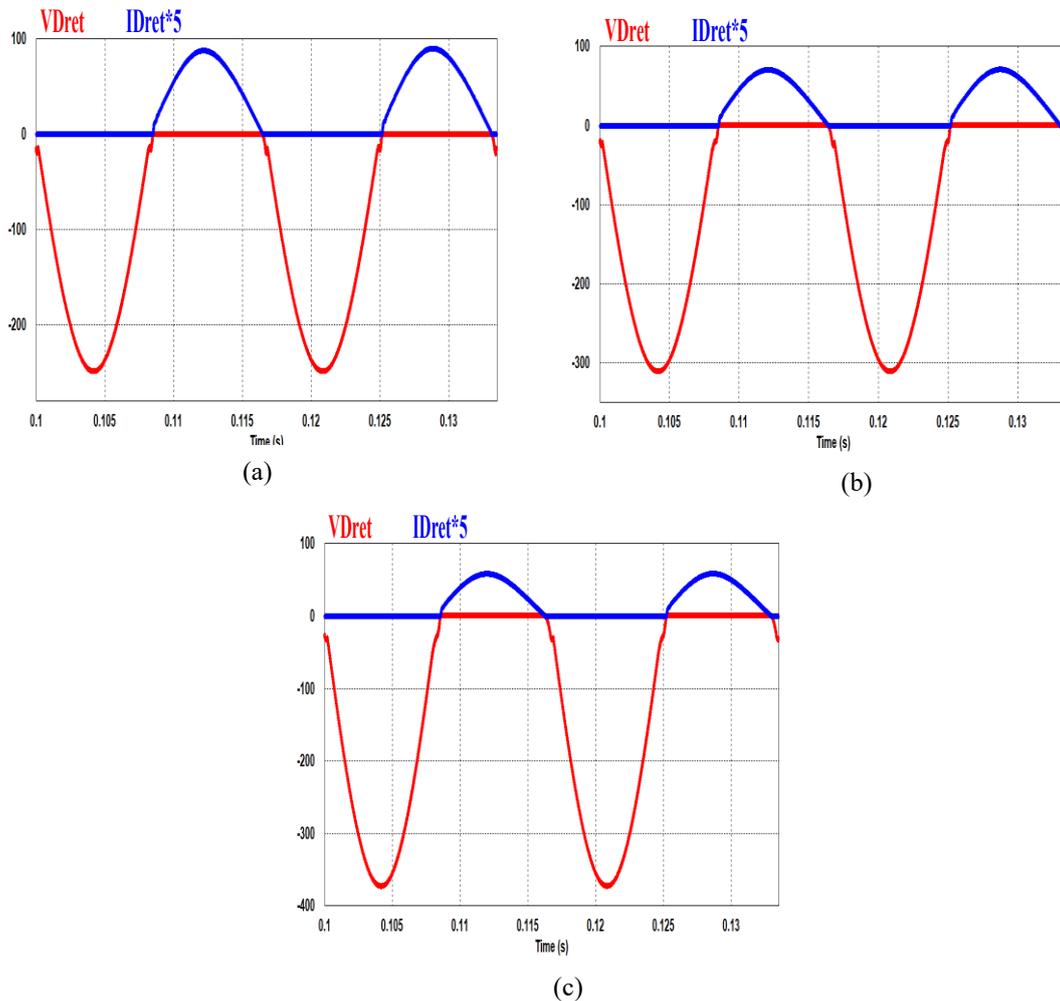


Fonte: Próprio Autor.

b) Esforços de tensão e corrente na Ponte Retificadora D_{ret1} - D_{ret4} .

A Figura 66 mostra as formas de onda da tensão e corrente nos diodos da Ponte Retificadora D_{ret1} - D_{ret4} para dois ciclos da rede elétrica. As grandezas dos esforços de tensão e corrente estão relacionadas na Tabela 17.

Figura 66 - Tensão e corrente nos diodos da Ponte Retificadora D_{ret1} - D_{ret4} para, (a) $V_{imin}=176$ Vca, (b) $V_{inom}=220$ Vca e (c) $V_{imax}= 264$ Vca.



Fonte: Próprio Autor.

Tabela 17 - Valores de corrente e tensão nos diodos da ponte retificadora

D_{ret1} - D_{ret4}

Tensão de entrada eficaz	I_{md_ret} [A]	I_{ef_ret} [A]	V_{rev_ret} [V]
$V_{imin} = 176$ V	5,50	8,89	247
$V_{inom} = 220$ V	4,13	6,65	310
$V_{imax} = 264$ V	3,42	5,55	372

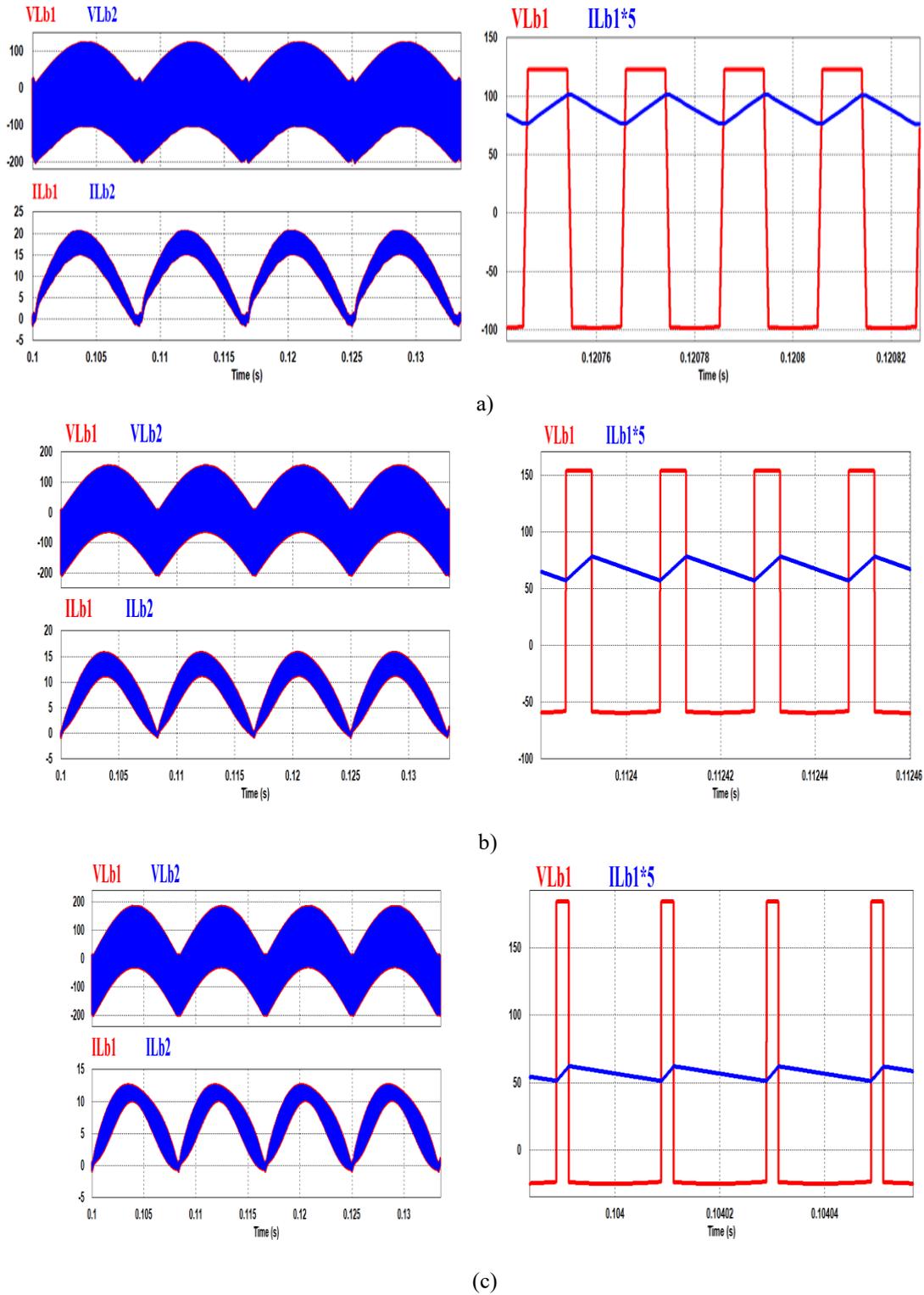
Fonte: Próprio Autor.

c) Esforços de tensão e corrente nos indutores L_{b1} – L_{b2} .

As formas de onda da tensão e corrente no indutor L_{b1} - L_{b2} são apresentadas na Figura 67 (a) para dois ciclos da rede e a Figura 67 (b) na frequência de comutação.

Os correspondentes valores de corrente eficaz, corrente de pico que são usados no projeto do elemento magnéticos são colocadas na Tabela 18.

Figura 67 - Tensão e corrente nos indutores de armazenamento L_{b1} e L_{b2} para, (a) $V_{imin}=176$ Vca, (b) $V_{inom}=220$ Vca e (c) $V_{imax}= 264$ Vca.



Fonte: Próprio Autor.

Tabela 18 - Valores de corrente nos indutores L_{b1} e L_{b2} .

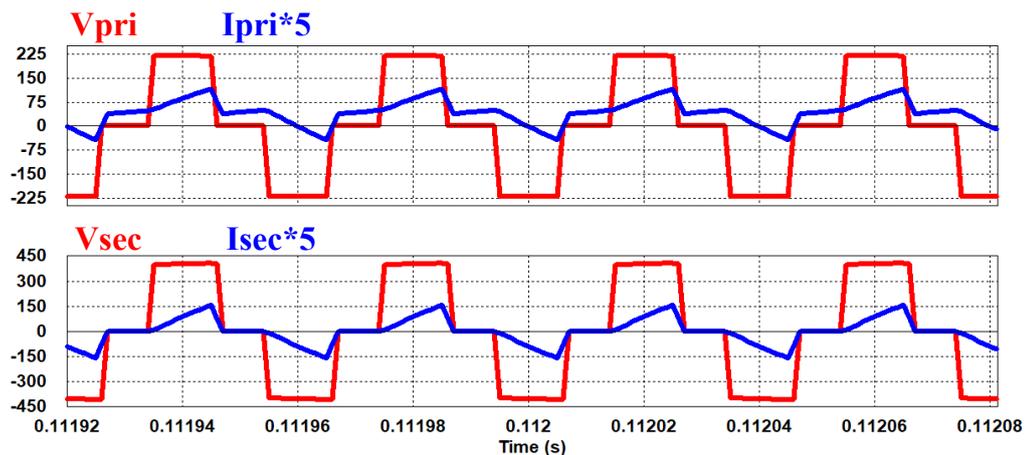
Tensão de entrada eficaz	$I_{ef_Lb1} = I_{ef_Lb2}$ [A]	$I_{pico_Lb1} = I_{pico_Lb2}$ [A]
$V_{imin} = 176$ V	12,56	17,76
$V_{inom} = 220$ V	9,40	13,30
$V_{imax} = 264$ V	7,83	11,07

Fonte: Próprio Autor.

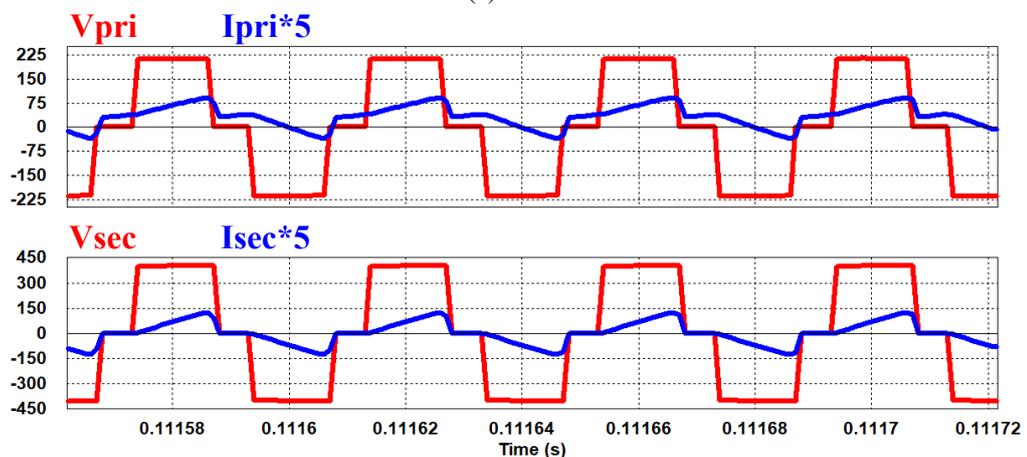
d) Esforços de tensão e corrente no Transformador Isolador T_{r1} .

As formas de onda da tensão e corrente nos enrolamentos primários (V_{pri} , I_{pri}) e secundários (V_{sec} , I_{sec}) do transformador são apresentadas na Figura 68 na frequência de comutação. Os correspondentes valores de corrente eficaz e tensão máxima que são usados no projeto do elemento magnético são apresentados na Tabela 19.

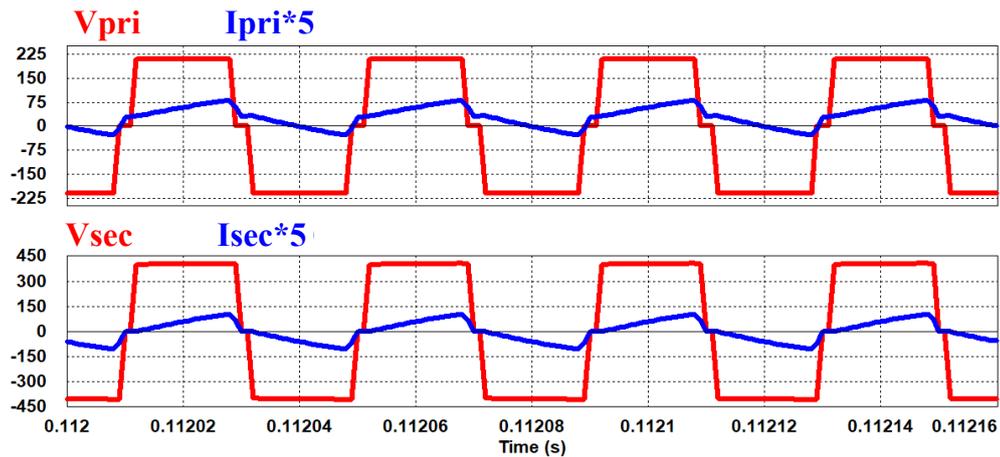
Figura 68 - Tensão e corrente nos enrolamentos primários e secundários do transformador para, (a) $V_{imin}=176$ Vca, (b) $V_{inom}=220$ Vca e (c) $V_{imax}= 264$ Vca.



(a)



(b)



(c)

Fonte: Próprio Autor.

Tabela 19 - Valores de corrente e tensão nos enrolamentos do Transformador

T_{r1} .

Tensão de entrada eficaz	I_{ef_pri} [A]	I_{ef_sec} [A]	V_{pri} [V]	V_{sec} [V]
$V_{imin} = 176$ V	8,16	10,20	225	400
$V_{inom} = 220$ V	6,39	8,57	225	400
$V_{imax} = 264$ V	5,58	7,82	225	400

Fonte: Próprio Autor.

e) Esforços de tensão e corrente nos interruptores principais S_1 - S_4 e auxiliares S_1' - S_4' .

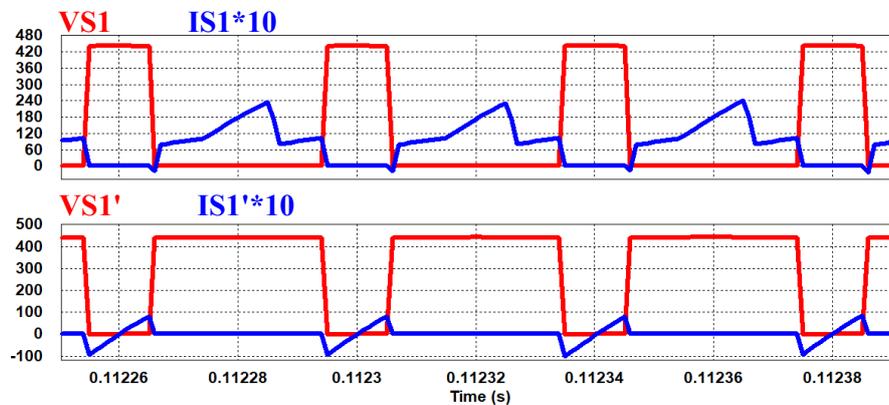
A Figura 69 mostra em detalhes as formas de onda de tensão e corrente nos interruptores principais S_1 - S_4 e nos interruptores auxiliares S_1' - S_4' na frequência de comutação, onde é possível observar a comutação sob tensão zero (ZVS), graças a indutância de dispersão do transformador T_{r1} que permite a carga e descarga das capacitâncias intrínsecas dos interruptores relacionados ao circuito. A Tabela 20 apresenta os esforços para os interruptores principais e auxiliares.

Tabela 20 - Valores de corrente e tensão nos interruptores principais e auxiliares.

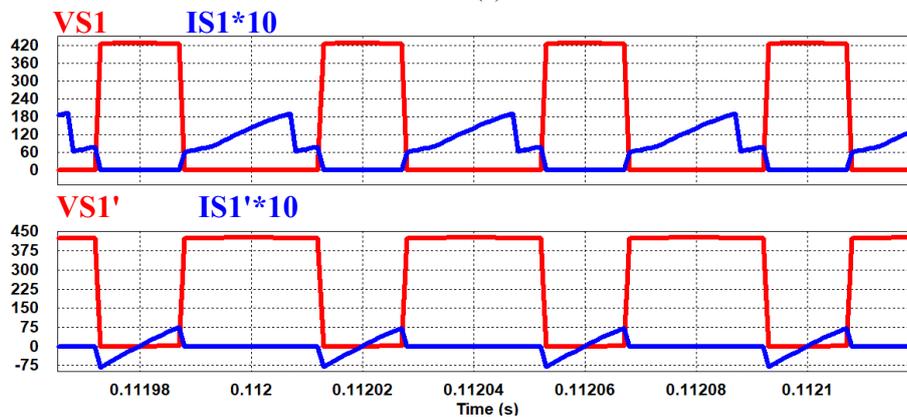
Tensão eficaz de entrada	I_{ef_S1} [A]	I_{pk_S1} [A]	V_{S1max} [V]	$I_{ef_S1'}$ [A]	$I_{pk_S1'}$ [A]	$V_{S1'max}$ [V]
$V_{imin} = 176 \text{ V}$	7,90	25,00	440	2,08	10,00	440
$V_{inom} = 220 \text{ V}$	6,13	18,81	440	1,81	7,29	440
$V_{imax} = 264 \text{ V}$	5,33	16,05	440	1,65	5,73	440

Fonte: Próprio Autor.

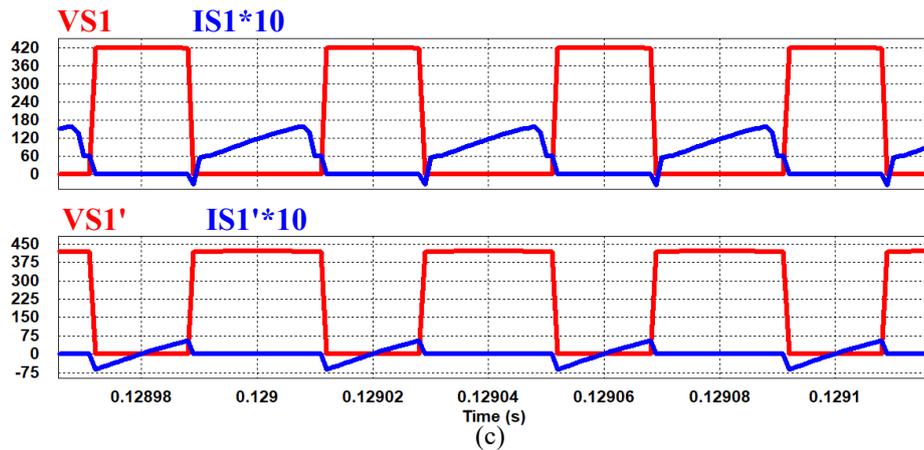
Figura 69 - Tensão e corrente nos interruptores principais e auxiliares, (a) $V_{imin}=176 \text{ Vca}$, (b) $V_{inom}=220 \text{ Vca}$ e (c) $V_{imax}= 264 \text{ Vca}$.



(a)



(b)



Fonte: Próprio Autor.

f) Esforços de tensão e corrente nos Diodos de alta frequência D₁-D₄.

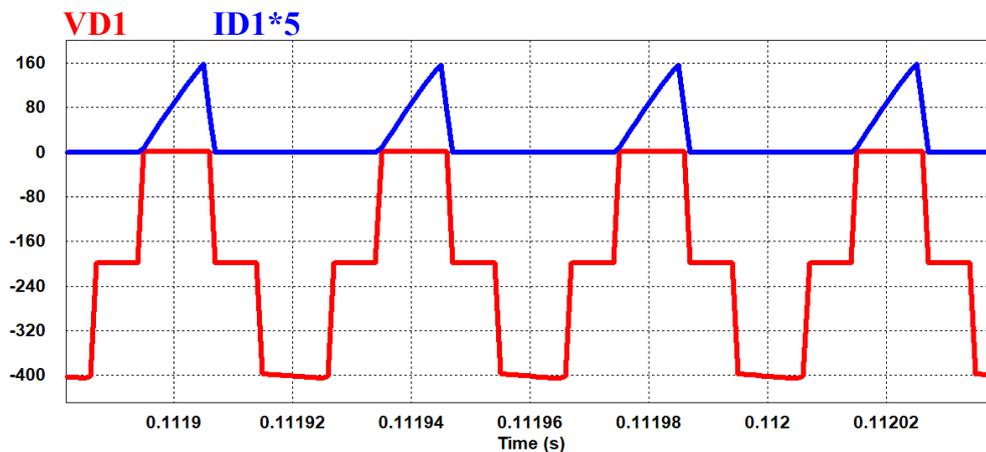
A Figura 70 mostra as formas de onda da tensão e corrente nos diodos retificadores D₁-D₄ de alta frequência do lado secundário do transformador. A corrente média, eficaz e de pico nos diodos são apresentados na Tabela 21.

Tabela 21 - Valores de corrente e tensão nos diodos de alta frequência.

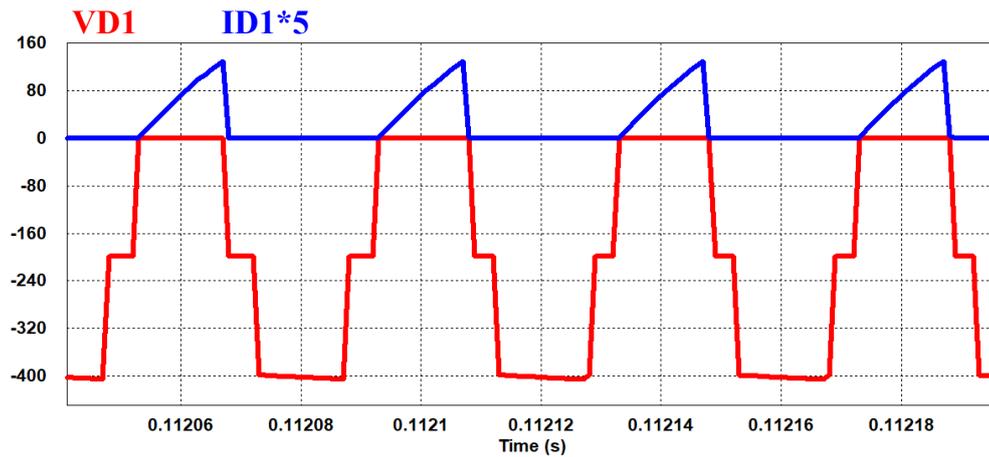
Tensão de entrada eficaz	I_{md_D1} [A]	I_{ef_D1} [A]	I_{pk_D1} [A]	V_{D1_revmax} [V]
$V_{imin} = 176 \text{ V}$	2,62	7,20	34,60	400
$V_{inom} = 220 \text{ V}$	2,50	6,06	25,50	400
$V_{imax} = 264 \text{ V}$	2,50	5,53	21,00	400

Fonte: Próprio Autor.

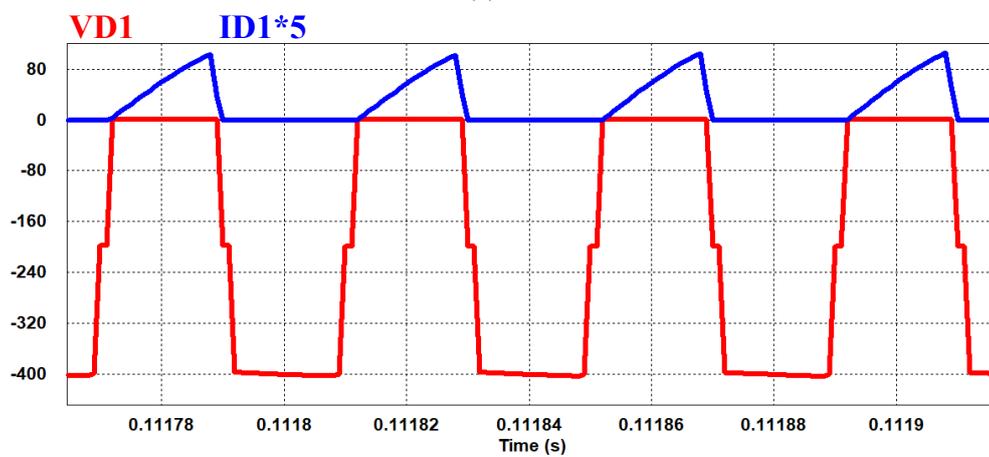
Figura 70 - Tensão e corrente nos diodos de alta frequência D₁-D₄, (a) $V_{imin}=176 \text{ Vca}$, (b) $V_{inom}=220 \text{ Vca}$ e (c) $V_{imax}= 264 \text{ Vca}$.



(a)



(b)



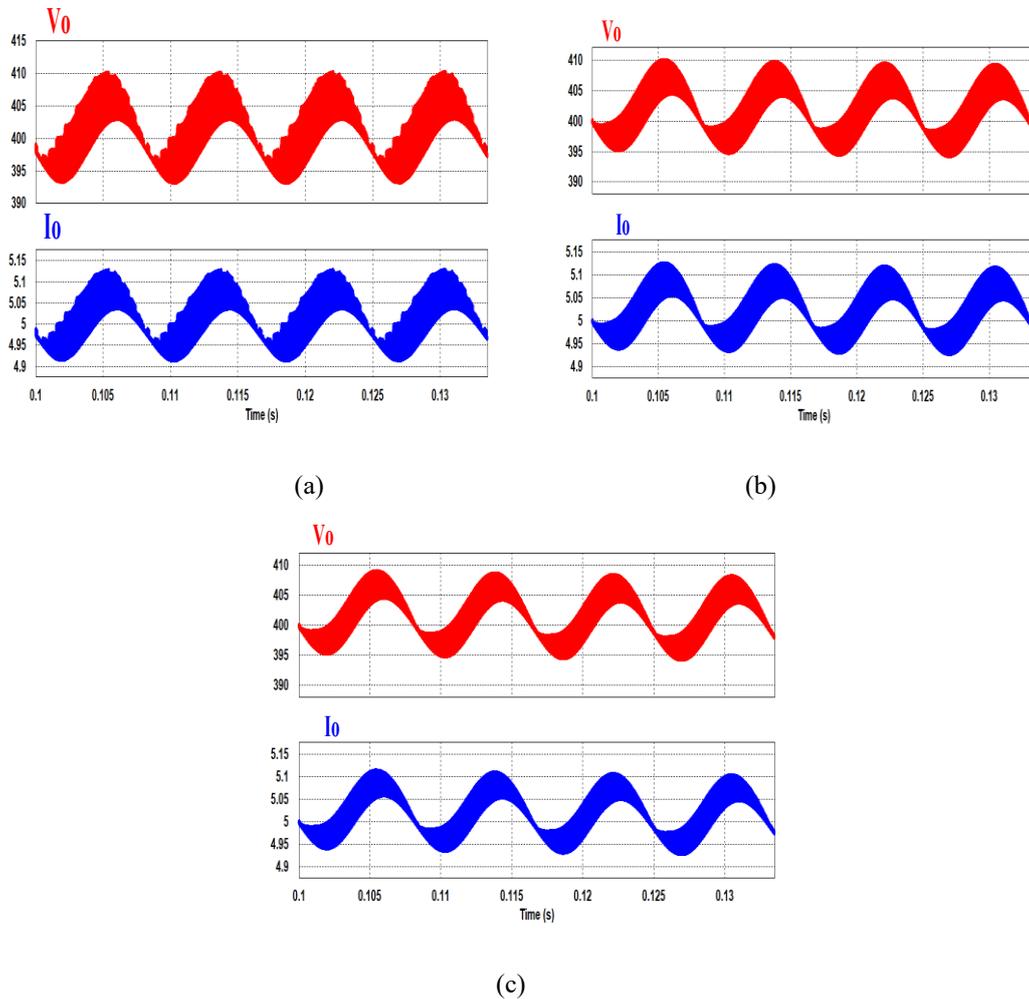
(c)

Fonte: Próprio Autor.

g) Esforços de tensão e corrente para saída

A Figura 71 mostra as formas de onda de tensão e corrente na saída do conversor proposto sob condições de plena carga. A tensão de saída apresenta ondulação de aproximadamente 17 V em baixa frequência (120 Hz). Observa-se que as tensões de saída foram reguladas no valor de 400 V.

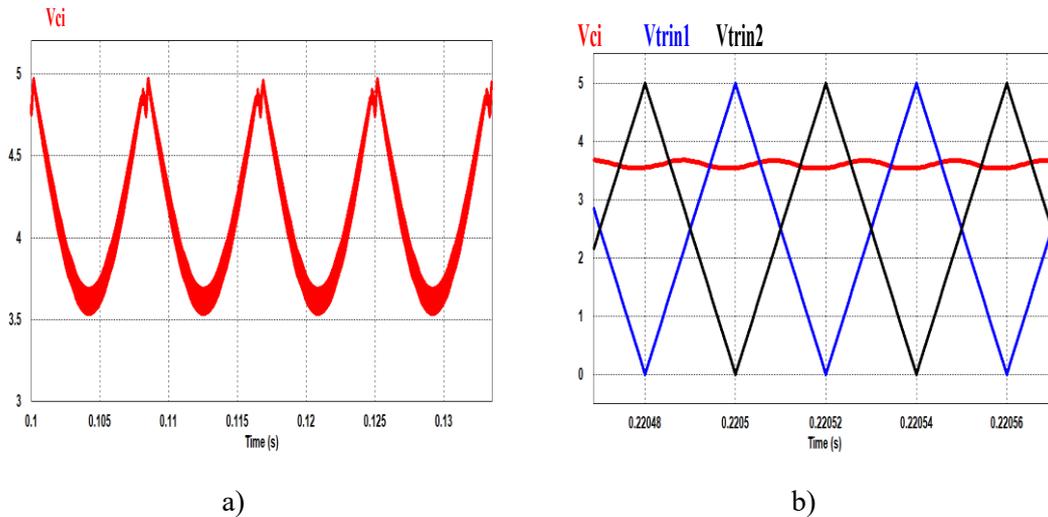
Figura 71 - Tensão e corrente de saída, (a) $V_{\text{min}}=176 \text{ Vca}$, (b) $V_{\text{nom}}=220 \text{ Vca}$ e (c) $V_{\text{max}}= 264 \text{ Vca}$.



Fonte: Próprio Autor.

A Figura 72 (a) mostra a forma de onda da tensão de controle para dois ciclos da rede e a Figura 72 (b) mostra as formas de ondas das portadoras, defasadas entre si de 180° , e da tensão de controle do conversor na frequência de comutação. Observa-se que a moduladora apresenta uma baixa inclinação quando comparadas com as rampas de subida e descida das ondas triangulares, o que caracteriza uma boa estabilidade do sistema.

Figura 72 - (a) Forma de onda da tensão de controle para dois ciclos da rede; e (b) Forma de onda das portadoras e da tensão de controle na frequência de comutação.

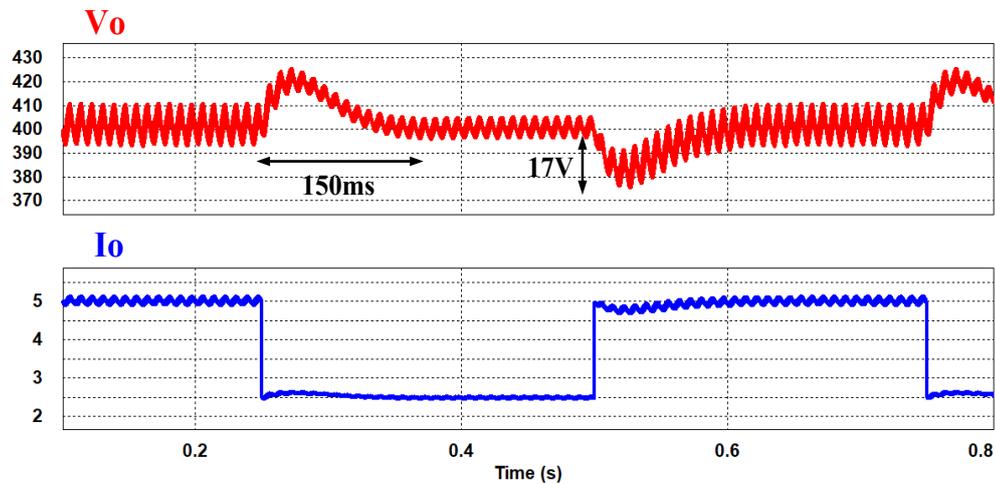


Fonte: Próprio Autor.

5.3. Resposta Dinâmica Do Conversor

Para validar a dinâmica do projeto de controle foi realizado um degrau de carga na saída de 50% a 100% e vice-versa, conforme mostrado na Figura 73. Observa-se que quando aplicado o degrau de carga a tensão de saída do conversor apresenta *overshoots* de aproximadamente 17 V, o que corresponde a 4,25% da tensão de saída total de 400 V. O tempo de acomodação observado é de aproximadamente 150 ms, onde percebe-se que a resposta da malha de tensão é lenta, tendo em vista que a frequência de cruzamento adotada foi de 20 Hz em conformidade às recomendações da literatura técnica (42). Também é possível observar o comportamento da corrente na carga durante a transição, onde percebe-se que no momento da transição a corrente passa 5,0 A para 2,5 A e vice-versa.

Figura 73 - Resposta dinâmica da tensão de saída para um degrau de carga de 100% para 50% e vice-versa.

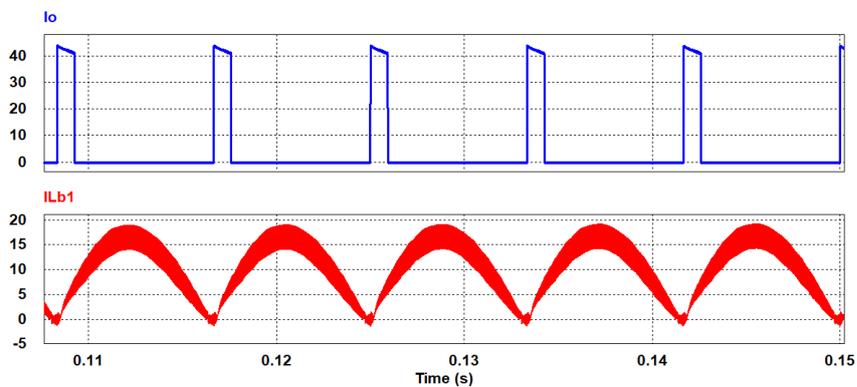


Fonte: Próprio Autor.

- **Simulação para Carga Não-Linear na Saída**

Visando a aplicação do barramento de saída do conversor para alimentar conversores CC-CA ou inversores, e uma vez que os conversores CC-CA drenam corrente pulsada com cargas não-lineares, foi realizado um teste com carga não-linear com objetivo de verificar a influência dela no formato da onda de corrente de entrada. Observando a Figura 74, nota-se que não há distorção da corrente através dos indutores de armazenamento, assim o formato senoidal da corrente de entrada é preservado. Este comportamento obtido é graças à escolha de uma malha de tensão lenta no controle ($f_{cv}=20$ Hz).

Figura 74 - Correntes na saída (carga) e no indutor Lb1 para carga não-linear.

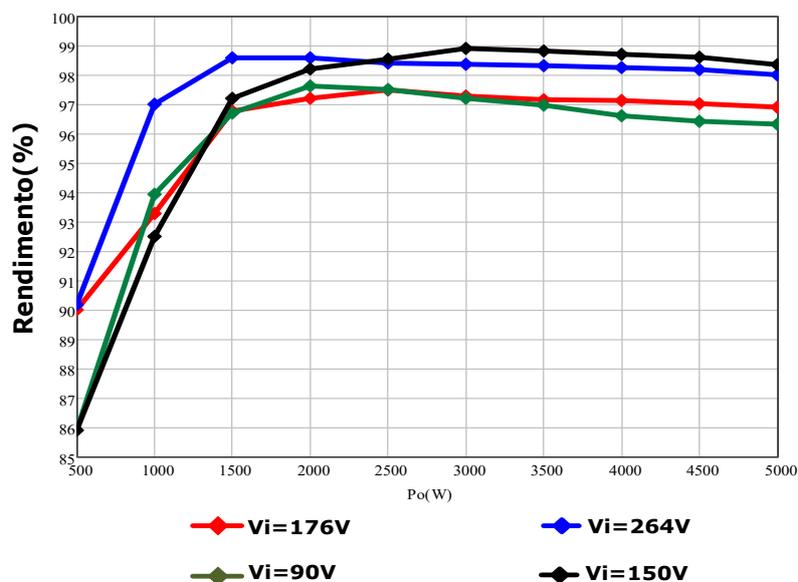


Fonte: Próprio Autor.

5.4. Rendimento Teórico Do Conversor Para Ambos Os Níveis De Tensão De Entrada

Por fim, após considerar os parâmetros reais dos semicondutores e demais componentes no simulador PSIM, foram traçadas as curvas de eficiência do conversor proposto, conforme mostrado na Figura 75. Elas correspondem às tensões de entrada rms de 264 Vca, 176 Vca, tensão máxima e mínima para tensão nominal de entrada igual à 220 Vca, e 150 Vca, 90 Vca, tensão máxima e mínima para tensão nominal de entrada igual à 110 Vca. Então, na potência máxima ($P_o = 2 \text{ kW}$) os rendimentos estimados foram de 98,7%, 97,2%, 98,1% e 97,5%, respectivamente. Infelizmente, não foi possível incluir as perdas magnéticas do indutor e do transformador. Desta maneira, o rendimento obtido experimentalmente sofrerá uma certa redução ao teórico aqui apresentado.

Figura 75 - Rendimento teórico do conversor proposto.



Fonte: Próprio Autor.

5.5. Considerações Finais

Neste capítulo é apresentado os resultados de simulação do conversor sob estudo. As formas de onda de tensão e corrente nos componentes do conversor conferem com as formas de onda teóricas apresentadas, e apresentam valores de acordo com o projeto realizado no capítulo 2.

Além disso, foi possível observar na Tabela 4.2 a similaridade os valores teóricos e simulados do conversor, validando desta maneira a análise quantitativa do conversor.

Para validar o projeto do circuito de controle, proposto no capítulo 4, o conversor proposto foi simulado aplicando degraus de carga resistiva na saída e verificando a resposta dinâmica da tensão de saída. O circuito de controle apresentou bom comportamento dinâmico, uma vez que com a aplicação do degrau de carga, o tempo de acomodação e os *overshoots* estão dentro dos valores recomendados, portanto, os resultados foram satisfatórios. Também foi simulado uma carga pulsada emulando um inversor ligado na saída do conversor proposto, e a resposta a este tipo de carga considerada não linear foi bem comportada.

CONCLUSÃO GERAL

Atualmente, a busca contínua por conversores CA-CC para aplicações que requerem elevados níveis de potência, baixa distorção harmônica, alta eficiência, leva os pesquisadores a procurarem novas topologias. Nesse contexto esse trabalho apresenta uma nova topologia de conversor CA-CC ainda não estudada, o qual mostrou as características de alto fator de potência, operação com dois valores de tensão de entrada (110 Vca e 220 Vca) preservando o rendimento, isolamento em alta frequência e regulação da tensão de saída.

Portanto, o conversor proposto pode se tornar bastante atrativo em aplicações de potências mais elevadas principalmente pelo fato de as perdas serem distribuídas entre os semicondutores, facilitando assim o projeto térmico do conversor. Para a situação de tensão de entrada mínima e máxima, o conversor apresentou uma taxa de distorção harmônica total da corrente menor que 5%, estando de acordo com os limites estabelecidos pela norma IEEE 519-2022. Além disso, as ondulações de corrente no indutor de entrada apresentam amplitudes reduzidas e frequências com o dobro do valor da frequência de comutação o que reduz o peso e o volume do conversor. Ainda foi possível notar que os interruptores são submetidos a baixos valores de tensão, implicando a escolha de transistores com tensões de operação de 600 V, que são muito comuns no mercado de componentes eletroeletrônicos. Como inconveniente (*drawback*) sem comprometer a qualidade de operação do conversor, é a quantidade de oito transistores envolvidos, sendo quatro transistores principais que controlam o fluxo de potência da entrada para a saída e quatro transistores auxiliares para ajuda na comutação dos transistores principais.

Neste trabalho, todos os objetivos foram atingidos, tais como: operação bivolt (110 Vca e 220 Vca), alto fator de potência para ambos os valores de tensão de entrada, comutação suave (*ZVS – Zero Voltage Switching*) de todos os interruptores desde vazio até plena carga, isolamento galvânico em alta frequência para reduzir o peso e o volume do transformador e regulação da tensão de saída. O conversor estudado apresenta grande potencial para ser usado no desenvolvimento de nobreaks, carregadores de baterias para veículos elétricos (VEs) e acionamento de motores de indução adicionando inversores na saída.

Como sugestões para trabalhos futuros, são feitas as seguintes recomendações:

- A implementação do protótipo do conversor proposto em laboratório;
- Fazer uma composição topológica usando topologias de conversores CC-CC Push-Pull alimentados em corrente com células trifásicas;
- Implementação de controle digital utilizando DSP's;
- Estender a topologia para alimentação com rede trifásica como mostrada em (32);
- Estudar o conversor proposto para operação com razão cíclica, D , menor ou igual que 0,5.
- Fazer estudos de transitórios de partida e o comportamento do conversor quando o sistema supervisor abre abruptamente os interruptores principais em caso de curtos-circuitos ou sobrecargas.

Publicação

Foi publicado um artigo científico relacionado com a estrutura do conversor proposto, e apresentado em congresso internacional:

DELGADO, A. H. et al. **High Frequency Isolated AC-DC Converter With High Power Factor Based On ZVS Push-Pull Converters**. In: Southern Power Electronics Conference (SPEC), 8th, 2023, Florianopolis. IEEE 2023, p. 1-7.

REFERÊNCIAS

1. QIAO, W. et al., **Smart Transmission Grid: Vision and Framework**. IEEE Transactions on smart grid, v. 1, n. 2, p. 168-177, Sept. 2010.
2. ON SEMICONDUCTOR, **Power Factor Correction (PFC) Handbook - Choosing the Right Power Factor Controller Solutions**, Disponível em: <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/HBD853-D.pdf>, 2014. Acesso em: 15 de jan. de 2023.
3. BRENT MCDONALD, and BEN LOUGH, **Power Factor Correction (PFC) Circuit Basics – Slup390**, Texas Instruments Power Supply Design Seminar, 2020.
4. BARBI, Ivo, **Eletrônica de Potência**. Florianópolis. Edição do Autor, 6ª edição. 2006.
5. IEC. IEC 61000-3-2: **Electromagnetic Compatibility (EMC) – Part 3: Limits – Section 2: Limits for Harmonic Current Emissions (Equipment input current < 16 A per phase)**, Emenda A14, 2001.;
6. ASSUNÇÃO, G. O., **Conversor CA-CC trifásico de estágio único com elevado fator de potência baseado no conversor SEPIC MCD com interruptores bidirecionais**. 2016. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Ponta Grossa, 2016.;
7. EVERTS, J. et al., **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), p. 1048–1055, Feb 2012. ISSN 1048-2334.
8. BORGES, R. **Tensão nominal (fase-neutro) nas cidades brasileiras, por estado**. 2019. Disponível em: <https://www.inf.ufrgs.br/~cabral/Tensao.nominal.estados.Brasil.html>. Acesso em: 10 de ago. de 2023.
9. ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D., **Fundamentals of power electronics**. 2nd ed. Colorado: Kluwer Academics Publishers, 2001, 883 p.
10. POMÍLIO, J. A., **Pré-reguladores de fator de potência**. Apostila de publicação interna, Universidade Estadual de Campinas, Campinas, 2007.

11. MARTINS, S. E., **Retificadores monofásicos com alto fator de potência e comutação em baixa frequência**. 2002. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. UNICAMP, Campinas, 2002.
12. BORGONOVO, Devis., **Análise Modelagem e Controle dos Retificadores PWM Trifásicos**. 2005. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - INEP, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2005.
13. BELTRAME, F., **Análise comparativa de conversores monofásicos aplicados à correção de fator de potência**. 2009. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal Santa Maria, Santa Maria, 2009.
14. DAQING, Wang; TAO, Meng; HONGQI, Ben; YAN, Liu, **Single-stage full-bridge PFC converter basic on clamp technique and its starting-up scheme**. In: International Power Electronics and Motion Control Conference, 7th,2012 Harbin, pp. 1799-1803.
15. GOLKHANDAN, Navid H.; CHAMANIAN, Mohammad Ali; TAHAMI, Farzad, **An isolated high power small-size interleaved push-pull pfc rectifier with zvs for 400 volt telecom energy distribution systems**. In: International Telecommunications Energy Conference (INTELEC). Torino, 2018. IEEE, 2018. p. 1-6.
16. 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**. In: Transactions on Transportation Electrification. IEEE, 2017, v. 3, n. 3, p. 536-544.
17. H. -S. CHO, J. -S. YOO, J. -Y. CHOI, M. -K. YANG and W. -Y. CHOI, **Bridgeless half-bridge AC-DC converter with series-connected two transformers**. In: Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 28th, 2013, Long Beach. IEEE, 2013, pp. 3241-3245.
18. JAUCH, Felix; BIELA, Juergen, **Single-phase single-stage bidirectional isolated ZVS AC-DC converter with PFC**. In: International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC),15th,2012, Novi Sad. IEEE, 2012. p. LS5d. 1-1-LS5d. 1-8.

19. BAEK, Jongbok et al., **A critical conduction mode bridgeless flyback converter**. In: International Conference on Power Electronics-ECCE, 8th, 2011, Jeju. IEEE, 2011. p. 487-492.
20. TSENG, Sheng-Yu; HUANG, Po-Jui; WU, Dong-Heng, **Power Factor Corrector with Bridgeless Flyback Converter for DC Loads Applications**. *Energies*, v. 11, n. 11, p. 3096, 2018.
21. POMÍLIO, J. A.; SPIAZZI G., **Soft-Comutated Cuk e Spic Converters as Power Factor Preregulators**, In: IECON, 20th, 1994, Bologna. International Conference, 1994, v. 1, p. 256–261.
22. BIST, Vashist; SINGH, Bhim, **A unity power factor bridgeless isolated Cuk converter-fed brushless DC motor drive**. In: Transactions on Industrial Electronics, 2014, Wadern. IEEE, 2014, v. 62, n. 7, p. 4118-4129.
23. KHAN, Hashim Raza et al., **An isolated power factor corrected Cuk converter with integrated magnetics for brushless dc ceiling fan applications**. *Electronics*, v. 10, n. 14, p. 1720, 2021.
24. WU, Deliang; SONDHARANGALLA, Madhura; AYYANAR, Rajapandian, **Isolated Bridgeless PFC Converter Based on Active-Clamped SEPIC**. *CPSS Transactions on Power Electronics and Applications*, v. 7, n. 3, p. 239-250, 2022.
25. DING, Mingyuan et al. **A High-Performance Isolated Bridgeless Resonant SEPIC PFC converter at Medium Line Frequencies**. In: Transactions on Power Electronics, 2023. IEEE, 2023, Vol. 38, Iss: 8, pp 10040-10051.
26. ANAND, Aniket; SINGH, Bhim, **Isolated Zeta Converter Fed SRM Drive with High Power Conversion Efficiency**. In: Uttar Pradesh Section International Conference on Electrical, Electronics and Computer Engineering (UPCON), 5th, 2018, Gorakhpur. IEEE, 2018, p. 1-6.
27. NARULA, Swati; SINGH, Bhim; BHUVANESWARI, Gurumoorthy, **Power factor corrected welding power supply using modified zeta converter**. In: Journal of emerging and selected topics in power electronics, 2015, USA. IEEE, 2015, v. 4, n. 2, p. 617-625.
28. KUMAR, Amit; SHARMA, Utkarsh; SINGH, Bhim, **Pmblcdc motor based ceiling fan using an isolated pfc zeta converter**. In: International Conference on Power Electronics, Smart Grid and Renewable Energy (PESGRE2020), 2020, Kerala. IEEE, 2020. p. 1-6.

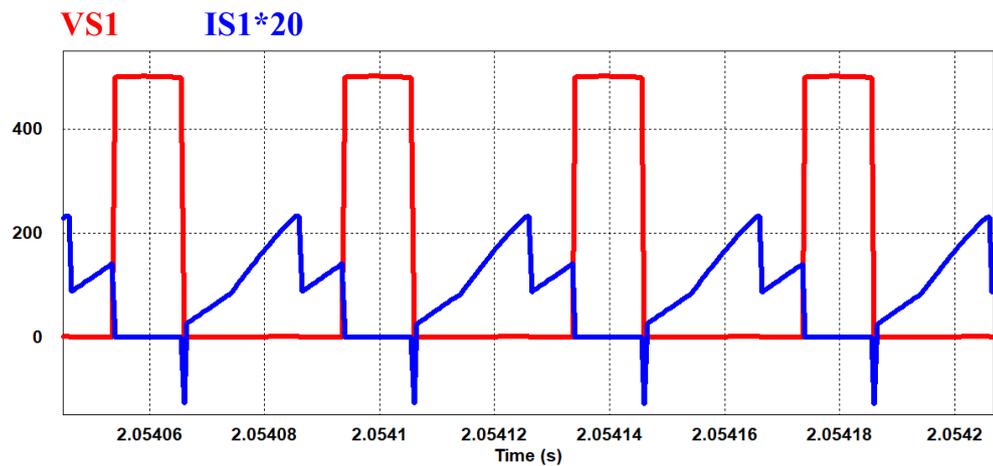
29. WU, Qunfang et al., **Active-clamped ZVS current-fed push–pull isolated dc/dc converter for renewable energy conversion applications**. In: IET Power Electronics, v. 11, n. 2, p. 373-381, 2018.
30. NOME, Faruk J.; BARBI, Ivo, **A ZVS clamping mode-current-fed Push-Pull DC-DC converter**. In: International Symposium on Industrial Electronics. Proceedings, 1st, 1998, Pertoria. IEEE, 1998. p. 617-621.
31. MIRANDA-TERÁN, Eldin Mario et al., **Modified Active-Clamped Current-Fed DC–DC Push–Pull Converter**. Energies, v. 16, n. 17, p. 6300, 2023.
32. TORRICO-BASCOPE, R. P., **Conversores CC-CC ZVS-PWM Duplo Forward com Acoplamento Magnético**. 2000. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica), Instituto de Eletrônica de Potência, Depto. Eng. Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2000.
33. DELGADO, Arlindo HR et al., **High Frequency Isolated AC-DC Converter With High Power Factor Based On ZVS Push-Pull Converters**. In: Southern Power Electronics Conference (SPEC), 8th, 2023, Florianópolis. IEEE, 2023. p. 1-7.
34. FARUK, J., **Estudo de Um Conversor Push-pull Alimentado Em Corrente Com Grampeamento Ativo**. 1998. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 1998.
35. ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS. **ABNT NBR 15014 (2003). Conversor a semicondutor - Sistema de alimentação, com saída em corrente alternada (Nobreak) – Terminologia**. ABNT. Rio de Janeiro. 2003.
36. ALEXANDER, Charles; SADIKU, Matthew. **Fundamentals of Electric Circuits**, 3th ed, Boston. The McGraw-Hill Companies, 2007.
37. THORNTON, **Catálogo de Núcleos de Ferrite**. Disponível em: <http://www.thornton.com.br>. Acesso em: 10 de jul. de 2023.
38. MCLYMAN, Colonel Wm. **Transformer and Inductor Design Handbook**. 3 ed. Idyllwild, California. Marcel Dekker, Inc., 2004.
39. IVO BARBI, **Projetos de Fontes Chaveadas**. 2^a ed. Florianópolis. Ed. do Autor, 2007.
40. TORRICO-BASCOPE, R. P., **Conversores PWM com Controle por Modo Corrente Média**. In: Apostila da Disciplina: Modelagem de Conversores Estáticos, Depto. Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Ceará, 2010.

41. VORPERIAN, V., **Simplified analysis of PWM converters using model of PWM switch. Continuous conduction mode.** Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on, vol. 26, pp. 490-496, 1990.
42. TODD P. C., **UC3854 Controlled Power Correction Circuit Design.** UNITRODE, Application Note U-134, p. 9-362 - 9-381, 1994.
43. I. Barbi, A. F. Souza, **Curso Retificadores de Alta Potência,** Florianópolis, Brasil, 1996.
44. DIXON, Loyd., **Average Current Control of Switching Power Supplies.** UNITRODE, Application Note U-134, p.9-457 – 9-470, 1994.
45. CACAU, R. G. A., **Pré-Regulador Push-Pull Modificado Baseado Na Célula De Comutação De Três Estados.** 2011. Monografia (Trabalho de conclusão de curso) Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2011.
46. COELHO, F. A. B., **Um conversor Push-Pull Boost Trabalhando com Alto Fator de Potência Aplicando um Filtro Passivo Sintonizado.** 2006. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) Faculdade de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, 2006.
47. W. H. Lei, T. K. Man., **A general Approach for Optimizing Dynamic Response for Buck Converter.** On Semiconductor. April 2004. Publication Code ADN8143-D.
48. H. Dean Venable, **Optimum Feedback Amplifier Design For Control Systems,** Venable Technical Paper #3, 2002.
49. WU, Fengjiang, et al., **Overview of Single-Stage High-Frequency Isolated AC–DC Converters and Modulation Strategies,** In: Transactions on Power Electronics, 2023. IEEE, 2023, Vol. 38, No. 2, pp. 1583-1598.
50. LUO Suhua, WU Fengjiang, and WANG Guizhong, **Single-Stage Hybrid Three-Level DAB Type Resonant AC–DC Converter,** In: Transactions on Transportation Electrification, 2022. IEEE, 2022, Vol. 8, No. 1, 799-807.
51. DAO Ngoc Dat and LEE Dong-Choon, **Modulation and Control of Single-Stage Bidirectional Isolated Direct-Matrix-based AC-DC Converters.** In: International Conference on Power Electronics - ECCE, 10th, 2019, Busan. IEEE, 2019, 27-30, pp. 1-6.

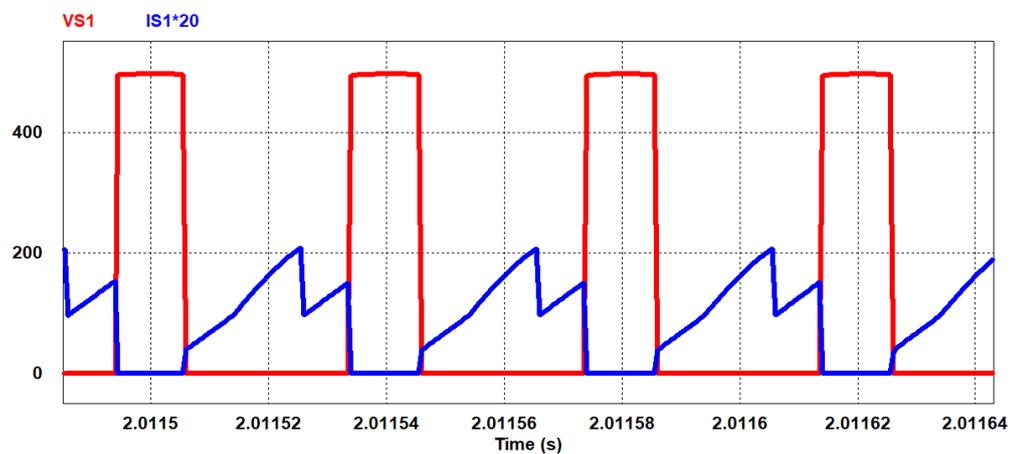
APÊNDICE A - COMUTAÇÃO SUAVE PARA CARGA NOMINAL ABAIXO DE 40%.

A Figura abaixo apresenta a corrente e tensão nos interruptores principais com o conversor operando em (a) 40% (b), (c) 30%, (d) 20%, (e) 10% e (f) 1,25% da carga nominal. Comprovando que o conversor opera em comutação suave para toda faixa de carga nominal, de 100% - 0%.

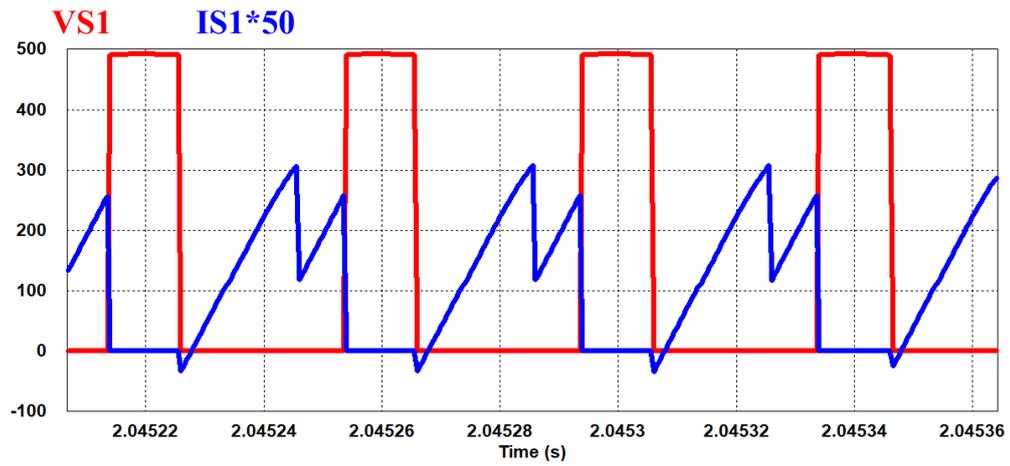
Figura A1. Tensão e corrente nos interruptores principais, com o conversor operando em (a) 40% (b), 30%, (c) 20%, (d) 10% e (e) 1,25% da carga nominal.



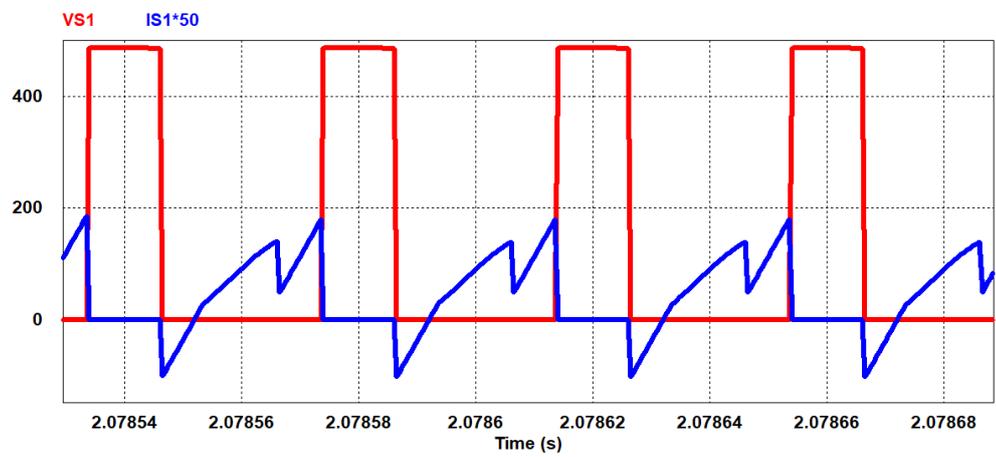
(a)



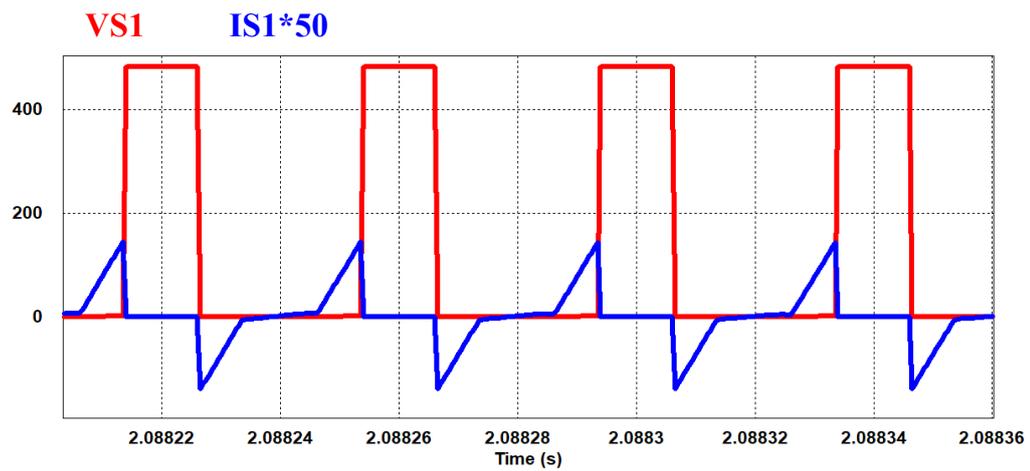
(b)



(c)



(d)



(e)

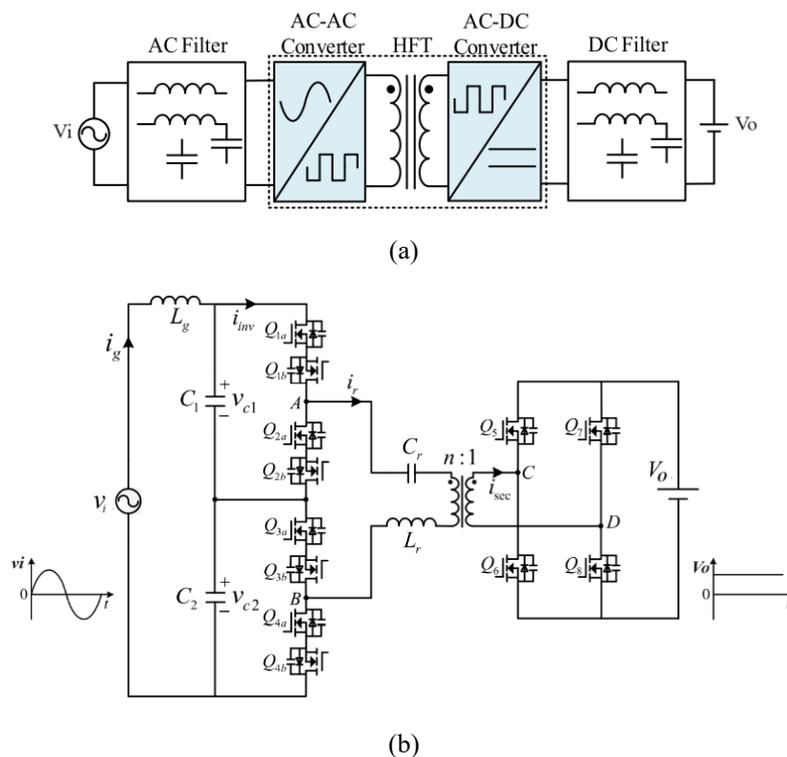
Fonte: Próprio Autor.

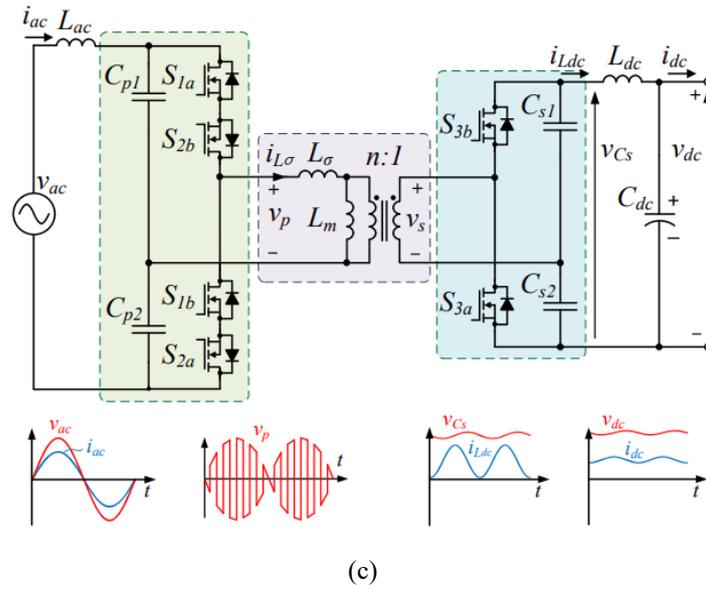
APÊNDICE B - CARACTERIZAÇÃO DE ESTÁGIOS DE CONVERSORES CA-CC ISOLADOS EM ALTA FREQUÊNCIA.

Segundo [49-51], os conversores CA-CC isolados em alta frequência são identificados de acordo aos estágios de processamento de potência. Assim, na Figura B1 são mostrados o diagrama de blocos e a topologia de um conversor CA-CC de estágio único. Na sequência, na Figura B2 são apresentados o diagrama de blocos e a topologia de um conversor CA-CC de estágio quase-único. Finalmente, na Figura B3 são mostrados o diagrama de blocos e a topologia de um conversor CA-CC de estágio duplo. Dentro dessa identificação realizada na literatura técnica, o conversor proposto neste trabalho se enquadra dentro das topologias de estágio quase-único.

B1. Conversor CA-CC isolado em alta frequência de “Estágio Único”

Figura B1. (a) Diagrama de blocos, (b) e (c) topologia monofásica de estágio único.

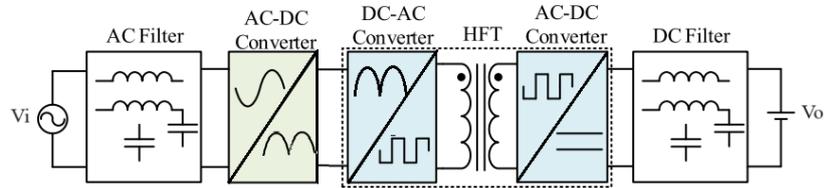




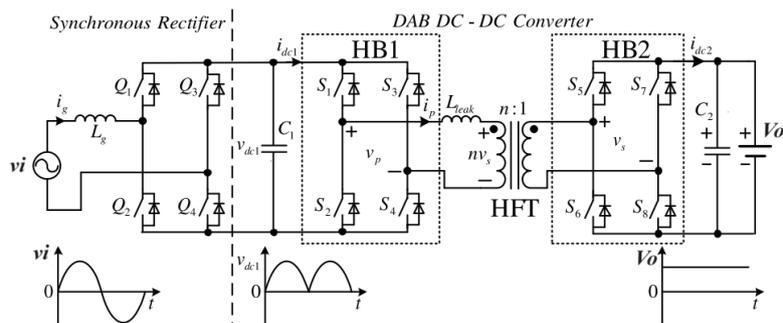
Fonte: Adaptados de [49], [50] e [51].

B2. Conversor CA-CC isolado em alta frequência de “Estágio Quase-Único”

Figura B2. (a) Diagrama de blocos, (b) topologia monofásica de estágio quase-único.



(a)

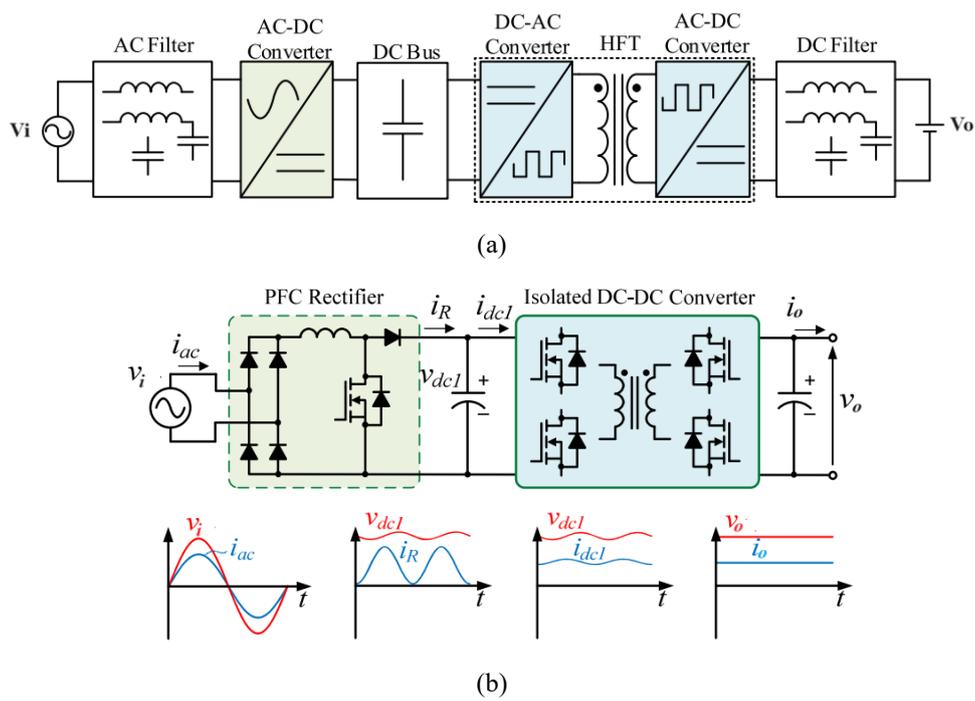


(b)

Fonte: Adaptados de [49] e [50].

B3. Conversor CA-CC isolado em alta frequência de “Estágio Duplo”

Figura B3. (a) diagrama de bloques, (b) topologia monofásica de estágio duplo.



Fonte: Adaptados de [49] e [51].