



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

FABÍOLA MARIA ALEXANDRE LINARD

**CONVERSORES CA-CC MONOFÁSICOS BASEADOS NA CÉLULA DE
COMUTAÇÃO DE MÚLTIPLOS ESTADOS TIPO T (CCME-TT)**

FORTALEZA

2021

FABÍOLA MARIA ALEXANDRE LINARD

**CONVERSORES CA-CC MONOFÁSICOS BASEADOS NA CÉLULA DE
COMUTAÇÃO DE MÚLTIPLOS ESTADOS TIPO T (CCME-TT)**

Tese apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do título de Doutora em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Sistema de Energia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. René Pastor Torrico Bascopé.

FORTALEZA

2021

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação
Universidade Federal do Ceará
Biblioteca Universitária

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

- L716c Linard, Fabíola Maria Alexandre.
Conversores CA-CC monofásicos baseados na célula de comutação de múltiplos estados tipo T (CCME-TT) / Fabíola Maria Alexandre Linard. – 2021.
160 f. : il. color.
- Tese (doutorado) – Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Fortaleza, 2021.
Orientação: Prof. Dr. René Pastor Torrico Bascopé .
1. Conversores CA-CC com correção de fator de potência e múltiplas saídas. 2. Células de comutação de múltiplos estados tipo T modificado (CCME-TTM). 3. Estágio para inversores de tensão multiníveis. I. Título.

CDD 621.3

FABÍOLA MARIA ALEXANDRE LINARD

**CONVERSORES CA-CC MONOFÁSICOS BASEADOS NA CÉLULA DE
COMUTAÇÃO DE MÚLTIPLOS ESTADOS TIPO T (CCME-TT)**

Tese apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do título de Doutora em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Sistema de Energia Elétrica.

Aprovada em: ___/___/_____.

BANCA EXAMINADORA

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

Prof. Prof. Dr. Clóvis Antônio Petry
Instituto Federal de Santa Catarina (IFSC)

Prof. Prof. Dr. Fernando Lessa Tofoli
Universidade Federal de São João del-Rei (UFSJ)

Prof. Dr. Demercil de Souza Oliveira Júnior
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Paulo Peixoto Praça
Universidade Federal do Ceará (UFC)

*À Deus,
por ter me feito a pessoa que sou,
por ter me dado a família que tenho,
por ter iluminado sempre o meu caminho
e me levado para este momento de tamanha magnitude.*

*Aos meus pais Rita e Filomeno,
Ao meu amado esposo Fábio
E nosso filho Gabriel,
A todos os familiares e amigos
Dedico este trabalho.*

AGRADECIMENTOS

Primeiramente a Deus, por estar sempre guiando meus passos e me fortalecendo para concluir mais este desafio.

A todos os meus familiares, de uma forma muito especial, minha mãe Rita, por sempre incentivarem minha formação profissional e por estarem presentes nos momentos de maiores desafios em minha vida.

Ao meu amado esposo Fábio que me apoiou em todos os momentos, incentivando-me e acreditando sempre em minha capacidade, com amor e paciência. Agradeço por ser a minha base sólida, por estar sempre disponível e principalmente por me estimular a querer sempre aprender e melhorar.

Ao meu orientador professor Dr. René Pastor Torrico Bascopé, pela sua orientação, sempre com profissionalismo e paciência. Obrigada por estar sempre aberto a questionamentos e ensinamentos. Agradeço imensamente por cada conhecimento que transmitiu e dividiu, de forma tão competente, precisa e generosa.

Aos professores e funcionários do Departamento de Engenharia Elétrica da UFC, que tanto contribuíram para a minha formação profissional, desde a graduação. Professores Demercil, Fernando Antunes e Cicero Marcos por me mostrarem alguns dos caminhos da eletrônica de potência. Um agradecimento especial para os servidores Mário Sérgio e Pedro Augusto.

Aos meus amigos, colegas de doutorado e integrantes do GPEC por todo apoio, incentivo, conhecimentos técnicos e companheirismo em todas as etapas vencidas.

Aos professores Demercil de Souza Oliveira Júnior, Paulo Peixoto Praça, da Universidade Federal do Ceará (UFC), Clóvis Antônio Petry, do Instituto Federal de Santa Catarina e Fernando Lessa Tofoli, da Universidade Federal de São João del-Rei (UFSJ) por aceitarem participar, desta banca avaliadora.

Aos amigos e colegas do curso de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Piauí que permitiram minha dedicação para o desenvolvimento deste trabalho, meus mais sinceros agradecimentos. Aos que fazem parte da Universidade Federal do Piauí por sempre incentivar a qualificação profissional

Finalmente, agradeço todos àqueles que de alguma maneira contribuíram para conclusão desta tese.

*“Todos os seus sonhos podem se tornar realidade
se você tiver coragem para persegui-los.”
(Walt Disney)*

*“Cada sonho que você deixa para trás
é um pedaço do seu futuro que deixa de existir.”
(Steve Jobs)*

RESUMO

Este trabalho propõe a concepção de conversores CA-CC monofásicos e trifásicos baseados na célula de comutação de múltiplos estados tipo T modificado (CCME-TTM), os quais podem ser aplicados em sistemas que requerem de média tensão. Os conversores sob estudo podem ser empregados como o estágio de entrada de sistemas que possuem inversores multiníveis com ponto neutro grampeado (*NPC - Neutral Point Clamped*), inversores multiníveis em ponte H cascadeado (*Cascaded H-Bridge Multilevel Inverters*) e conversores multiníveis modulares (*MMC - Modular Multilevel Converters*). A versatilidade das topologias supracitadas deve-se à utilização da CCME-TTM, que apresenta na sua configuração um transformador no qual são acoplados enrolamentos secundários com relações de transformação adequadas de acordo ao requerimento. Outras características promissoras incluem correção do fator de potência; obtenção de múltiplas tensões de saída balanceadas; formas de onda de tensão multinível na entrada após o indutor; e redução de esforços de tensão nos semicondutores, os quais são inferiores à tensão total do barramento CC, com impacto direto no rendimento. Após a proposição de topologias de conversores CA-CC bidirecionais, tanto trifásicas como monofásicas, e devido à extensão do assunto, a tese limitou-se ao estudo de duas topologias monofásicas derivadas das topologias genéricas, sendo uma não isolada e a outra isolada. Para as topologias supracitadas, foram feitas a análise qualitativa, a análise quantitativa, modelagem das plantas para a obtenção das funções de transferência pelo método aproximado. Posteriormente, para verificar o princípio de funcionamento, foram feitos os projetos dos circuitos de potência e controle para, tensão de entrada de 110 V, tensão de saída total de 1 kV distribuída em quatro saídas de 250 V e potência de saída total de 3 kW. Os resultados mostraram que bastando o balanceamento das tensões de saída da célula tipo T, as saídas dos secundários acoplados, são naturalmente balanceados.

Palavras-chave: Conversores CA-CC com correção de fator de potência e múltiplas saídas. Células de comutação de múltiplos estados tipo T modificado (CCME-TTM). Estágio para inversores de tensão multiníveis.

ABSTRACT

This work proposes the conception of single-phase and three-phase AC-DC converters based on the modified multi-state switching cell type T (MSSC-TTM), which can be applied in medium-voltage systems. The converters under study can be employed as the input stage of systems composed of multilevel Neutral Point Clamped (NPC), Modular Multilevel Converters (MMC) and and/or cascade full-bridge (H bridge) inverters. Such structures are adequate for a wide variety of applications, e.g., induction motor drives, uninterruptible power supplies (UPSs), active filters, among others. The versatility of the aforementioned structures is owing to the MSSC-TTM, which incorporates a transformer to which secondary windings with proper turns ratio are coupled according to the requirement. Other prominent characteristics include power factor correction; achievement of balanced multiple output voltages; multilevel voltage waveforms on the input downstream of the inductor; and reduced voltage stresses on the semiconductors, which are lower than the total dc link voltage, with consequent impact on the efficiency. After proposing topologies of three-phase and single-phase bidirectional AC-DC converters, and due to the extension of the theme, the thesis was limited to the study of two single-phase topologies derived from generic topologies, one not isolated and one isolated. For the aforementioned topologies, qualitative analysis, quantitative analysis and plant modeling were performed to obtain transfer functions by the approximate method. In order to verify the operating principle, power and control circuits were designed for 110 V input voltage, 1 kV total output voltage distributed over four 250 V outputs and 3 kW total output power. The results showed that by just balancing the output voltages of the type T cell, the outputs of the coupled secondary cells are naturally balanced.

Keywords: AC-DC converters with PFC and multiples outputs. Multi-state switching cell modified type T. Stage for multilevel voltage inverters.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1.1 - Diagramas de blocos de conversores CA-CC trifásicos com as saídas; (a) não isoladas conectadas em série; (b) isoladas conectadas em série; (c) isoladas independentes.	3
Figura 1.2 - Configurações de plantas eólicas: (a) <i>onshore</i> , (b) <i>offshore</i>	6
Figura 1.3 - Diagrama de blocos de dois sistemas de alta potência, usando; (a) um gerador de indução duplamente alimentado (DFIG); e (b) um gerador síncrono.	6
Figura 1.4 - Conversor monofásico NPC de cinco níveis.	8
Figura 1.5 - Conversor monofásico diodo grampeado <i>back-to-back</i> de cinco níveis.	9
Figura 1.6 - Circuito de compensação de tensão com indutores acoplados.	10
Figura 1.7 - Circuito de balanceamento de tensão do barramento CC.....	10
Figura 1.8 - Esquemático de um sistema retificador/inversor trifásico de cinco níveis.....	12
Figura 1.9 - Conversor MPC trifásico CA/CC/CA com cinco níveis.	13
Figura 1.10 - Circuitos de balanceamento de tensão baseados em um RSCC.	14
Figura 1.11 - Topologia <i>back-to-back</i> com circuito de balanceamento de tensão nos capacitores intermediários.	14
Figura 1.12 - Conversor CA-CC 36-pulsos alimentando um inversor NPC de 5-níveis.	15
Figura 1.13 - Inversor multinível híbrido trifásico baseado em módulo meia ponte.	16
Figura 1.14 - Conversores CA-CA isolados inventados pelo cientista William McMurray em 1968, (a) usando interruptores genéricos e tiristor, (a) transistores bipolares.	17
Figura 1.15 - Conversor CC-CC <i>push-pull</i> alimentado em corrente trifásico.....	18
Figura 1.16 - Conversor CC-CC <i>Push-Pull</i> alimentado em corrente.....	19
Figura 1.17 - Passo a passo para a geração da célula de comutação de múltiplos estados tipo T (CCME-TT).....	20
Figura 1.18 - Geração da célula de comutação de múltiplos estados tipo T modificada (CCME-TTM).	21
Figura 1.19 - Possíveis configurações topológicas de retificadores trifásicos para os secundários auxiliares. (a) meia onda; (b) ponte completa com derivação central; (c) ponte completa; (d) ponte completa mista com interruptores e capacitores, e (e) ponte completa NPC.	23
Figura 1.20 - Topologia do conversor CA-CC não isolado bidirecional baseado na CCME-TTM.....	24
Figura 1.21 - Conversor CA-CC não isolado bidirecional particular baseado na CCME-TTM.	25

Figura 1.22 - Diferentes configurações topológicas para inclusão de células associadas a transformadores de média ou alta frequência.	26
Figura 1.23 - Topologia do conversor CA-CC isolado bidirecional baseado na CCME-TTM.	27
Figura 1.24 - Topologia do conversor CA-CC isolado bidirecional particular baseado na CCME-TTM.	27
Figura 1.25 - Conversor CA-CC não isolado unidirecional baseado na CCME-TTM.	28
Figura 1.26 - Conversor CA-CC não isolado unidirecional baseado na CCME-TTM.	29
Figura 2.1 - Topologia do conversor CA-CC proposto.	32
Figura 2.2 - Modo de operação do conversor para um período da rede.	33
Figura 2.3 - Primeira etapa para o modo de sobreposição no semiciclo positivo.	35
Figura 2.4 - Segunda etapa para o modo de sobreposição no semiciclo positivo.	35
Figura 2.5 - Terceira etapa para o modo de sobreposição no semiciclo positivo.	36
Figura 2.6 - Quinta etapa para o modo de sobreposição no semiciclo positivo.	37
Figura 2.7 - Sexta etapa para o modo de sobreposição no semiciclo positivo.	37
Figura 2.8 - Principais formas de onda em modo sobreposição no semiciclo positivo.	38
Figura 2.9 - Primeira etapa para modo de não sobreposição no semiciclo positivo.	39
Figura 2.10 - Segunda etapa para modo de não sobreposição no semiciclo positivo.	40
Figura 2.11 - Terceira etapa para modo de não sobreposição no semiciclo positivo.	41
Figura 2.12 - Quarta etapa para modo de não sobreposição no semiciclo positivo.	42
Figura 2.13 - Quinta etapa para modo de não sobreposição no semiciclo positivo.	42
Figura 2.14 - Principais formas de onda para o modo de não sobreposição.	43
Figura 2.15 - Variação da razão cíclica para alguns valores de β	45
Figura 2.16 - Formas de onda teóricas das tensões v_{N1} , v_{N2} e v_{AN} do conversor proposto.	46
Figura 2.17 - Tensão v_{AN} e sinais de comando dos interruptores para o Modo de sobreposição.	48
Figura 2.18 - Tensão de saída v_{AN} e sinais de comando dos interruptores para o modo de não sobreposição.	48
Figura 2.19 - Detalhe da corrente da forma de onda da corrente no interruptor S_1	50
Figura 2.20 - Formas de onda teóricas da corrente no diodo D_5	52
Figura 2.21 - Detalhe da corrente no diodo D_5	52
Figura 2.22 - Formas de onda teóricas da corrente no diodo D_1	54
Figura 2.23 - Detalhe da corrente no diodo D_1	55
Figura 2.24 - Forma de onda teórica da corrente no capacitor C_1	57

Figura 2.25 - Forma de onda teórica da corrente no capacitor C_2 .	58
Figura 2.26 - Modelo para obtenção da função de transferência do conversor boost: (a) Completo e (b) Simplificado.	60
Figura 3.1 - Circuito de potência do conversor proposto.	64
Figura 3.2 - Distribuição das perdas na condição nominal do conversor.	73
Figura 3.3 - Topologia do conversor <i>boost</i> equivalente.	74
Figura 3.4 - Diagrama esquemático geral do método de controle por corrente média.	76
Figura 3.5 - Estratégia de modulação dos interruptores do conversor.	77
Figura 3.6 - Modulação PWM em meio período de rede.	77
Figura 3.7 - Diagrama de blocos detalhado do controle.	78
Figura 3.8 - Diagrama de blocos da malha de corrente.	78
Figura 3.9 - Diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto da malha de corrente; (a) Ganho; (b) Fase.	81
Figura 3.10 - Diagrama de Bode da função de transferência $FTLA_{icc}(s)$ com compensador; (a) Ganho; (b) Fase.	83
Figura 3.11 - Lugar das raízes da FT de laço aberto com compensador PI tipo dois.	83
Figura 3.12 - Diagrama de Bode da função de transferência da malha de tensão sem compensador; (a) Ganho; (b) Fase.	85
Figura 3.13 - Diagrama de Bode da função de transferência $FTLA_{vcc}(s)$ com compensador; (a) Ganho; (b) Fase.	87
Figura 3.14 - Lugar das raízes da função de transferência de laço aberto com compensador PI tipo 2.	87
Figura 3.15 - Diagrama de Bode $FTLA_{vdsc}(s)$ sem compensador: (a) Ganho; (b) Fase.	88
Figura 3.16 - Diagrama de Bode da função de transferência $FTLA_{vdcc}(s)$ com compensador; (a) Ganho; (b) Fase.	90
Figura 3.17 - Lugar das raízes da função de transferência de laço aberto com compensador PI tipo 2.	90
Figura 4.1 - Circuito de potência simulado.	92
Figura 4.2 - Circuito de controle simulado.	93
Figura 4.3 - Gerador de onda triangular e moduladores PWM simulados.	93
Figura 4.4 - Formas de onda da tensão e corrente de entrada.	94
Figura 4.5 - Espectro harmônico da corrente de entrada.	94
Figura 4.6 - Formas de onda de tensão V_{AN} e da corrente do indutor LI .	95
Figura 4.7 - Formas de onda da tensão e da corrente no interruptor S_1 para um ciclo da rede.	95

Figura 4.8 - Formas de onda da tensão e da corrente no interruptor S_1 na frequência de comutação: (a) modo de não sobreposição e (b) modo de sobreposição.....	96
Figura 4.9 - Formas de onda da tensão e da corrente no interruptor S_2 na frequência de comutação: (a) modo de não sobreposição e (b) modo de sobreposição.....	96
Figura 4.10 - Formas de onda da tensão e da corrente no diodo D_1 para um ciclo da rede.	97
Figura 4.11 - Formas de onda da tensão e da corrente no diodo D_1 na frequência de comutação: (a) modo de não sobreposição e (b) modo de sobreposição.	98
Figura 4.12 - Formas de onda da tensão e da corrente no diodo D_5 para um ciclo da rede.	98
Figura 4.13 - Formas de onda da tensão e da corrente no diodo D_5 na frequência de comutação: (a) modo de não sobreposição e (b) modo de sobreposição.	99
Figura 4.14 - Formas de onda da tensão e da corrente no indutor <i>boost</i> L_I para um ciclo da rede.	100
Figura 4.15 - Formas de onda da tensão e da corrente no indutor L_I na frequência de comutação: (a) modo de não sobreposição e (b) modo de sobreposição.	100
Figura 4.16 - Formas de onda da tensão e da corrente no enrolamento primário N_{p1} para um ciclo da rede.....	101
Figura 4.17 - Formas de onda da tensão e da corrente nos enrolamentos primários de T_r na frequência de comutação: (a) modo de não sobreposição e (b) modo de sobreposição.....	101
Figura 4.18 - Formas de onda da tensão e da corrente no enrolamento secundário N_{s1} para um ciclo da rede.....	102
Figura 4.19 - Formas de onda da tensão e da corrente no enrolamento secundário do T_1 na frequência de comutação: (a) modo de não sobreposição e (b) modo de sobreposição.....	103
Figura 4.20 - Formas de ondada tensão nos capacitores do filtro de saída.	103
Figura 4.21 - Formas de onda das correntes nos capacitores do barramento.	104
Figura 4.22 - Formas de onda: (a) da tensão e (b) da corrente de saída, no barramento CC, para um ciclo da rede.....	104
Figura 4.23 - Forma de onda da tensão V_{AN}	105
Figura 4.24 - Formas de onda da tensão de controle.	105
Figura 4.25 - Formas de onda das portadoras e da moduladora.	106
Figura 4.26 - Tensão e corrente de entrada e tensão de saída - degrau de carga de 100% para 50% e vice-versa.....	107
Figura 4.27 - Tensão sobre os capacitores de saída – degrau de carga de 100% para 50% e vice-versa.....	107

Figura 4.28 - Formas de onda das tensões nos capacitores do barramento CC - durante degrau de carga.....	108
Figura 4.29 - Comportamento das tensões nos capacitores de saída para o cenário 1 e $P_{R2} = 750$ W. (a) V_{C1} , (b) V_{C2} , (c) V_{C3} e (d) V_{C4}	109
Figura 4.30 - Comportamento das tensões nos capacitores de saída para o cenário 2 e $P_{R2} = 750$ W. (a) V_{C1} , (b) V_{C2} , (c) V_{C3} e (d) V_{C4}	110
Figura 4.31 - Comportamento das tensões nos capacitores de saída para o cenário 3 e $P_{R02} = 750$ W. (a) V_{C01} , (b) V_{C02} , (c) V_{C03} e (d) V_{C04}	110
Figura 4.32 - Comportamento das tensões nos capacitores de saída para o cenário 1 e $P_{R3} = 750$ W. (a) V_{C1} , (b) V_{C2} , (c) V_{C3} e (d) V_{C4}	111
Figura 4.33 - Comportamento das tensões nos capacitores de saída para o cenário 2 e $P_{R3} = 750$ W. (a) V_{C1} , (b) V_{C2} , (c) V_{C3} e (d) V_{C4}	112
Figura 4.34 - Comportamento das tensões nos capacitores de saída para o cenário 3 e $P_{R3} = 750$ W. (a) V_{C1} , (b) V_{C2} , (c) V_{C3} e (d) V_{C4}	112
Figura 5.1 - Conversor CA-CC monofásico, isolado e unidirecional baseado na CCME-TTM.	114
Figura 5.2 - Circuito de controle simulado.....	115
Figura 5.3 - Detalhe da corrente da forma de onda da corrente no interruptor S_5	116
Figura 5.4 - Forma de onda teórica da corrente no diodo D_{13}	118
Figura 5.5 - Forma de onda teórica da corrente no capacitor C_{2a}	121
Figura 5.6 - Forma de onda teórica da corrente no capacitor C_2	122
Figura 5.7 - Formas de onda da tensão e corrente de entrada.	123
Figura 5.8 - Formas de onda de tensão V_{AN} e da corrente do indutor LI	123
Figura 5.9 - Formas de onda da tensão e da corrente no interruptor S_1 para um ciclo da rede.	124
Figura 5.10 - Formas de onda da tensão e da corrente no interruptor S_1 na frequência de comutação: (a) modo de não sobreposição e (b) modo de sobreposição.....	124
Figura 5.11 - Formas de onda da tensão e da corrente no interruptor S_2 na frequência de comutação: (a) modo de não sobreposição e (b) modo de sobreposição.....	125
Figura 5.12 - Formas de onda da tensão e da corrente no diodo D_I para um ciclo da rede. ..	126
Figura 5.13 - Formas de onda da tensão e da corrente no diodo D_1 na frequência de comutação: (a) modo de não sobreposição e (b) modo de sobreposição.	126
Figura 5.14 - Formas de onda da tensão e da corrente no diodo D_5 para um ciclo da rede. ..	127

Figura 5.15 - Formas de onda da tensão e da corrente no diodo D_5 na frequência de comutação: (a) modo de não sobreposição e (b) modo de sobreposição.	127
Figura 5.16 - Formas de onda da tensão e da corrente no indutor <i>boost</i> L_I para um ciclo da rede.	128
Figura 5.17 - Formas de onda da tensão e da corrente no indutor L_I na frequência de comutação: (a) modo de não sobreposição e (b) modo de sobreposição.	129
Figura 5.18 - Formas de onda da tensão e da corrente no enrolamento primário N_{pI} para um ciclo da rede.	130
Figura 5.19 - Formas de onda da tensão e da corrente no enrolamento primário do T_{rI} na frequência de comutação: (a) modo de não sobreposição e (b) modo de sobreposição.	130
Figura 5.20 - Formas de onda da tensão e da corrente no enrolamento primário N_{sI} para um ciclo da rede.	131
Figura 5.21 - Formas de onda da tensão e da corrente no enrolamento secundário do T_{rI} na frequência de comutação: (a) modo de não sobreposição e (b) modo de sobreposição.	131
Figura 5.22 - Formas de ondada tensão nos capacitores do filtro de saída.	132
Figura 5.23 - Formas de ondada tensão nos capacitores do C_{2a} e C_{3a}	132
Figura 5.24 - Formas de onda da tensão e corrente no barramento CC para um ciclo da rede.	133
Figura 5.25 - Forma de onda da tensão V_{AN}	133
Figura 5.26 - Tensão e corrente de entrada e tensão de saída V_o – degrau de carga de 100% para 50% e vice-versa.	135
Figura 5.27 - Tensão sobre os capacitores de saída – degrau de carga de 100% para 50% e vice-versa.	135
Figura 5.28 - Formas de onda das tensões nos capacitores do barramento CC, durante degrau de carga.	136
Figura 5.29 - Comportamento das tensões nos capacitores de saída para o cenário 1 e $P_{R02} = 750$ W. (a) V_{Co1} , (b) V_{Co2} , (c) V_{Co3} e (d) V_{Co1}	137
Figura 5.30 - Comportamento das tensões nos capacitores de saída para o cenário 2 e $P_{R02} = 750$ W. (a) V_{Co1} , (b) V_{Co2} , (c) V_{Co3} e (d) V_{Co1}	138
Figura 5.31 - Comportamento das tensões nos capacitores de saída para o cenário 3 e $P_{R02} = 750$ W. (a) V_{Co1} , (b) V_{Co2} , (c) V_{Co3} e (d) V_{Co4}	138
Figura 5.32 - Comportamento das tensões nos capacitores de saída para o cenário 1 e $P_{R03} = 750$ W. (a) V_{Co1} , (b) V_{Co2} , (c) V_{Co3} e (d) V_{Co1}	139

Figura 5.33 - Comportamento das tensões nos capacitores de saída para o cenário 2 e $P_{R03} = 750$ W. (a) V_{Co1} , (b) V_{Co2} , (c) V_{Co3} e (d) V_{Co1} .	139
Figura 5.34 - Comportamento das tensões nos capacitores de saída para o cenário 3 e $P_{R03} = 750$ W. (a) V_{Co1} , (b) V_{Co2} , (c) V_{Co3} e (d) V_{Co1} .	140
Figura A - 1 - Circuito de potência do conversor simulado.	150
Figura A - 2 - Circuito de controle do conversor simulado.	151
Figura A - 3 - Circuito simulado da geração das ondas triangulares.	152
Figura A - 4 - Circuito de potência do conversor simulado com saídas isoladas.	153
Figura A - 5 - Circuito simulado da malha de tensão diferencial do conversor com saídas isoladas.	154
Figura A - 6 - Circuito simulado da malha de tensão externa do conversor com saídas isoladas.	154
Figura A - 7 - Circuito simulado da malha de corrente com saídas isoladas.	155
Figura B - 1 - Circuito de amostragem de corrente.	157
Figura B - 2 - Circuito de controle da malha de tensão diferencial.	157
Figura B - 3 - Circuito da malha de tensão externa e conexão ao CI UC3854BN.	158
Figura B - 4 - Circuito de acionamento dos interruptores.	159
Figura B - 5 - Circuito gerador de ondas triangulares.	160

LISTA DE TABELAS

Tabela 1.1 - Lista comercial de turbinas eólicas utilizando geradores síncronos de ímã permanente.....	5
Tabela 2.1 - Níveis das tensões v_{N1} , v_{N2} e v_{AN} do conversor.	47
Tabela 3.1 - Especificações do projeto	63
Tabela 3.2 - Considerações do projeto	63
Tabela 3.3 - Principais parâmetros do IGBT IRGP50B60PD1	70
Tabela 3.4 - Principais parâmetros do diodo 30EPH06.....	72
Tabela 3.5 - Parâmetros dos conversores original e equivalente.....	75
Tabela 3.6 - Parâmetros para projeto da malha de corrente.	80
Tabela 3.7 - Especificações para projeto da malha de tensão total.	84
Tabela 4.1 - Comparação dos valores teóricos com os respectivos valores simulados para o conversor proposto.	106
Tabela 4.2 - Cenários utilizados para simulação.	109
Tabela 5.1 - Comparação dos valores teóricos com os respectivos valores simulados para o conversor proposto.	134
Tabela 5.2 - Cenários utilizados para simulação.	137

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
AGT	Alto Ganho de Tensão
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CCME	Célula de Comutação de Múltiplos Estados
CCME-TTM	Célula de Comutação de Múltiplos Estados tipo T Modificado
DFIG	<i>Doubly Fed Induction Generator</i>
EMI	<i>Electromagnetic Interference</i>
FC	<i>Flying Clamped Converter</i>
HVDC	<i>High Voltage Direct Current</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
LGR	Lugar Geométrico das Raízes
MCC	Modo de Condução Contínua
MI	Motor de Indução.
MLP	Modulação por Largura de Pulso
MMC	<i>Modular Multilevel Converter</i>
MOSFET	<i>Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor</i>
MPC	<i>Multipoint Clamped</i>
MT	Média Tensão
NBR	Norma Brasileira
NOM	<i>Non-Overlapping Mode</i>
NPC	<i>Neutral-Point-Clamped</i>
OM	<i>Overlapping Mode</i>
PFC	<i>Power Factor Correction</i>
PI	Proporcional Integral
PID	Proporcional Integral Derivativo
PWM	<i>Pulse-Width Modulation</i> (Modulação por largura de pulso)
RMS	<i>Root Mean Square</i>
RSSC	<i>Resonant Switched-Capacitor Converters</i>
SGD	Sistemas de Geração Distribuída
SVM	<i>Space Vector Modulation</i>
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i> (Taxa de distorção harmônica)
UFC	Universidade Federal do Ceará
UPS	<i>Uninterruptible Power Supply</i> (Sistema Ininterrupto de Energia)
VE	Veículos Elétricos
VSC	<i>Voltage Source Converters</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

μ_0	Permeabilidade do vácuo.
a	Relação de transformação entre os enrolamentos primários e os secundários do transformador Tr.
A_e	Área da janela da seção transversal do núcleo magnético.
$A_e \cdot A_w$	Produto das áreas de um núcleo magnético.
A_w	Área da janela do núcleo magnético.
B_{max}	Densidade de fluxo magnético máxima.
$C_i(s)$	Função de transferência do compensador PI com filtro da malha de corrente.
C_n	Capacitância dos capacitores do barramento CC.
C_{o_eq}	Capacitor do conversor equivalente.
$C_i(s)$	Função de transferência do compensador PI com filtro da malha de corrente.
$C_v(s)$	Função de transferência do compensador PI com filtro da malha de tensão externa.
$C_{vd}(s)$	Função de transferência do compensador PI com filtro da malha de tensão diferencial.
D	Razão cíclica.
D_{b_eq}	Diodo <i>boost</i> do conversor equivalente.
D_n	Diodos de potência.
E	Tensão em cada capacitor de saída.
f_{ci}	Frequência de cruzamento da malha de corrente.
f_{cv}	Frequência de cruzamento da malha de tensão.
f_{cvd}	Frequência de cruzamento da malha de tensão diferencial.
f_{LI}	Frequência de operação do indutor L_1
f_m	Frequência da moduladora.
$F_m(s)$	Função de transferência do comparador PWM.
f_o	Frequência de corte.
f_p	Frequência da portadora.
FP	Fator de potência.
f_{pi}	Frequência do polo do compensador da malha de corrente.
f_{pv}	Frequência do polo do compensador da malha de tensão.
f_{pvd}	Frequência do polo do compensador da malha de tensão diferencial.
f_r	Frequência da rede.
f_s	Frequência de comutação dos interruptores.
f_{s_eq}	Frequência de comutação do conversor equivalente.
f_{s_eq}	Frequência de comutação do interruptor do conversor equivalente.
$FTLA_{icc}(s)$	Função de transferência de laço aberto da malha de corrente com compensador.
$FTLA_{isc}(s)$	Função de transferência de laço aberto da malha de corrente sem compensador.
$FTLA_{vcc}(s)$	Função de transferência de laço aberto da malha de tensão externa com compensador.

$FTLA_{vdcc}(s)$	Função de transferência de laço aberto da malha de tensão diferencial com compensador.
$FTLA_{vdsc}(s)$	Função de transferência de laço aberto da malha de tensão diferencial sem compensador.
$FTLA_{vsc}(s)$	Função de transferência de laço aberto da malha de tensão externa sem compensador.
f_{zi}	Frequência do zero do compensador da malha de corrente.
f_{zv}	Frequência do zero do compensador da malha de tensão externa.
f_{zvd}	Frequência do zero do compensador da malha de tensão diferencial.
$G_i(s)$	Função de transferência da malha de corrente pela razão cíclica.
$G_v(s)$	Função de transferência da malha de tensão externa pela razão cíclica.
$G_{vd}(s)$	Função de transferência da malha de tensão diferencial pela razão cíclica.
$H_e(s)$	Função de transferência para testar a robustez.
$H_i(s)$	Elemento de amostragem de corrente do indutor de entrada.
$H_v(s)$	Elemento de amostragem de tensão total.
$H_{vd}(s)$	Elemento de amostragem de tensão diferencial.
i_{Cn}	Corrente instantânea nos capacitores do barramento CC.
I_{Cn}	Corrente eficaz nos capacitores do barramento CC.
I_{D1_AVG}	Corrente média no diodo D_1 .
I_{D1_pico}	Corrente de pico no diodo D_1 .
I_{D1_RMS}	Corrente eficaz no diodo D_1 .
I_{D5_AVG}	Corrente média no diodo D_5 .
I_{D5_pico}	Corrente de pico no diodo D_5 .
I_{D5_RMS}	Corrente eficaz no diodo D_5 .
i_{Dn}	Corrente instantânea nos diodos retificadores.
I_{Dn}	Corrente eficaz nos diodos retificadores.
i_i	Corrente instantânea de entrada.
I_{L1_pico}	Valor máximo da corrente no indutor L_1 .
I_{L1_pico}	Corrente máxima do indutor boost.
I_{L1_RMS}	Corrente eficaz no indutor L_1 .
I_m	Corrente mínima do indutor L_1
I_M	Corrente mínima do indutor L_1
$I_{Np1_max_Tr}$	Corrente máxima no enrolamento primário 1 do transformador T_r .
$I_{Np2_max_Tr}$	Corrente máxima no enrolamento primário 2 do transformador T_r .
$I_{Ns1_max_Tr}$	Corrente máxima no enrolamento secundário 1 do transformador T_r .
$I_{Ns2_max_Tr}$	Corrente máxima no enrolamento secundário 2 do transformador T_r .
i_o	Corrente instantânea total de saída.
I_o	Corrente total de saída.
I_{pico}	Corrente de pico de entrada.
I_{ref}	Corrente de referência do controle.

I_{SI_AVG}	Corrente média no indutor S_1 .
$I_{SI_Máx}$	Corrente máxima no indutor S_1 .
I_{SI_RMS}	Corrente eficaz no indutor S_1 .
k_{dif}	Ganho do amplificador diferencial.
k_{hall}	Ganho do sensor <i>hall</i> .
k_i	Fator matemático utilizado nas malhas de controle.
L_l	Indutância do indutor boost.
MF	Margem de fase.
N_{p_Tr}	Número de espiras dos enrolamentos primários do transformador T_r .
N_{p1} e N_{p2}	Número de espiras de cada um dos enrolamentos do primário do transformador T_r .
N_{s_Tr}	Número de espiras dos enrolamentos secundários do transformador T_r .
N_{s1} e N_{s2}	Número de espiras de cada um dos enrolamentos do secundário do transformador T_r .
P_i	Potência de entrada.
P_o	Potência de saída total.
P_{o_eq}	Potência de saída do conversor equivalente.
P_{R1}	Potência média no resistor R_1 .
P_{R2}	Potência média no resistor R_2 .
P_{R3}	Potência média no resistor R_3 .
P_{R4}	Potência média no resistor R_4 .
R_{o_eq}	Resistência de carga do conversor equivalente.
R_{se}	Resistência série do capacitor.
R_{se_eq}	Resistência série do capacitor do conversor equivalente.
R_{sh}	Resistência <i>shunt</i> .
r_v	Razão entre a tensão de saída do conversor original e o equivalente
S_{eq}	Interruptor do conversor equivalente.
S_n	Interruptor semicondutor.
TDH_i	Taxa de distorção harmônica da corrente.
T_s	Período de comutação dos interruptores.
T_{s_eq}	Período de comutação dos interruptores.
V_{amost}	Tensão de amostragem - malha de tensão.
$v_{AN}(t)$	Tensão de saída instantânea antes do barramento CC.
V_{AN_RMS}	Tensão eficaz de saída antes do barramento CC.
$V_{AN_RMS_MNO}$	Tensão eficaz de saída antes do barramento CC para o modo de operação <i>non-overlapping</i> .
$V_{AN_RMS_MO}$	Tensão eficaz de saída antes do barramento CC para o modo de operação <i>overlapping</i> .
$V_{C1_Máx}$	Tensão máxima sobre o capacitor C_1 .
$V_{C2_Máx}$	Tensão máxima sobre o capacitor C_2 .

V_{comp}	Tensão de comparação usada pelo circuito de controle na malha de corrente.
V_d	Amplitude da onda triangular.
$V_{D1_Máx}$	Tensão máxima sobre o diodo D_1 .
$V_{D5_Máx}$	Tensão máxima sobre o diodo D_5 .
V_i	Tensão de entrada do conversor.
$V_{i_máx}$	Tensão de entrada máxima.
$V_{i_Máx}$	Tensão máxima de entrada V_i .
V_{i_min}	Tensão de entrada mínima.
V_{i_nom}	Tensão nominal de alimentação do conversor.
V_m	Tensão de pico de entrada.
V_{Np1}	Tensão sobre o enrolamento P_1 .
V_o	Tensão total de saída do conversor.
V_{p1}	Tensão no ponto 1.
V_{p2}	Tensão no ponto 2.
$V_{RMS_Np1_Tr}$	Tensão eficaz no enrolamento primário 1 do transformador T_r .
$V_{RMS_Np2_Tr}$	Tensão eficaz no enrolamento primário 2 do transformador T_r .
$V_{RMS_Ns1_Tr}$	Tensão eficaz no enrolamento secundário 1 do transformador T_r .
$V_{RMS_Ns2_Tr}$	Tensão eficaz no enrolamento secundário 2 do transformador T_r .
$V_{SI_Máx}$	Tensão máxima a ser aplicada sobre o interruptor S_I .
$V_{tri}(t)$	Forma de onda da triangular.
$Z(s)$	Função de transferência de impedância.
$Z_d(s)$	Função de transferência de impedância da malha de tensão diferencial.
β	Relação entre o valor de pico da tensão de entrada e o valor da tensão de saída.
ΔE	Variação da tensão em cada capacitor de saída.
ΔI_{C1}	Ondulação da corrente no capacitor C_1 .
ΔI_{L1}	Ondulação da corrente no indutor de armazenamento.
ΔV_o	Variação da tensão de saída total.
η	Rendimento teórico do retificador.
θ	Ângulo que determina a transição entre os modos de operação do conversor.
ρ	Resistividade do cobre
ω	Frequência angular.

Unidades de grandezas físicas:

A	Ampère.
H	Henry.
Hz	Hertz.
rad	Radiano.
s	Segundo.
V	Volt.
W	Watt.
°C	Grau Celsius.

mm	Milímetro.
cm	Centímetro.
dB	Decibéis.
k	Quilo.
μ	Micro.
Ω	Ohm

SUMÁRIO

1 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA E PROPOSTA DA TESE	3
1.1 Introdução.....	3
1.2 OBJETIVOS E MOTIVAÇÃO DA PESQUISA.....	3
1.3 Revisão de Conversores CA-CC monofásicos com PFC que Apresentam Tensões Simétricas em série na Saída.	7
1.3.1 Conversores CA-CC monofásicos com PFC não isolados com mais de três capacitores em série na saída.	7
1.4 Revisão de Conversores CA-CC Trifásicos com PFC que Apresentam Tensões Simétricas na Saída.	11
1.4.1 Conversores CA-CC trifásicos com PFC e mais de três capacitores em série na saída.	11
1.5 História da conversão CA-CA.....	16
1.6 Geração da Célula de Comutação de Múltiplos Estados Tipo T (CCME-TT).....	18
1.6.1 Origem da Célula de Comutação de Múltiplos Estados Tipo T.....	18
1.6.2 Obtenção da Célula de Comutação de Múltiplos Estados Tipo T (CCME-TT).....	18
1.6.3 Obtenção da Célula de Comutação de Múltiplos Estados Tipo T Modificado (CCME-TTM).....	20
1.7 GERAÇÃO DAS TOPOLOGIAS NÃO ISOLADAS E ISOLADAS BIDIRECIONAIS BASEADAS NA CCME-TTM.....	23
1.7.1 Conversores CA-CC Não Isolados Bidirecionais Baseados na CCME-TTM.....	23
1.7.2 Conversores CA-CC Isolados Baseados na CCME-TTM.....	25
1.8 Proposta da Pesquisa.....	28
1.8.1 Conversores CA-CC Não Isolado Unidirecional Baseado na CCME-TTM.....	28
1.8.2 Conversores CA-CC Isolado Unidirecional Baseado na CCME-TTM.....	29
1.9 Considerações Finais.....	29
2 ANÁLISE QUALITATIVA E QUANTITATIVA DO CONVERSOR CA-CC MONOFÁSICO, NÃO ISOLADO E UNIDIRECIONAL, BASEADO NA CCME-TTM	31
2.1 Introdução.....	31
2.2 Análise Qualitativa.....	31
2.2.1 Topologia do conversor.....	31
2.2.2 Modos de operação.....	33
2.2.3 Variação da razão cíclica dos interruptores.....	44
2.3 Análise Quantitativa.....	45
2.3.1 Característica multinível do conversor proposto.....	46

2.3.2	<i>Determinação da corrente no indutor filtro de entrada.</i>	49
2.3.3	<i>Esforços de tensão e corrente nos interruptores controlados.</i>	50
2.3.4	<i>Esforços de tensão e corrente nos diodos de potência $D_5 - D_8$.</i>	51
2.3.5	<i>Esforços de tensão e corrente nos diodos de potência $D_1 - D_4$ e $D_9 - D_{12}$.</i>	54
2.3.6	<i>Cálculo da capacitância e corrente nos capacitores do barramento CC.</i>	56
2.3.7	<i>Determinação dos esforços de tensão e corrente no transformador.</i>	58
2.4	Modelagem do Conversor sob Estudo	59
2.4.1	<i>Função de transferência i_L/d</i>	60
2.4.2	<i>Função de transferência v_o/i_{Lb}</i>	61
2.4.3	<i>Função de transferência da malha de tensão diferencial.</i>	61
2.5	Considerações Finais	61
3	EXEMPLO DE PROJETO DO CONVERSOR CA-CC MONOFÁSICO, NÃO ISOLADO E UNIDIRECIONAL BASEADO NA CCME-TTM	63
3.1	Introdução	63
3.2	Especificações e considerações de projeto	63
3.3	Projeto do Circuito de Potência	64
3.3.1	<i>Cálculo da indutância do indutor de entrada L_1.</i>	65
3.3.2	<i>Cálculo dos esforços de tensão e corrente nos interruptores $S_1 - S_4$.</i>	65
3.3.3	<i>Cálculo dos esforços de tensão e corrente nos diodos $D_5 - D_8$.</i>	66
3.3.4	<i>Cálculo dos esforços de tensão e corrente nos diodos das pontes retificadoras.</i>	66
3.3.5	<i>Cálculo da capacitância e dos esforços de tensão e corrente nos capacitores do barramento CC.</i>	67
3.3.6	<i>Cálculo dos esforços de tensão e corrente no transformador Tr.</i>	68
3.3.7	<i>Cálculo das perdas nos elementos do conversor.</i>	69
3.3.8	<i>Modelo equivalente ao conversor boost clássico</i>	74
3.4	Projeto do Circuito de Controle	75
3.4.1	<i>Técnica de controle a ser empregada</i>	75
3.4.2	<i>Projeto da malha interna de corrente</i>	78
3.4.3	<i>Malha de tensão total.</i>	83
3.4.4	<i>Projeto da malha de tensão diferencial nos capacitores de saída.</i>	87
3.5	Considerações Finais	91
4	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO DO CONVERSOR CA-CC MONOFÁSICO, NÃO ISOLADO E UNIDIRECIONAL BASEADO NA CCME-TTM	92
4.1	Introdução	92

4.2	Circuito de Simulação	92
4.3	Formas de Onda em Regime Permanente.....	93
4.4	Formas de Onda em Regime Dinâmico	106
4.5	Tabelas e Gráficos	108
4.6	Considerações Finais	113
5	ANÁLISE QUANTITATIVA DO CONVERSOR CA-CC MONOFÁSICO, ISOLADO E UNIDIRECIONAL, BASEADO NA CCME-TTM.....	114
5.1	Introdução	114
5.2	Circuito de Simulação	114
5.3	Análise Quantitativa.....	116
5.3.1	<i>Esforços de tensão e corrente nos interruptores S_5-S_{12}.....</i>	<i>116</i>
5.3.2	<i>Esforços de tensão e corrente nos diodos D_{13} – D_{20}.....</i>	<i>118</i>
5.3.3	<i>Determinação dos esforços de tensão e corrente nos transformadores T_{r1} e T_{r2}....</i>	<i>119</i>
5.3.4	<i>Determinação dos esforços de tensão e corrente nos capacitores C_{2a} e C_{3a}.....</i>	<i>121</i>
5.3.5	<i>Determinação dos esforços de tensão e corrente nos capacitores C_2 e C_3.....</i>	<i>121</i>
5.4	Formas de Onda em Regime Permanente.....	122
5.5	Formas de Onda em Regime Dinâmico	134
5.6	Tabelas e Gráficos	136
5.7	Considerações Finais	140
6	CONCLUSÃO GERAL.....	142
6.1	Publicações Resultantes	144
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	145
	APÊNDICE A	149
	APÊNDICE B.....	156

INTRODUÇÃO GERAL

O consumo cada vez maior de energia elétrica contribui para a constante preocupação com os recursos geradores dessa energia, visto que é finita a principal matéria prima utilizada na matriz energética mundial. Devido essa demanda crescente, aliada à necessidade de produção mais eficiente e de novas fontes de matéria prima, há o aumento dos sistemas de geração elétrica utilizando as fontes de energia existentes e fontes alternativas. Isso leva ao crescimento da geração distribuída, onde os conversores estáticos abrangem fundamental função na interconexão da geração à rede e no processamento eletrônico de energia. Desta forma é necessário modernizar tecnologias já utilizadas ou desenvolver novas mais eficientes.

Um outro fator que contribui para o crescimento da energia processada é o desenvolvimento progressivo da indústria com seu consumo, em grande parte, vindo dos seus motores, os quais necessitam também de conversores estáticos. Esses motores têm se tornado cada vez maiores, necessitando de conversores com eficiência elevada e alta densidade de potência para reduzir volume.

Os conversores estáticos têm como função adequar as características das fontes de energia disponíveis de acordo com a necessidade dos consumidores (PERAÇA, 2008). Há cargas que necessitam de um ou mais barramentos CC, sendo que estão alimentadas por uma fonte de alimentação alternada, enquanto há outras cargas que necessitam de níveis de tensão e frequência distintas dos fornecidos pela sua rede de alimentação. E os conversores estáticos devem adequar todas as características necessárias para a eficiência do sistema.

Esses conversores podem ser classificados de acordo com a função que realizam; dessa forma podem ser denominados como: conversores CC-CC, conversores CA-CA, conversores CC-CA e conversores CA-CC.

Nos casos em que 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. Quando se fala em instalações com tensões acima de 1 kV, consideradas instalações de média tensão de acordo com a norma técnica NBR 14.039/2003 (ABNT, 2003), é importante lembrar que os conversores multiníveis têm sido utilizados por apresentar vantagens em relação aos conversores de dois níveis (CACAU, 2014).

Levando-se em conta a demanda da necessidade crescente de conversores CA-CC, para aplicações que requerem elevados níveis de potência, tensões maiores de 1 kV, baixa distorção harmônica, alta eficiência, motivou-se a ideia dos novos conversores propostos neste

trabalho: conversores CA-CC monofásico, com correção de fator de potência, baseado na célula de comutação de múltiplos estados, na qual é possível conseguir cinco níveis de tensão após o indutor filtro de entrada e tensões simétricas em série na saída. Esses conversores podem ser aplicados em sistemas que exijam um conversor CA-CC com alto ganho de tensão ou em aplicações para alimentação de inversores multiníveis.

O trabalho está organizado em cinco capítulos. No capítulo 1, é apresentada a revisão bibliográfica mostrando alguns retificadores monofásicos e trifásicos com correção de fator de potência que apresentam tensões simétricas em série e/ou independentes na saída. No final deste capítulo, é definida a proposta de tese, dada por topologias monofásicas unidirecionais denominadas de: **Conversores CA-CC monofásicos não isolados e isolados baseados na célula de comutação de múltiplos estados tipo T (CCME-TTM)**.

As análises qualitativa e quantitativa do conversor CA-CC monofásico com correção de fator de potência e tensões de saída simétricas em série baseadas na célula de comutação de múltiplos estados são disponibilizadas no capítulo 2.

No capítulo 3 é apresentado o exemplo de projeto de conversor CA-CC proposto, com as suas especificações e considerações, bem como são expostos os projetos do circuito de potência e do circuito de controle.

Os resultados da simulação do conversor CA-CC monofásico proposto são apresentados no capítulo 4. O capítulo 5 mostra a análise quantitativa do conversor proposto com saídas totalmente isoladas para aplicações em inversores multiníveis com ponte H cascadeados e conversores multiníveis modulares (MMC).

No final deste documento são apresentadas as conclusões finais, alguns artigos produzidos e publicados originados na pesquisa, as referências bibliográficas utilizadas para o desenvolvimento, e os apêndices com informações consideradas pertinentes para o desdobramento da pesquisa, bem como os esquemáticos completos utilizados para simulação do conversor monofásico.

1 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA E PROPOSTA DA TESE

1.1 INTRODUÇÃO

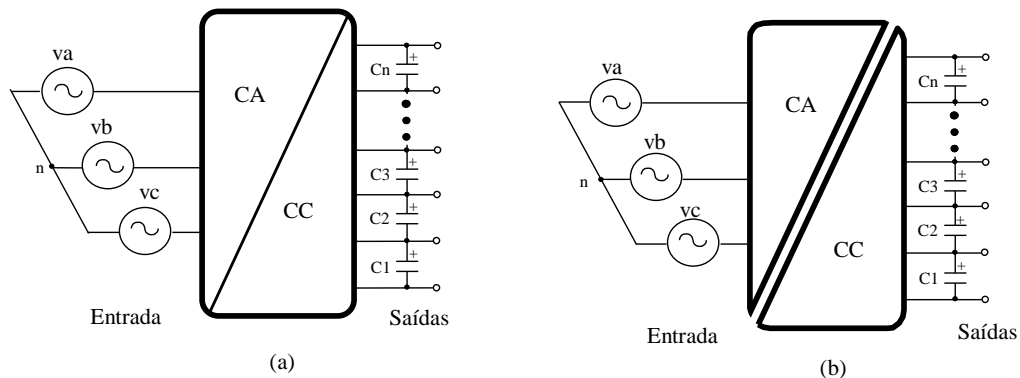
Neste capítulo são apresentados, os objetivos, a motivação e a revisão bibliográfica para embasamento da linha de pesquisa da tese, inclusive demonstrando a obtenção da célula de comutação de múltiplos estados tipo T (CCME-TT) e a célula de comutação de múltiplos estados tipo T modificado (CCME-TTM). Finalmente, são propostas as topologias sob estudo. É importante frisar que a revisão bibliográfica é feita encima de conversores CA-CC com múltiplas saídas não isoladas e isoladas que possibilita a conexão das mesmas em série ou deixa-las independentes.

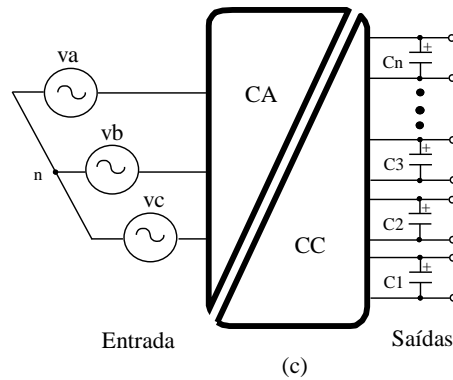
Vale ainda ressaltar que os conversores CA-CC, são muito importantes pelo fato de serem os estágios de entrada dos inversores multiníveis aplicados nos desenvolvimentos de sistemas de acionamentos de motores CA, sistemas ininterruptos de energia elétrica (UPSs), sistemas de transmissão em corrente contínua, sistemas de condicionamento de energias renováveis, solar e eólica.

1.2 OBJETIVOS E MOTIVAÇÃO DA PESQUISA

O objetivo da tese é propor e estudar conversores CA-CC com múltiplas saídas, não isoladas e isoladas, do mesmo valor de tensão. Para deixar claro o objetivo, a Figura 1.1 ilustra nos diagramas de blocos as possibilidades de conexão das saídas. As propostas podem ser usadas para alimentar, inversores multiníveis com neutro grampeado NPC (*Neutral Point Clamped*), inversores multiníveis com pontes H cascadeados (*Cascaded H-Bridge Multilevel Inverters*), conversores multiníveis modulares (*MMC-Modular Multilevel Converters*).

Figura 1.1 - Diagramas de blocos de conversores CA-CC trifásicos com as saídas; (a) não isoladas conectadas em série; (b) isoladas conectadas em série; (c) isoladas independentes.





Fonte: A própria autora.

Descrevendo os diagramas de blocos ilustrados na Figura 1.1(a) o conversor é não isolado e as saídas são conectadas em série, na Figura 1.1(b) o conversor é isolado e as saídas são conectadas em série, e finalmente, na Figura 1.1(c) o conversor é isolado e as saídas são independentes.

Hoje em dia, há muitas aplicações que requerem ou processam potências acima de 100 kW. Por este motivo, é necessário escolher os sistemas de processamento em média tensão (MT), caso contrário, os níveis de corrente envolvidas são muito elevados que inviabilizam sua execução pelo fato de necessitarem condutores de cobre ou alumínio com diâmetros elevados. A seguir são indicadas algumas aplicações de sistemas de processamento em média tensão (MT):

- UPSs de Média Tensão (UPSs-MT);
- Estação de Recarga de Baterias para Veículos Elétricos (VEs);
- Sistemas de Acionamento de Motores de Indução de Maneira Geral;
- Sistema de Propulsão de Trens Elétricos;
- Fonte de Alimentação para Navios em Portos;
- Transmissão de Energia Elétrica a Partir de Aerogeradores *Offshore* e *Onshore*;
- Sistemas com Energia Renováveis;
- Filtros Ativos para Mitigação de Harmônicas de Corrente;
- Sistemas de Geração Distribuída (SGDs), etc.

No presente ano (2021) existem investimentos milionários no Brasil para o desenvolvimento de plantas eólicas de geração da energia elétrica, tendo em vista o grande potencial do país devido a sua extensa costa marítima. Devido à importância, no mundo todo há vários fabricantes de sistemas de geração eólica, tal como mostra a Tabela 1.1. Observando

esta tabela, percebe-se que os valores de tensão e potência dos geradores variam de, 690 V a 3900 V e 1,5 a 10 MW.

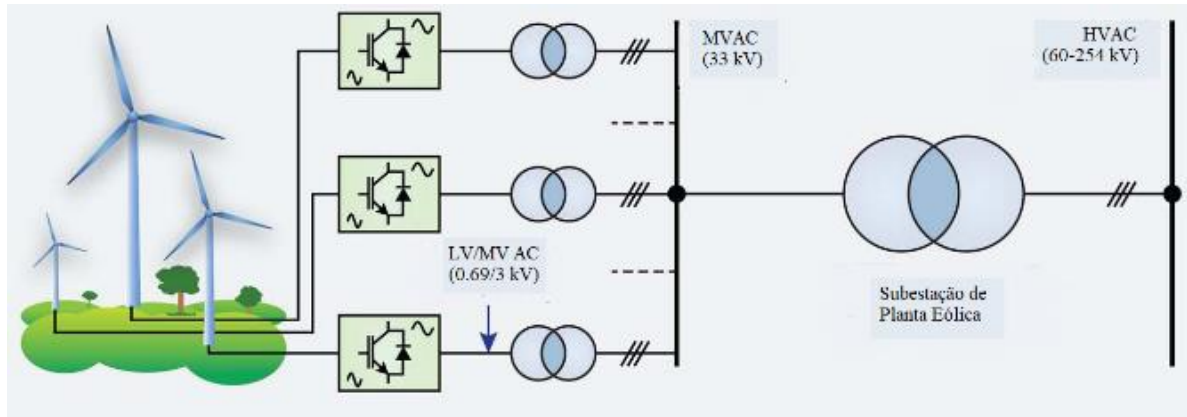
Tabela 1.1 - Lista comercial de turbinas eólicas utilizando geradores síncronos de ímã permanente

<i>Fabricante</i>	<i>Modelo</i>	<i>Valores nominais</i>
Enercon	E126	7,5 MW, 690 V
Gamesa	G128	4,5 MW, 690 V
Winwind	WWD3	3,0 MW, 660 V
GE	2.5XL	2,5 MW, 690 V
Avantis	AV928	2,5 MW, 690 V
Areva	M500	5,0 MW, 3300 V
Converteam	MV7000	7,0 MW, 3300 V
ABB	PSC6000	6,0 MW, 3300 V
Clipper	Britannia	10 MW, 3600 V
Sway AS	ST10	10,0 MW, 3500 V
Siemens	SWT7.0	7,0 MW, 3300 V
Nordex	N150	6,0 MW5, 3300 V
XEMC-Darwind	XE/DD115	5,0 MW, 3000 V
Marvento	M3.6	3,6 MW, 3900 V
Clipper	C89	2,5 MW, 690 V
Vensys	V70/77	1,5 MW, 690 V
Goldwind	GW70/77	1,5 MW, 690 V

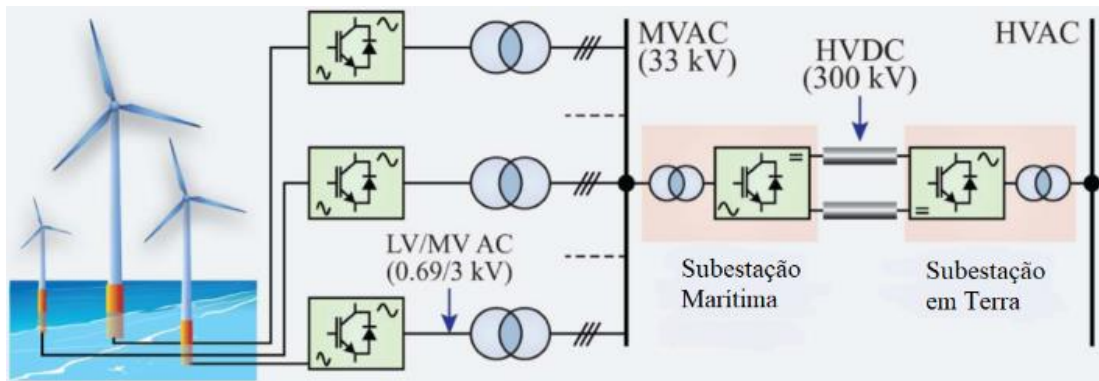
Fonte: Adaptado de (YARAMASU; WU, 2014).

Como mostra a Figura 1.2, para aproveitar a energia cinética dos ventos, existe a possibilidade de montar as plantas eólicas no mar, que são denominados de *offshore*; ou montar as plantas em terra firme, que são denominados de *onshore*. Então, o grande desafio tecnológico é condicionar a energia nos terminais dos geradores e realizar a transmissão até as subestações de coleta para o posterior envio até os centros de consumo que estão nas grandes cidades ou nas indústrias de grande porte. Os geradores utilizados hoje em dia em sistemas de grande porte, são os geradores de indução duplamente alimentados (DFIG- *Doubly Fed Induction Generator*) e os geradores síncronos, onde a Figura 1.3 ilustra a aplicação de tais geradores no processo de condicionamento de energia elétrica nos terminais do gerador, para o qual, são necessário os conversores CA-CC, também denominados de retificadores. Os mesmos são os estágios de entrada dos inversores.

Figura 1.2 - Configurações de plantas eólicas: (a) *onshore*, (b) *offshore*.



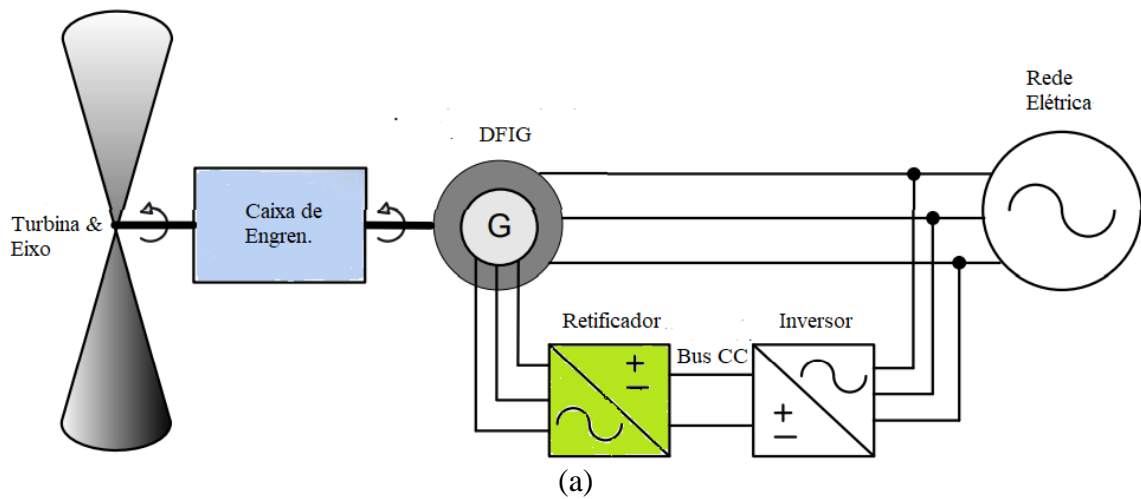
(a)



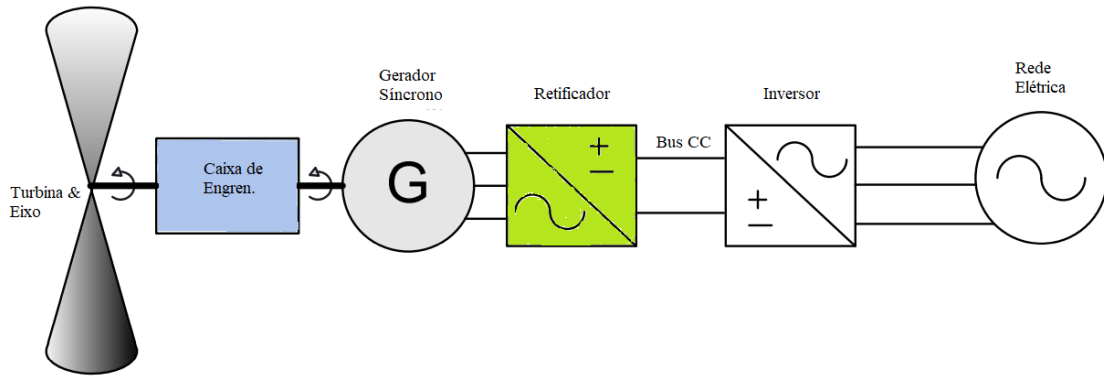
(b)

Fonte: Adaptado de (YARAMASU et al., 2015).

Figura 1.3 - Diagrama de blocos de dois sistemas de alta potência, usando; (a) um gerador de indução duplamente alimentado (DFIG); e (b) um gerador síncrono.



(a)



(b)

Fonte: Adaptado de (KRAMER et al., 2008).

1.3 REVISÃO DE CONVERSORES CA-CC MONOFÁSICOS COM PFC QUE APRESENTAM TENSÕES SIMÉTRICAS EM SÉRIE NA SAÍDA.

Já é conhecido e comprovado que um baixo fator de potência na entrada da fonte de alimentação, ocasionado por altas distorções harmônicas na corrente de entrada, causa muita circulação de energia reativa. Isso é devido às componentes harmônicas de (KLEIN, J.; NALBANT, 1990). Para solucionar problemas causados por esse baixo fator de potência, podem ser utilizadas técnicas passivas ou ativas.

As soluções passivas utilizam apenas indutores e capacitores entre a fonte de alimentação e o retificador. São estruturas robustas, confiáveis e não possuem interruptores controlados (A. PRASAD, P. ZIOGAS, 1990; DEWAN, 1981). Porém, ao compará-las com soluções ativas, apresentam desvantagens que devem ser mencionadas: são pesadas e volumosas, apresentam resposta dinâmica pobre, não funcionam numa larga faixa de tensão de entrada, não realizam regulação da tensão de saída e seu dimensionamento é complexo (POMILIO, 2016).

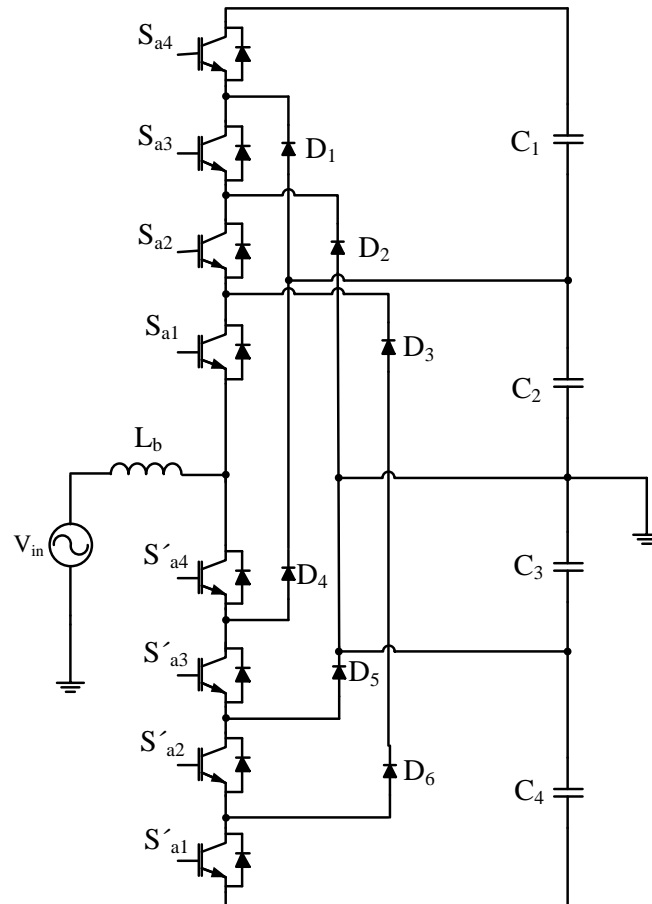
As soluções ativas e os componentes de armazenamento de energia, com peso e volume reduzidos, que utilizam conversores estáticos com interruptores semicondutores controlados, apresentam melhor resposta dinâmica e características de regulação da tensão de saída. Porém, apresentam um maior índice de interferência eletromagnética e circuito complexo.

1.3.1 Conversores CA-CC monofásicos com PFC não isolados com mais de três capacitores em série na saída.

Para atender as demandas de alta potência e média tensão, utilizam-se topologias com mais de três níveis entre o neutro e após o indutor filtro de entrada. As principais vantagens dos

conversores multiníveis, quando comparados aos tradicionais de dois níveis, são: conteúdo harmônico mais baixo, o qual implica em indutor de entrada com menor peso e volume; maior capacidade de tensão; perdas por comutação dos semicondutores são mais baixas e possuem melhor compatibilidade eletromagnética (PAN; PENG, 2009). A Figura 1.4 mostra um conversor NPC de cinco níveis.

Figura 1.4 - Conversor monofásico NPC de cinco níveis.

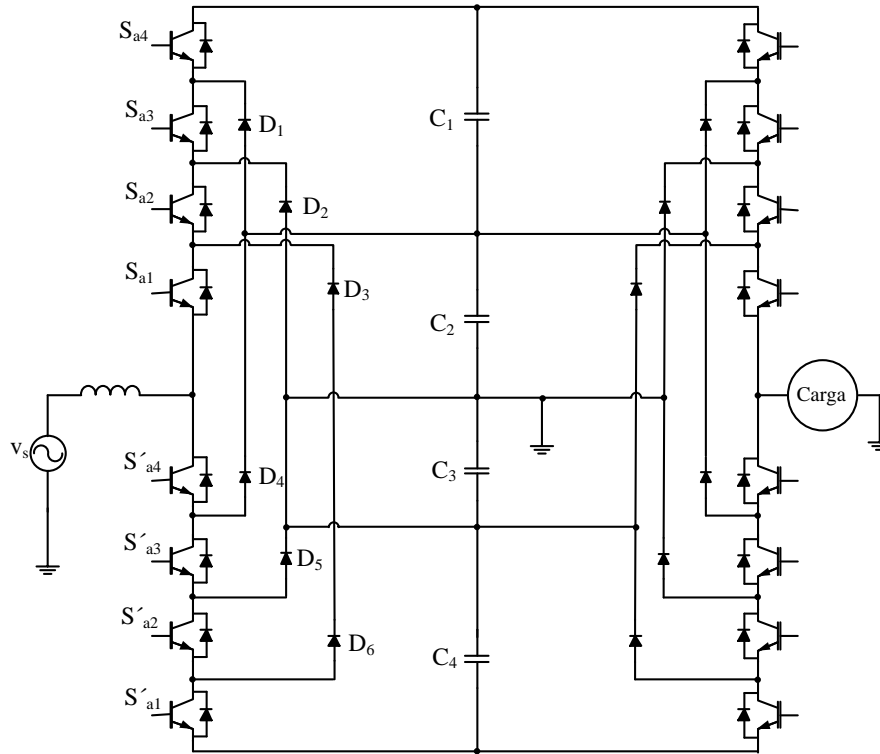


Fonte: Adaptado de (PAN; PENG, 2009).

A Figura 1.5 mostra uma aplicação do conversor NPC de cinco níveis. Na estrutura dois conversores idênticos de cinco níveis são conectados a um barramento CC. O conversor conectado à rede elétrica atua como um retificador, enquanto o conversor que está conectado à carga atua como um inversor. Essa topologia, conhecida como *back-to-back*, exige a duplicação do número de interruptores, porém possui vantagens, tais como: taxa de distorção harmônica baixa; controle bidirecional do fluxo de potência; capacidade de controlar a tensão no barramento CC e capacidade de controlar o fator de potência da entrada (PAN; PENG, 2009).

Uma desvantagem dos conversores multiníveis é a necessidade de diodos grameadores e um controle adequado para que sejam mantidos equilibrados os valores das tensões sobre os capacitores do barramento CC.

Figura 1.5 - Conversor monofásico diodo grameado *back-to-back* de cinco níveis.



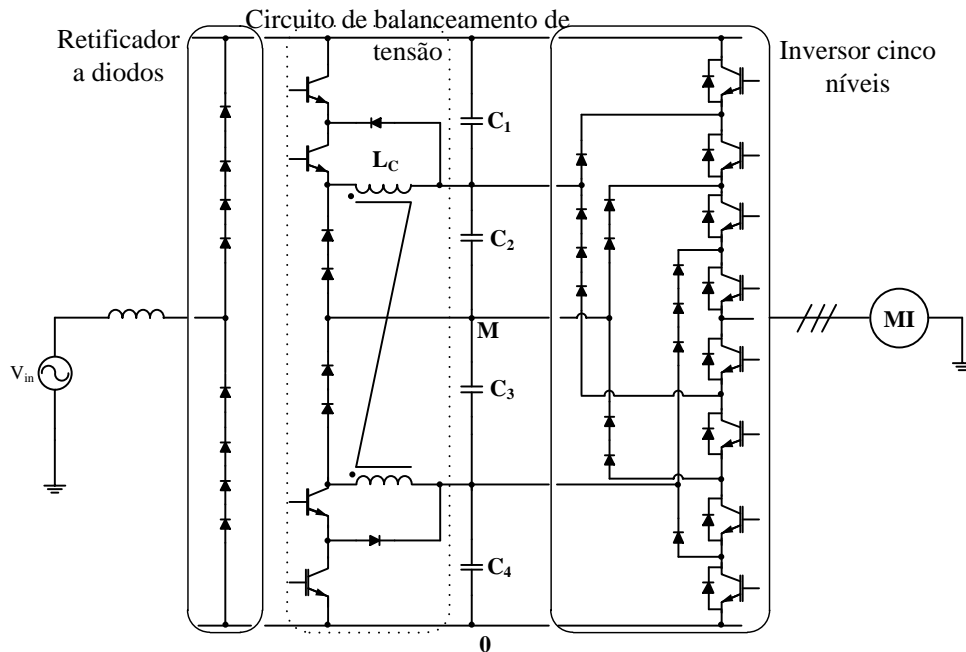
Fonte: Adaptado de (PAN; PENG, 2009).

A Figura 1.6 mostra um sistema composto por um retificador e um inversor NPC de cinco níveis, destinados a acionamento de motores de média tensão. Em busca de um balanceamento de tensão adequado nos capacitores do barramento CC, os autores Hasegawa e Akagi (2011), propuseram um circuito que é composto por dois *choppers* “complementares” unidirecionais, e um único indutor, com seus enrolamentos positivo e negativo acoplados magneticamente por meio de um núcleo comum. Este indutor acoplado substitui a utilização de dois indutores não acoplados, reduzindo em seis vezes o volume do indutor, e desta forma os dois *choppers* podem ser considerados como um único *chopper*.

Os conversores CA-CA são necessários para atender cargas CA que consomem e devolvem energia durante o funcionamento quando a entrada também é obtida de uma fonte CA. O trabalho desenvolvido por (KARUNADASA et al., 2018), Figura 1.7, descreve o desenvolvimento de um conversor CA-CA regenerativo de cinco níveis que oferece um bom desempenho, mas operando em frequências de comutação muito baixas. O conversor

empregado é semelhante ao apresentado na Figura 1.5. O estágio de entrada é operado com controle de corrente e o estágio de saída com controle de tensão. Há a necessidade de um circuito de balanceamento de tensão nos capacitores do barramento CC

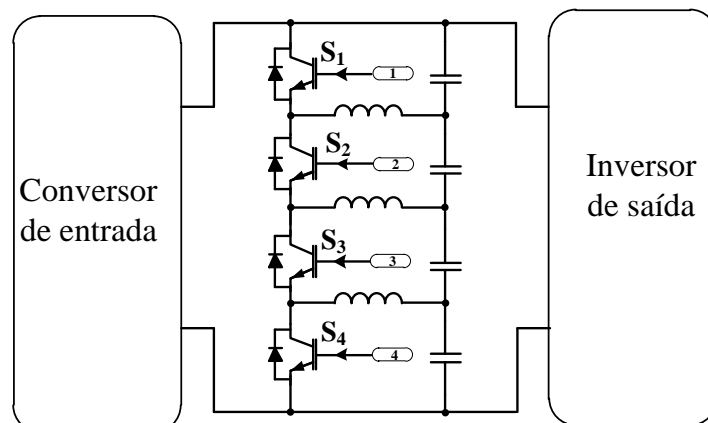
Figura 1.6 - Circuito de compensação de tensão com indutores acoplados.



Fonte: Adaptado de (HASEGAWA; AKAGI, 2011).

Em (KARUNADASA et al., 2018) foi proposto um circuito para manter o balanceamento da tensão de saída de conversores, nos quais serão conectados inversores NPC, associando IGBTs aos capacitores em série de saída, como mostra a Figura 1.7. O circuito de balanceamento opera de acordo com o princípio de controle de banda de histerese, ligando ou desligando o IGBT de acordo com a necessidade de balanceamento.

Figura 1.7 - Circuito de balanceamento de tensão do barramento CC.



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

1.4 REVISÃO DE CONVERSORES CA-CC TRIFÁSICOS COM PFC QUE APRESENTAM TENSÕES SIMÉTRICAS NA SAÍDA.

Os conversores CA-CC trifásicos são usados em diversos sistemas, tais como: inversores de frequência, fontes de alimentação ininterrupta (*Uninterruptible Power Supply* – UPS), sistemas de transmissão em corrente contínua em alta tensão (*High Voltage Direct Current* – HVDC), sistemas de telecomunicação, carregamento de bateria para veículos elétricos, etc. (SINGH et al., 2004).

Em aplicações nas quais são necessárias tensão contínua de saída regulada, dentro dos padrões exigidos pelas normas de qualidade, com fluxo de potência unidirecional ou bidirecional, comumente são utilizados os conversores *boost*.

A seguir são mostradas algumas topologias de conversores CA-CC trifásicos, com fluxo de potência unidirecional e bidirecional, acoplados ao conversor *boost*. Os conversores *boost* unidirecionais fornecem fator de potência unitário, redução da taxa de distorção harmônica (*Total Harmonic Distortion* – THD) na corrente alternada e tensão de saída regulada mesmo sob flutuações de tensão CA e variações de carga CC (SINGH et al., 2004).

1.4.1 Conversores CA-CC trifásicos com PFC e mais de três capacitores em série na saída.

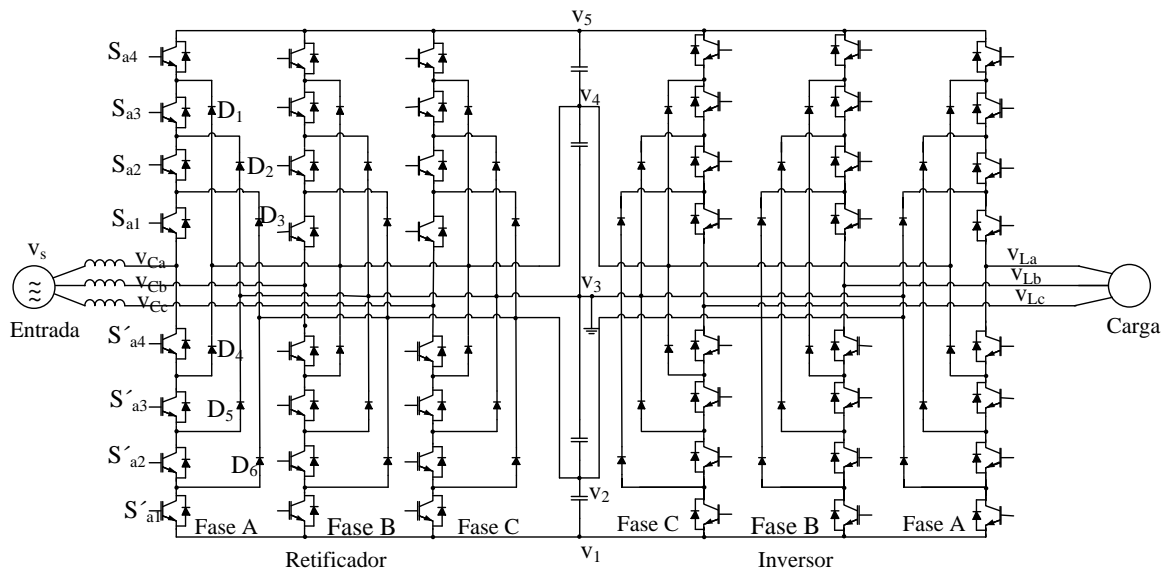
Quando os conversores de potência apresentam mais de três capacitores em série na saída, o balanceamento de tensão sobre eles só é possível se o índice de modulação for limitado em 60% do seu valor máximo para cargas com fator de potência próximo a 0,8. Para aplicações nas quais o índice de modulação seja definido além desse valor, os capacitores centrais tendem a descarregar e o conversor converge para um de três níveis (PAN; PENG; CORZINE, 2005).

Algumas técnicas são utilizadas para manter o equilíbrio das tensões nos capacitores. Entre essas técnicas podem ser citadas a utilização de fontes CC isoladas para sistemas multiníveis, conversores auxiliares CC-CC ou um retificador ativo (controlado) para o balanceamento de tensão nos capacitores. (PAN; PENG; CORZINE, 2005).

A Figura 1.8 mostra o esquemático de um sistema trifásico composto por dois conversores de diodos grampeados idênticos de cinco níveis, com barramentos CC compartilhados, sendo que um conversor funciona como retificador, e o outro conversor atua como inversor, que pode gerar uma forma de onda, linha a linha de nove níveis. O sistema é formado, estruturalmente, da mesma maneira que sistema apresentado na Figura 1.5.

Para manter o equilíbrio de tensão nos capacitores formadores do barramento CC do sistema *back-to-back*, apresentado na Figura 1.8, Pan et al. (2005) propuseram um método de controle que se baseia na coordenação entre os ângulos de comutação do retificador e do inversor, produzindo um bom desempenho harmônico. Por meio do método proposto, eles obtiveram uma forma de onda linha-a-linha em escada de nove níveis, gerando formas de ondas de tensão e corrente quase senoidais, até mesmo na frequência de comutação fundamental. Também obtiveram tensões de saída balanceadas e com ondulação pequena e um sistema com baixos harmônicos na corrente de entrada.

Figura 1.8 - Esquemático de um sistema retificador/inversor trifásico de cinco níveis.



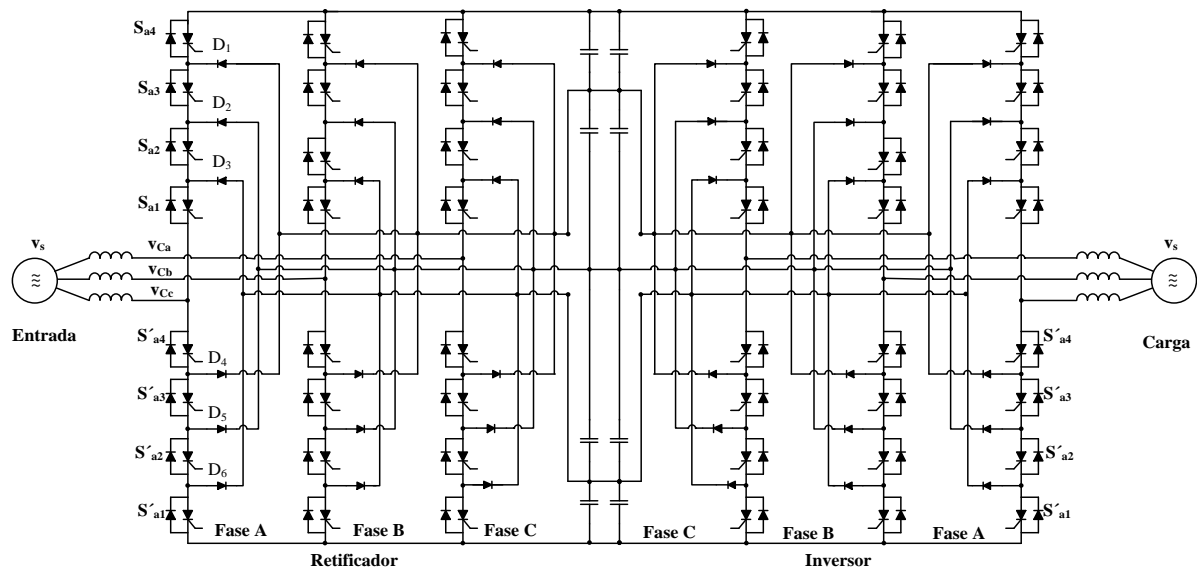
Fonte: Adaptado de (PAN; PENG; CORZINE, 2005).

Em conversão de potência CA/CC/CA, o sistema composto de conexão *back-to-back*, formado por retificador e inversor multinível, permite o balanceamento das tensões do capacitor de barramento CC e, ao mesmo tempo permite correção de fator de potência na entrada da rede (MARCHESONI; TENCA, 2002). A Figura 1.9 mostra uma conversão CA/CC/CA composta por dois conversores CA/CC do tipo multi-pulsos (*Multipoint Clamped - MPC*) com a configuração *back-to-back* e cinco níveis de tensão. A ideia é que a conexão de retificador com inversor, ambos MPC, tenha uma compensação natural e mantenha o equilíbrio da tensão nos capacitores formadores do barramento CC. Esse desequilíbrio ocorre quando o retificador e o inversor operam separadamente.

A estratégia de controle, apresentada por Marchesoni; Tenca (2002), buscou o equilíbrio de tensão, em tempo real, das tensões dos capacitores do barramento CC implementando um controle utilizando processador de sinal digital (DSP). Eles propuseram que

a estratégia de balanceamento seja eficaz e adequada para sistemas MPC com qualquer número de capacitores no barramento CC. Os resultados obtidos mostram que a estratégia de balanceamento total conduz à ação de balanceamento eficiente, mas para isso compromete a eficiência do sistema de conversão.

Figura 1.9 - Conversor MPC trifásico CA/CC/CA com cinco níveis.

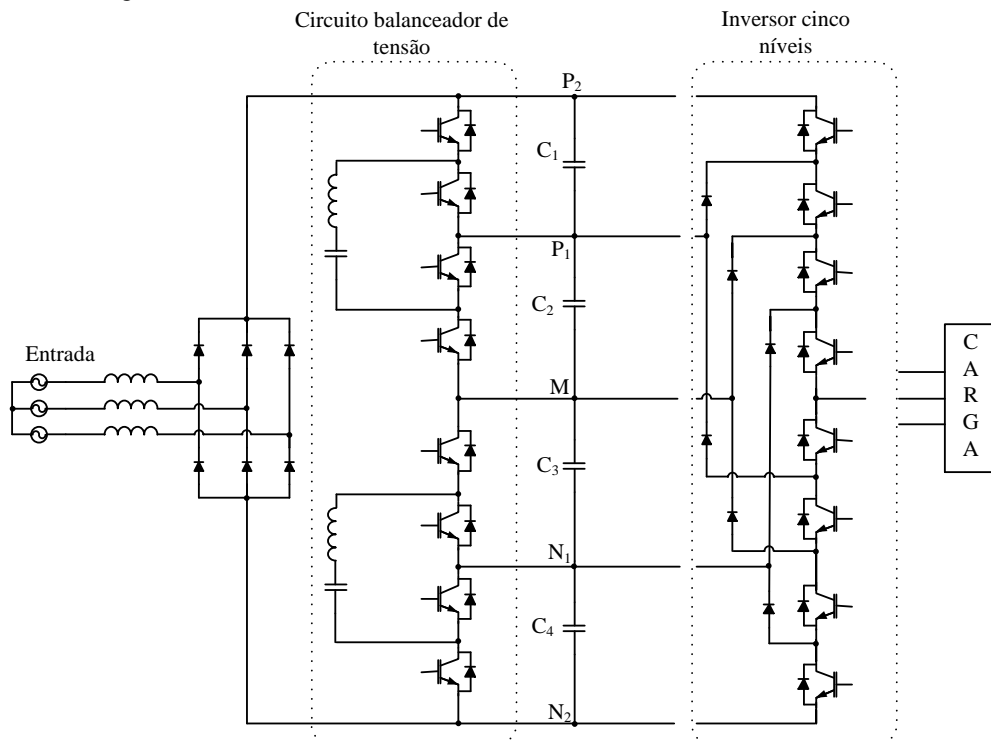


Fonte: Adaptado de (MARCHESONI; TENCA, 2002).

Em (SANO; FUJITA, 2008) é proposto um circuito de balanceamento de tensão, para aplicações em inversores de cinco níveis e diodos grampeados (Figura 1.10). O circuito é baseado em um conversor com capacitor comutado ressonante (*Resonant Switched-Capacitor Converters – RSCC*), formado por dois inversores de meia ponte e um circuito ressonante série, composto por um indutor e um capacitor. Uma vantagem desse conversor é o fato de o indutor necessário ter um décimo do tamanho ao comparar com o necessário em um conversor *buck-boost*. Isso é possível porque a energia transferida é armazenada no capacitor ressonante, e não o indutor, resultando na redução do volume e do peso total.

São utilizados pelos autores dois circuitos de balanceamento. O método proposto regula a amplitude da corrente ressonante, ajustando o tempo de deslocamento de fase entre os sinais de controle. Isso resulta no equilíbrio de tensão nos capacitores que compõem o barramento CC (SANO; FUJITA, 2008).

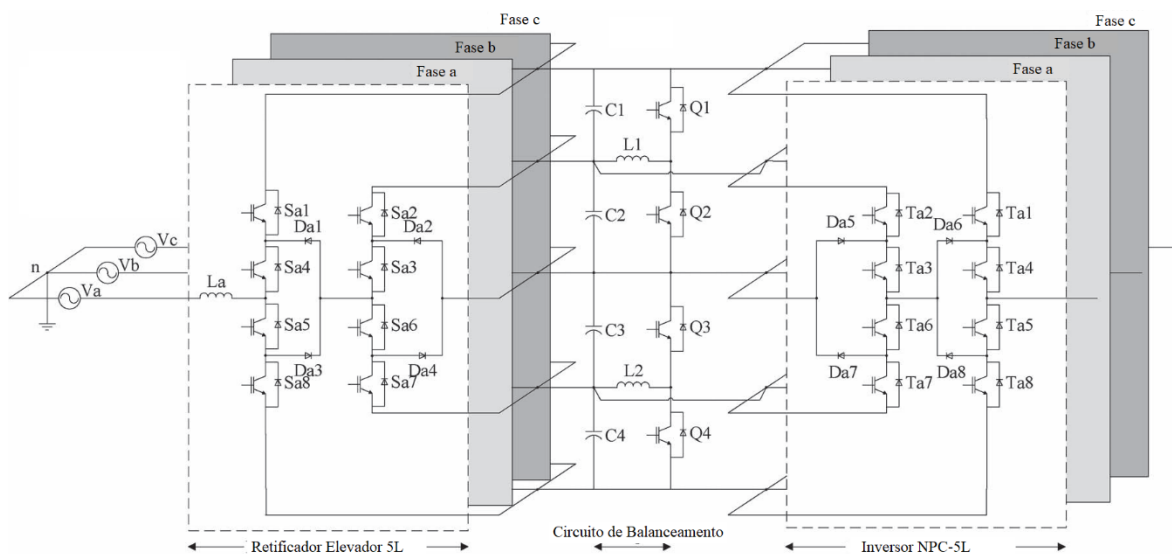
Figura 1.10 - Circuitos de balanceamento de tensão baseados em um RSCC.



Fonte: Adaptado de (SANO; FUJITA, 2008).

Dentro da conversão indireta, estão às topologias monofásicas e multifásicas do tipo *back-to-back*, tal como mostra a Figura 1.11. Esta configuração, baseada nas células NPC, foi pensada para sua aplicação em média tensão. Observando a figura, no barramento CC aparece um circuito de equalização de tensões dos capacitores localizado na parte central.

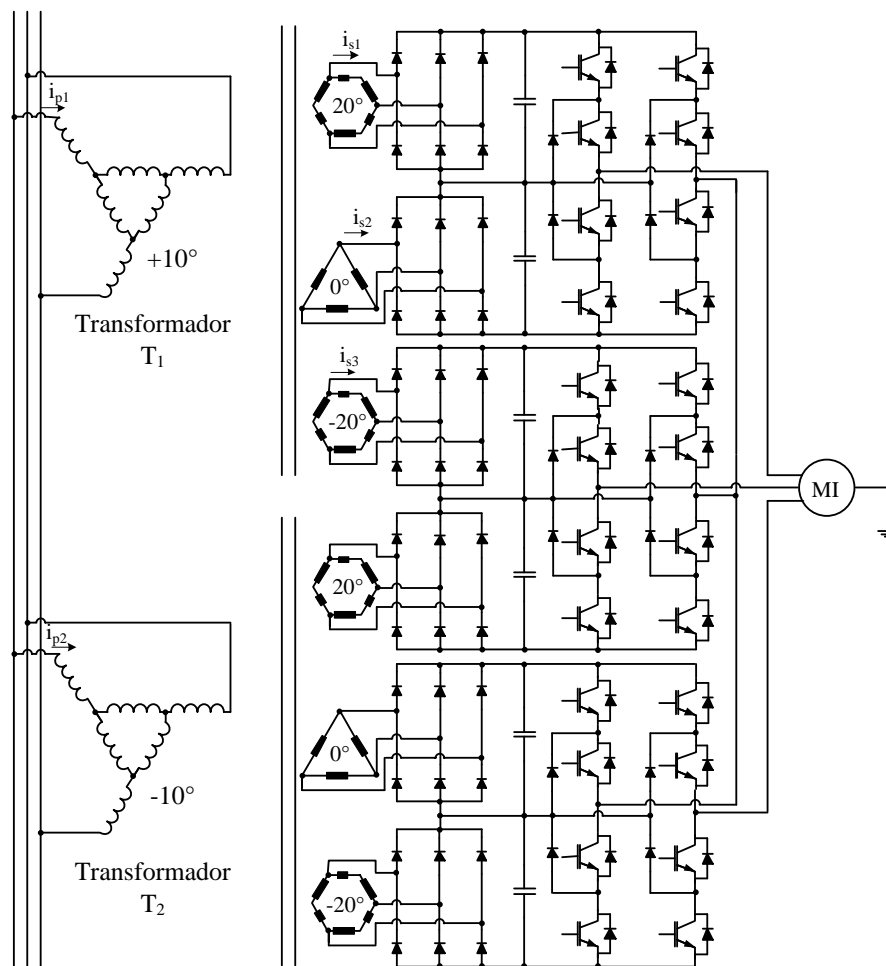
Figura 1.11 - Topologia *back-to-back* com circuito de balanceamento de tensão nos capacitores intermediários.



Fonte: Adaptado de (OOI; MASWOOD; LIM, 2015).

O diagrama apresentado, na Figura 1.12, mostra o esquemático de um sistema que pode ser usado para melhorar a qualidade de energia utilizada por motores de indução. Esse sistema é composto por um conversor CA-CC de 36 (trinta e seis) pulsos com diferentes tipos de ligação dos secundários. Esta ligação especial permite eliminar harmônicas de corrente na entrada. Dois conversores CA-CC isolados de 18 pulsos são associados para chegar a um conversor CA-CC de 36 pulsos. Para melhorar a estabilidade do sistema é usado um inversor NPC de cinco níveis comutado em uma frequência muito baixa. A comutação em baixa frequência, é para garantir que o sistema tenha baixas perdas por comutação (KANT; SINGH, 2018).

Figura 1.12 - Conversor CA-CC 36-pulsos alimentando um inversor NPC de 5-níveis.

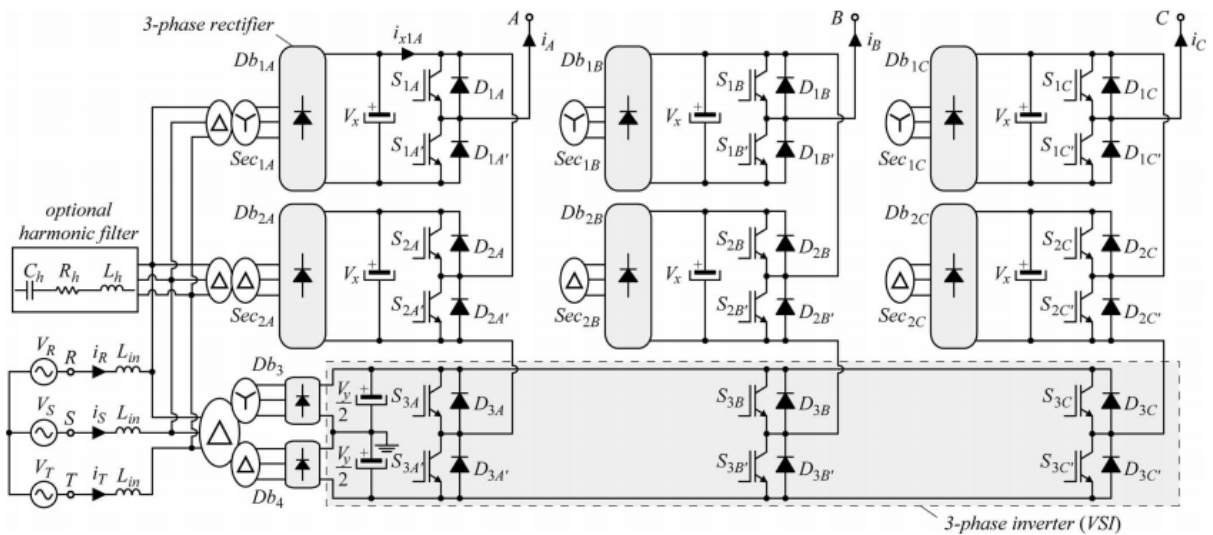


Fonte: Adaptado de (KANT; SINGH, 2018).

Na Figura 1.13 pode ser visto um novo conversor multinível híbrido trifásico para aplicações em média tensão proposto por (BATSCHAUER; MUSSA; HELDWEIN; 2012). O conversor CA-CC é um retificador de múltiplos pulsos, onde através da combinação delta-estrela foi possível mitigar harmônicas de corrente na entrada e ao mesmo tempo proporcionar

saídas isoladas. Portanto, a grande vantagem é o isolamento galvânico e a modularidade. Como possíveis inconvenientes podemos citar, o uso de transformadores de baixa frequência que permitem um elevado peso e volume, e sua unidirecionalidade em corrente que pode limitar para algumas aplicações, tal como, acionamento de motores CA.

Figura 1.13 - Inversor multinível híbrido trifásico baseado em módulo meia ponte.



Fonte: Adaptado de (BATSCHAUER; MUSSA; HELDWEIN, 2012).

1.5 HISTÓRIA DA CONVERSÃO CA-CA.

Um dos precursores da eletrônica de potência foi o inventor e cientista William McMurray, que no ano de 1968 chegou a gerar as topologias dos conversores CA-CA isolados galvanicamente mostradas na Figura 1.14. Na época, os interruptores bidirecionais em tensão e corrente eram tiristores e transistores bipolares, então, o inventor conseguiu fazer com que os semicondutores indicados operassem em média frequência, como mostra os detalhes da comutação nas figuras. Com o avanço tecnológico em semicondutores e elementos magnéticos, hoje em dia, e tomando como base a invenção de W. McMurray, existem grandes avanços de pesquisa na área de transformadores de estado sólido (TES - SST-Solid State Transformer). O conversor CC-CC *Push-Pull* alimentado em corrente, seja com célula de comutação monofásica ou trifásica, é um desdobramento da invenção do cientista W. McMurray. Motivo pelo qual, está sendo referenciado nesta tese, pois foi um grande logro para a ciência e a humanidade.

Figura 1.14 - Conversores CA-CA isolados inventados pelo cientista William McMurray em 1968, (a) usando interruptores genéricos e tiristor, (a) transistores bipolares.

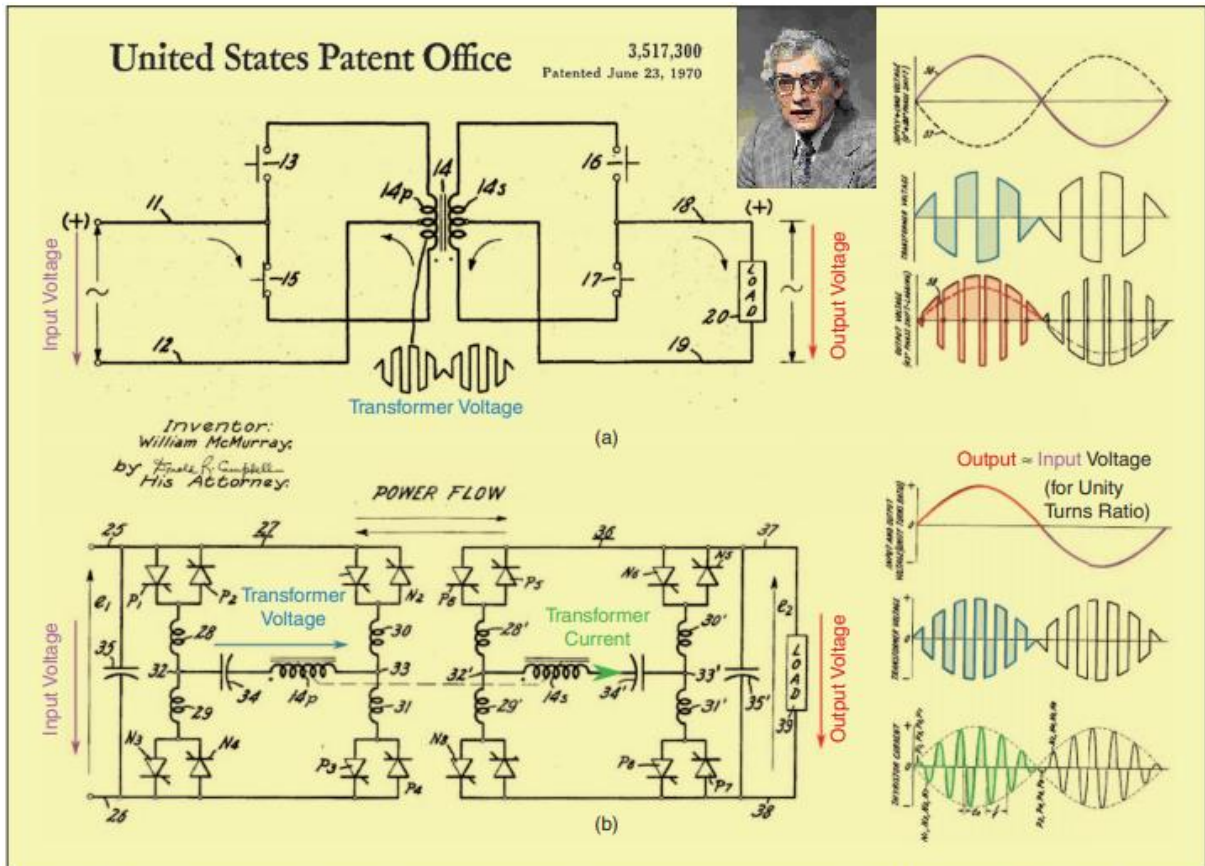
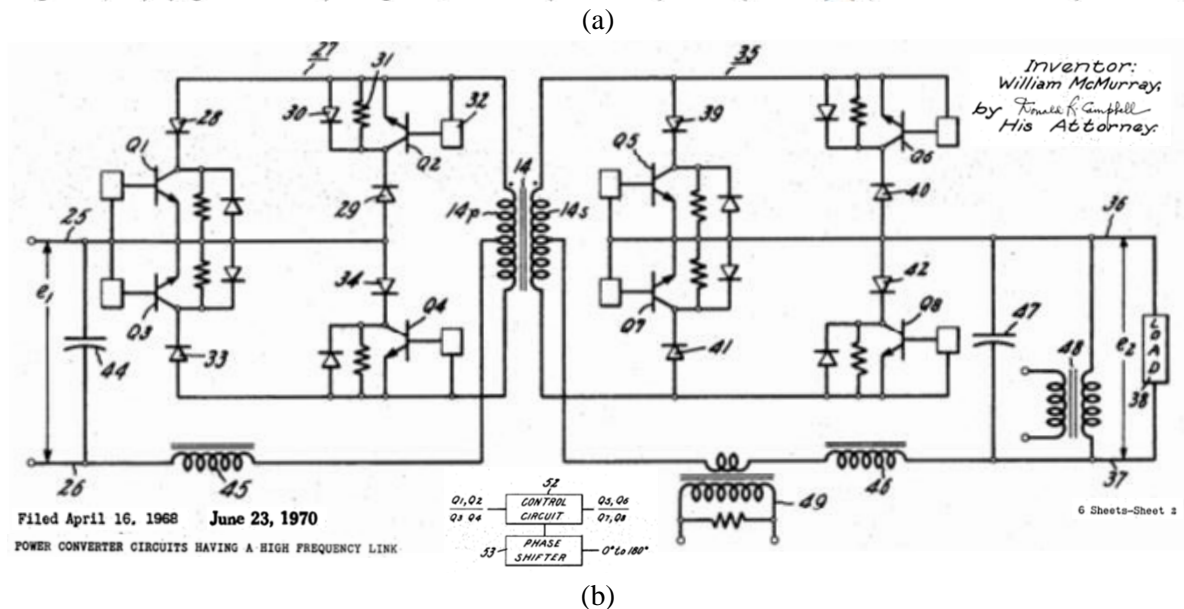


FIGURE 2 — (a) A non-resonant ac-ac power converter with a high-frequency link as proposed in 1968 by McMurray [23], with key converter waveforms illustrating the output voltage regulation by delaying the firing of the secondary side bridge. (b) A resonant variant (also shown in an ac-ac configuration) employing the HC-DCM operating mode, also from a patent filed by McMurray in 1968 [22]. (The colors were added by the authors.)



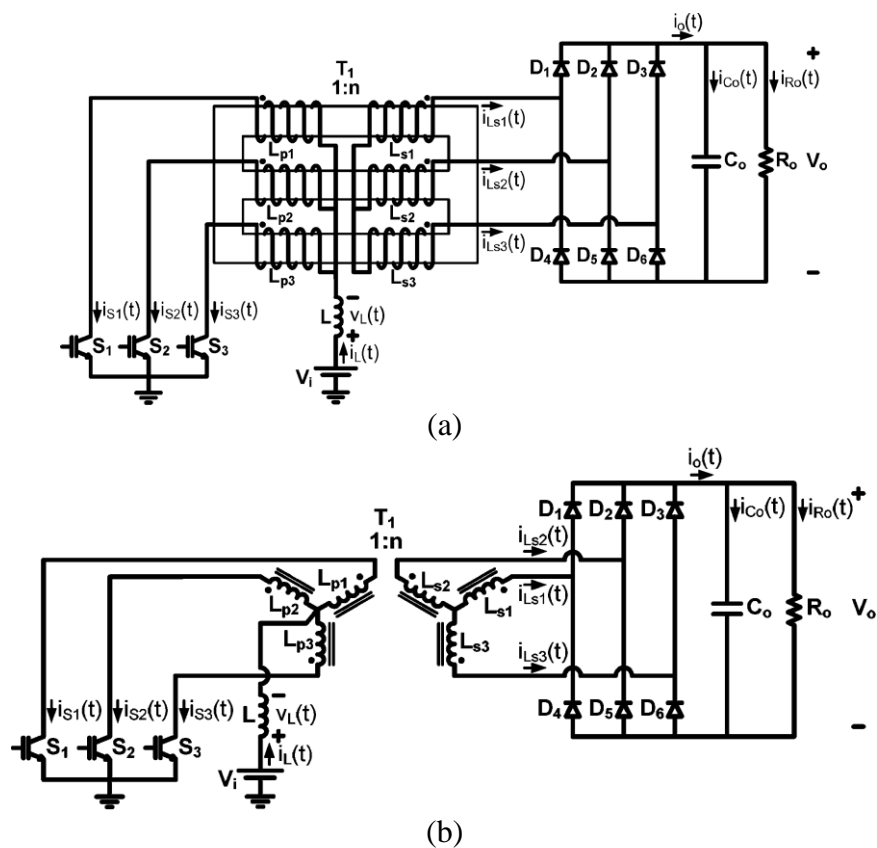
Fonte: Adaptado de (MCMURRAY, 1970) e (KOLAR, 2016).

1.6 GERAÇÃO DA CÉLULA DE COMUTAÇÃO DE MÚLTIPLOS ESTADOS TIPO T (CCME-TT).

1.6.1 Origem da Célula de Comutação de Múltiplos Estados Tipo T.

O conversor CC-CC *push-pull* alimentado em corrente trifásico com comutação dissipativa dos transistores foi proposto e estudado por (ANDERSEN; BARBI, 2009), tal como mostra a Figura 1.15 . Posteriormente, ao mesmo conversor foi adicionado um circuito de grameamento ativo para conseguir comutação suave ou não dissipativa dos transistores de potência, e como resultado foi melhorado o rendimento do conversor (ANDERSEN; BARBI, 2013; LEE; PARK; CHOI, 2011).

Figura 1.15 - Conversor CC-CC *push-pull* alimentado em corrente trifásico.



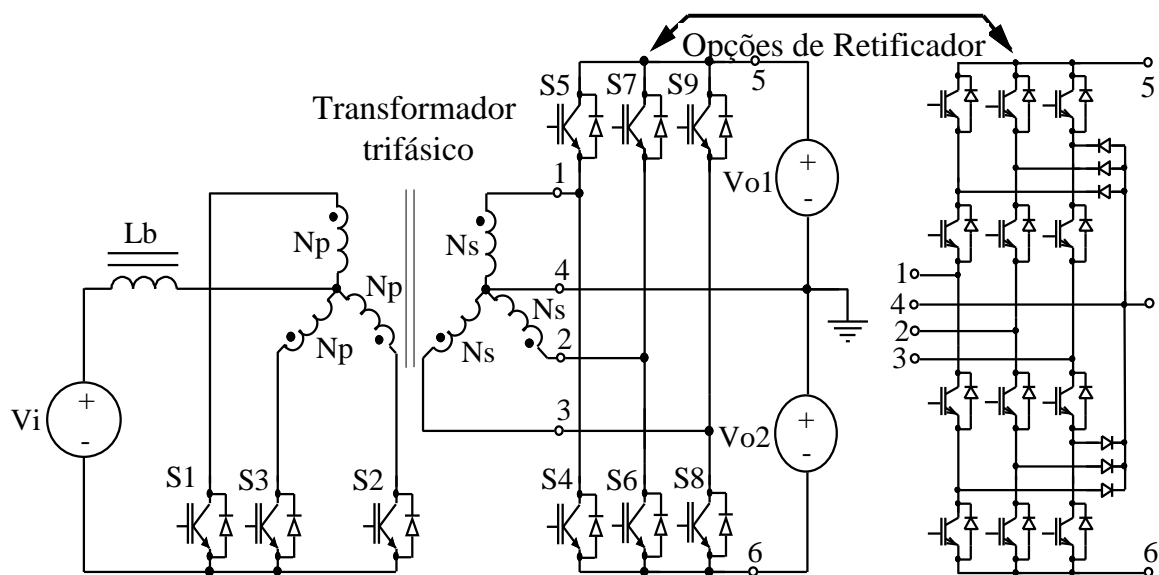
Fonte: Adaptado (ANDERSEN; BARBI, 2009).

1.6.2 Obtenção da Célula de Comutação de Múltiplos Estados Tipo T (CCME-TT).

Para gerar a célula de comutação de múltiplos estados tipo T (CCME-TT), no conversor CC-CC proposto por (ANDERSEN; BARBI, 2009), a ponte retificadora a diodos do lado secundário foi substituída por uma ponte retificadora controlada trifásica com conexão do

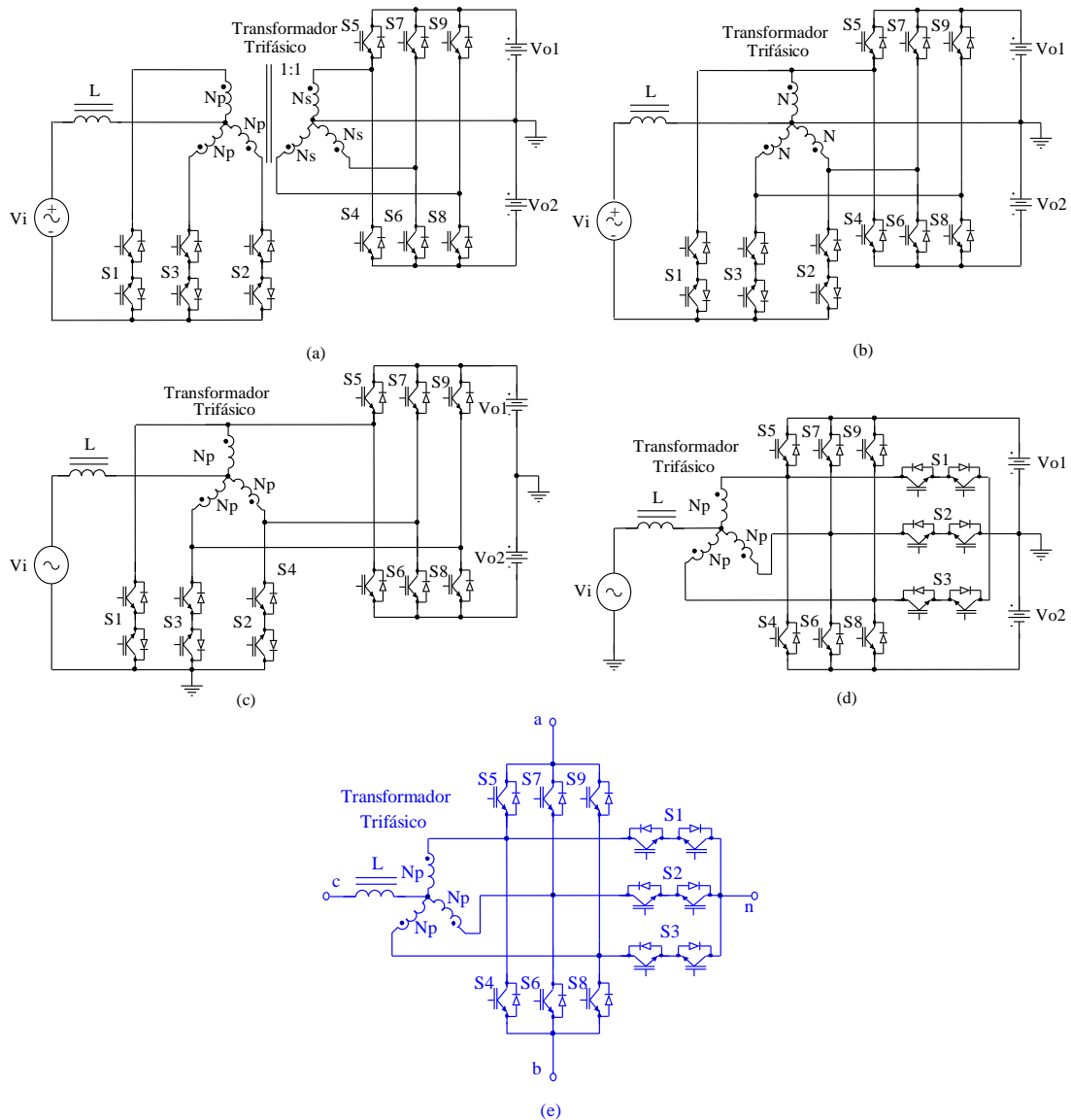
neutro da ligação estrela do secundário ao ponto médio dos capacitores em série. Também é possível usar um retificador controlado trifásico baseado na configuração com ponto neutro grampeado NPC, isto para possibilitar o uso de semicondutores de menor tensão, tal como mostra a Figura 1.16. Outra questão importante que se deve destacar e que permite sua mudança topológica, é o uso de interruptores S_1 , S_2 e S_3 bidirecionais em tensão e corrente para a alimentação com tensão alternada, tal como mostra a Figura 1.18(a). Para chegar à CCME-TT são seguidos os seguintes passos. Passo 1: os interruptores do lado primário devem ser bidirecionais em tensão e em corrente, a ligação do transformador deve ser estrela-estrela e a relação de transformação entre o primário e o secundário deve ser unitária. Passo 2: considerando a relação de transformação unitária, o circuito do lado secundário pode ser conectado aos terminais dos enrolamentos primários, tal como mostra a Figura 1.18(b). Passo 3: a ligação do ponto médio dos capacitores com o ponto neutro do transformador é removido e conectado ao terminal neutro da fonte de alimentação V_i , onde também é o ponto comum dos interruptores S_1 , S_2 e S_3 , tal como mostra a Figura 1.18(c). Passo 4: é feito somente um rearranjo topológico, tal como mostra a Figura 1.18(d). Passo 5: finalmente é obtida a célula de comutação de múltiplos estados tipo T (CCME-TT), tal como mostra a Figura 1.18(e). A CCME-TT é a célula de comutação principal responsável em processar a energia vinda da entrada com direção à saída, ou vice-versa, portanto, toda a importância deve ser voltada a ela.

Figura 1.16 - Conversor CC-CC *Push-Pull* alimentado em corrente.



Fonte: Adaptado de (ANDERSEN; BARBI, 2009)

Figura 1.17 - Passo a passo para a geração da célula de comutação de múltiplos estados tipo T (CCME-TT).



Fonte: Adaptado de (Tese de Progressão Funcional de R. P. TORRICO-BASCOPE, 2020).

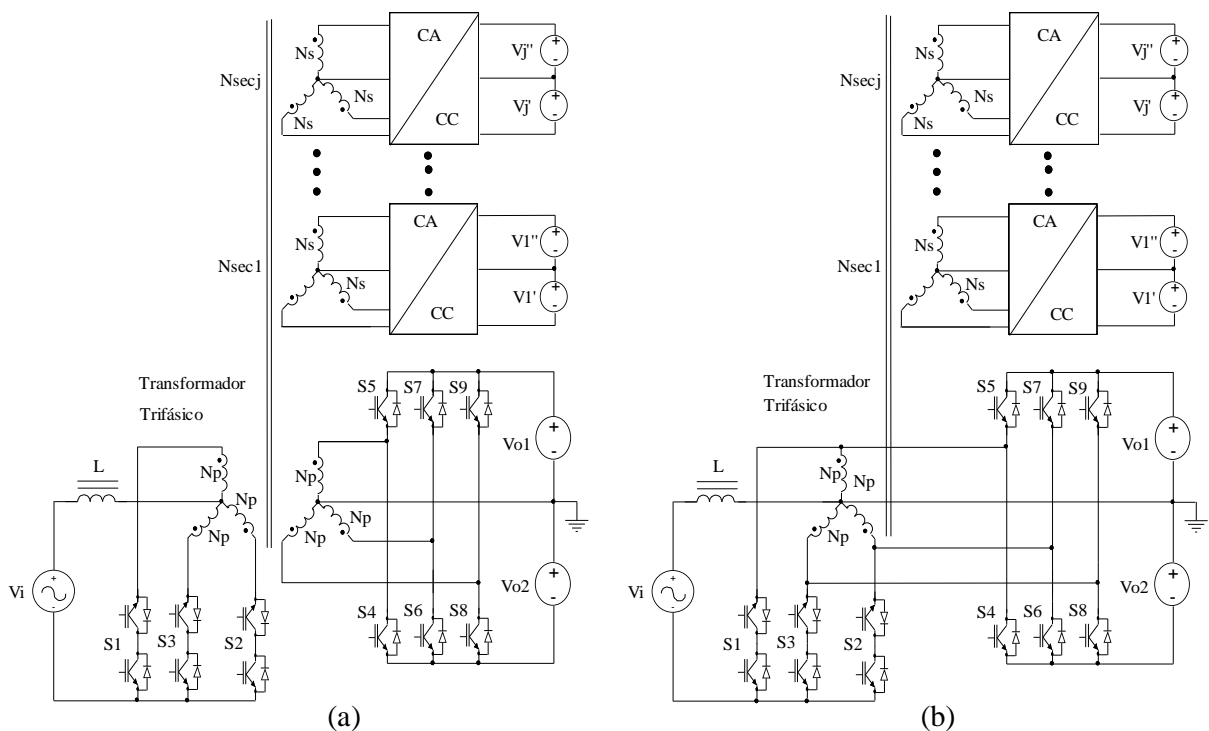
1.6.3 Obtenção da Célula de Comutação de Múltiplos Estados Tipo T Modificado (CCME-TTM).

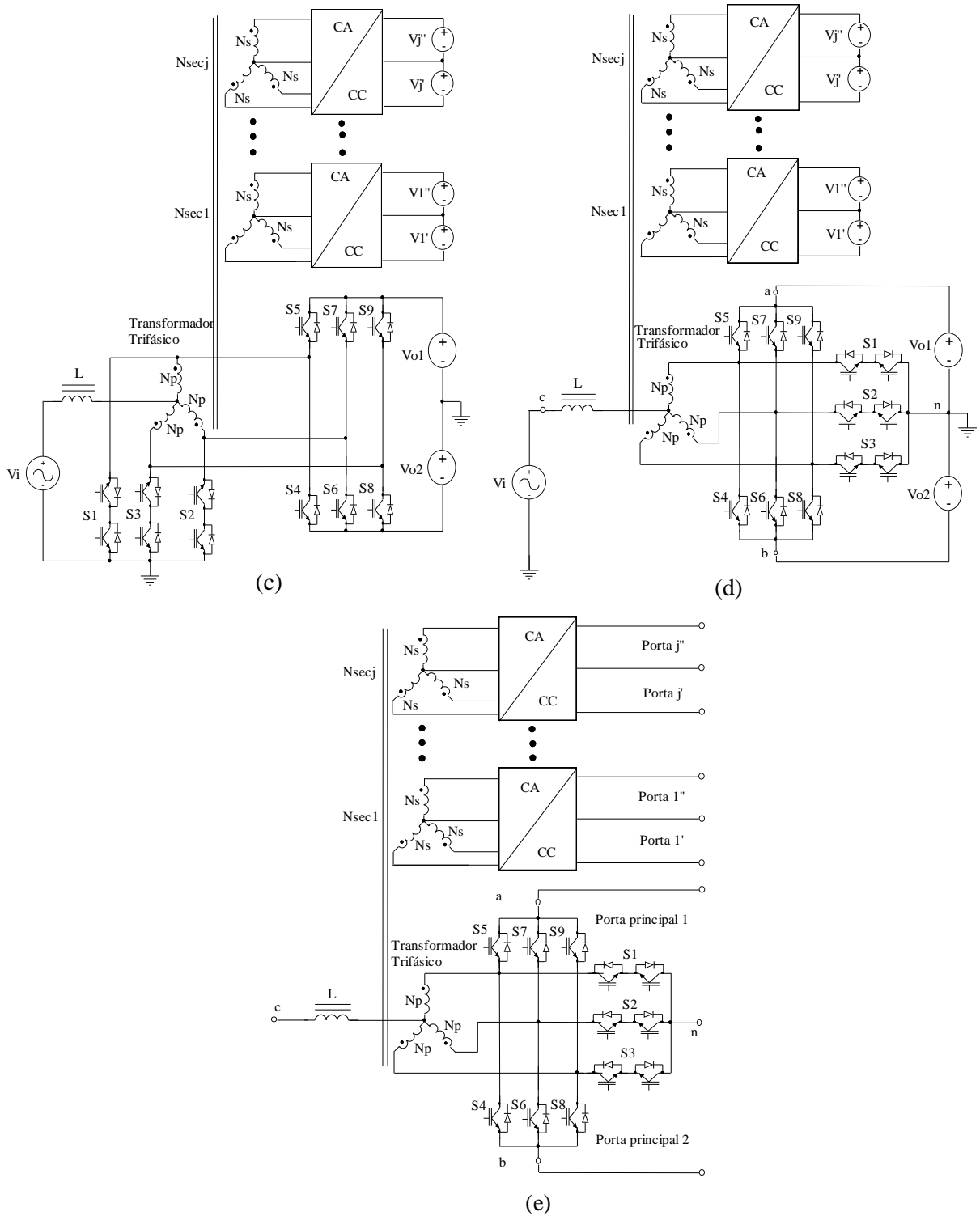
Para gerar a célula de comutação de múltiplos estados tipo T modificado (CCME-TTM) com a intenção de aumentar as portas de saída e como consequência os valores de tensão de saída, o circuito da Figura 1.17(a) foi modificado como mostra a Figura 1.18(a), que tem na sua estrutura um enrolamento primário e vários enrolamentos secundários conectados em estrela. No processo de transformação para obter a célula, o secundário inferior é considerado como principal e os outros secundários são adoptados como auxiliares. Para conseguir o objetivo desejado, o secundário principal deve apresentar a mesma conexão do primário, neste caso

conexão estrela-estrela, e a relação de transformação deve ser unitária. Porém os secundários auxiliares podem ser configurados com a mesma conexão do primário ou com conexões diferentes (ex. delta, zigue-zague, etc.) e relações de transformação iguais ou diferentes de acordo aos requerimentos da tensão de saída.

Na sequência, antes de chegar ao circuito não isolado mostrado na Figura 1.18(b), o número de espiras do secundário principal do transformador, localizado na parte inferior do mesmo, deve ser igual ao número de espiras do primário, e a derivação central da saída é conectada ao ponto neutro do primário. Logo, a conexão da derivação central da saída ao neutro do transformador é removida e conectada ao ponto neutro da fonte de alimentação V_i , onde também apresentam como ponto comum os interruptores S_1 , S_2 e S_3 , tal como mostra a Figura 1.18(c). Redesenhando o circuito da Figura 1.18(c) é obtido o circuito da Figura 1.18(d). Finalmente, a partir da Figura 1.18(d) é encontrada a célula de comutação desejada. Usando a Figura 1.18(e) são concebidos os conversores proposto genérico e particular, analisados neste trabalho e apresentados em tópicos a seguir

Figura 1.18 - Geração da célula de comutação de múltiplos estados tipo T modificada (CCME-TTM).

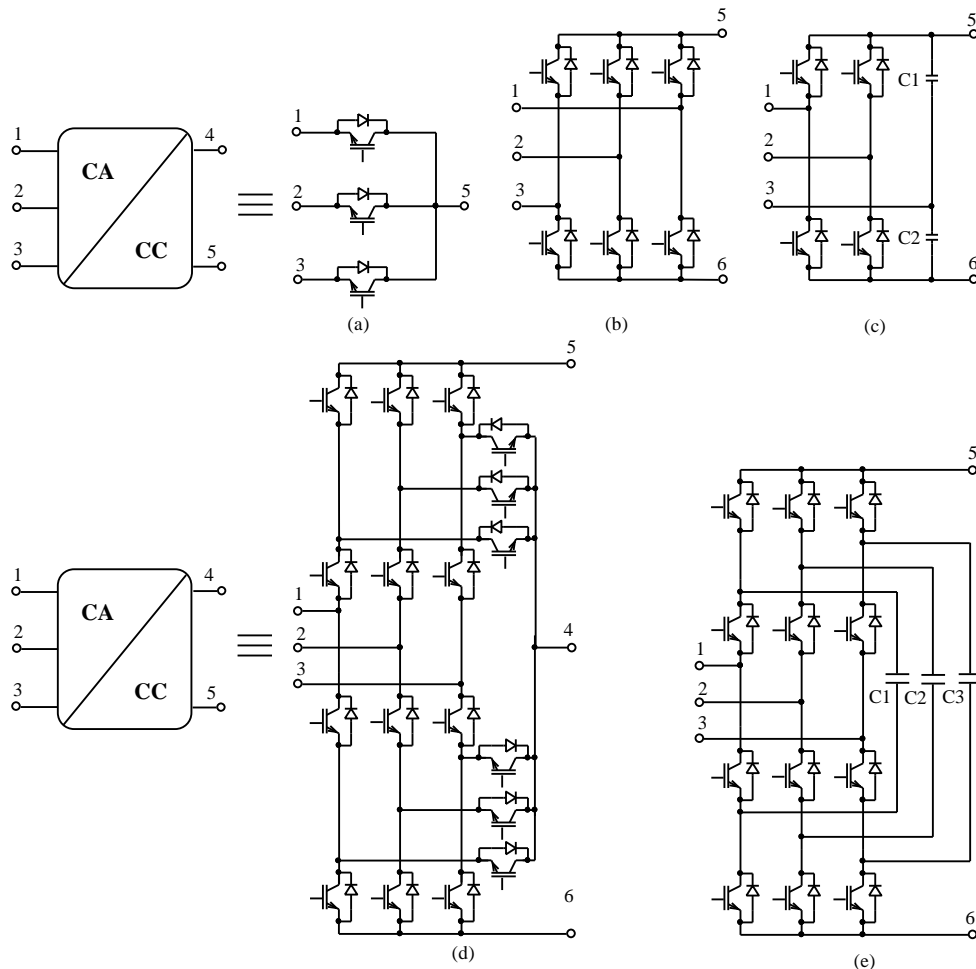




Fonte: Adaptado de (Tese de Progressão Funcional de R. P. TORRICO-BASCOPE, 2020).

Os retificadores trifásicos dos secundários auxiliares ligados aos blocos CA-CC podem apresentar várias configurações como mostra a Figura 1.19. Entre as configurações mais conhecidas na literatura técnica tem-se: meia onda trifásica, ponte completa trifásico com derivação central, ponte completa misto com interruptores e capacitores, retificador trifásico NPC, etc.

Figura 1.19 - Possíveis configurações topológicas de retificadores trifásicos para os secundários auxiliares. (a) meia onda; (b) ponte completa com derivação central; (c) ponte completa; (d) ponte completa mista com interruptores e capacitores, e (e) ponte completa NPC.



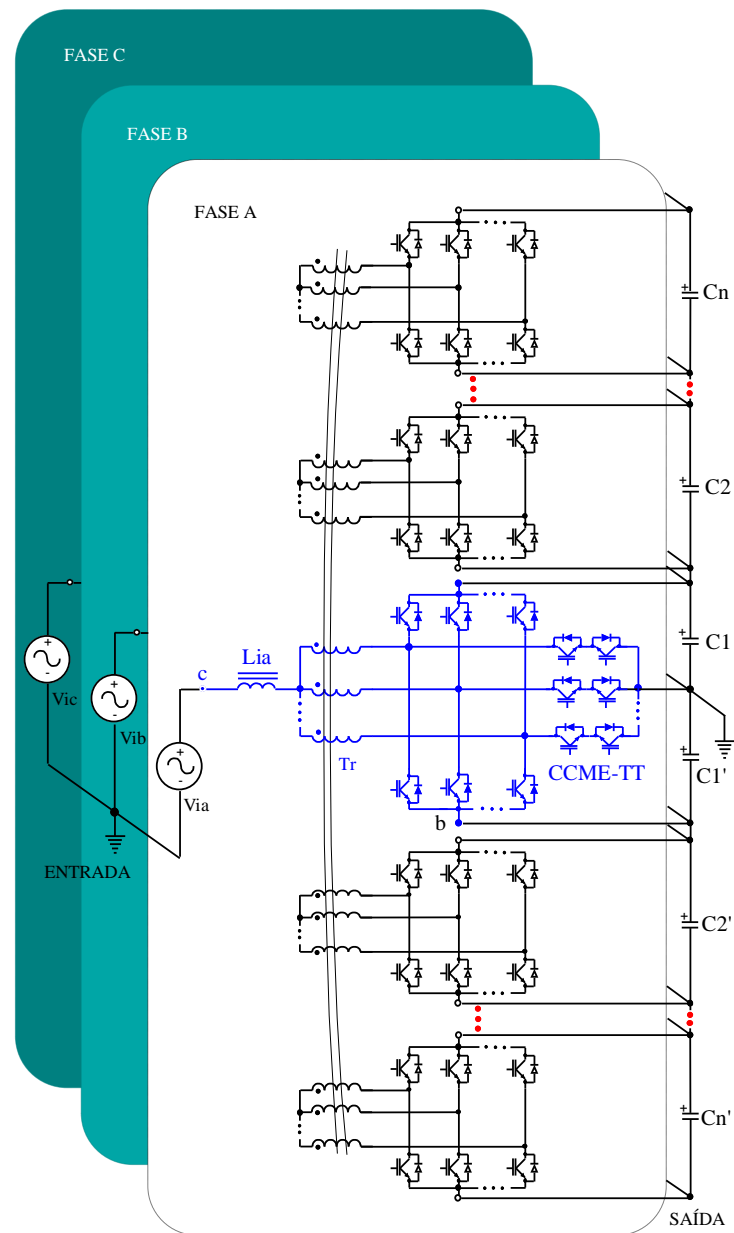
Fonte: Adaptado de (MUHAMMAD H. RASHID, 2015).

1.7 GERAÇÃO DAS TOPOLOGIAS NÃO ISOLADAS E ISOLADAS BIDIRECIONAIS BASEADAS NA CCME-TTM

1.7.1 Conversores CA-CC Não Isolados Bidirecionais Baseados na CCME-TTM.

Usando a célula da Figura 1.18(e) e a ponte retificadora trifásica da Figura 1.19(b), foi gerado o conversor CA-CC baseado na CCME-TTM genérico mostrado na Figura 1.20. Este conversor apresenta como características, correção de fator de potência, múltiplas saídas, operação com tensão de entrada trifásica de entrada, bidirecionalidade em corrente e célula de comutação multifásica, que facilmente pode ser particularizado a monofásico e trifásico. O mesmo foi pensado para sua aplicação em média tensão (MT) para processar potências acima de 100 kW.

Figura 1.20 - Topologia do conversor CA-CC não isolado bidirecional baseado na CCME-TTM.

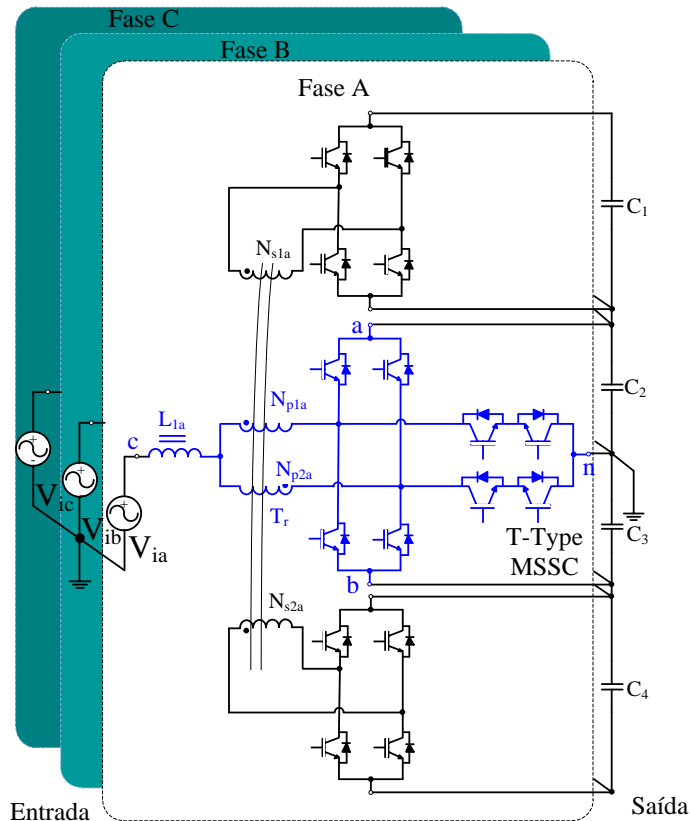


Fonte: Adaptado de (Tese de Progressão Funcional de R. P. TORRICO-BASCOPE, 2020).

A topologia mostrada na Figura 1.21 é um caso particular da topologia genérica mostrada na Figura 1.20. A mesma apresenta uma célula de comutação monofásica para o controle de fluxo de potência e é limitado simplesmente a quatro saídas, que pode ser aplicado a um inversor NPC com cinco níveis de tensão de saída. O circuito foi pensado para aplicação trifásica e a possibilidade da bidirecionalidade em corrente.

Da topologia apresentada na Figura 1.21 foi gerada a versão unidirecional de corrente a qual aparece no tópico 1.8 da proposta de tese.

Figura 1.21 - Conversor CA-CC não isolado bidirecional particular baseado na CCME-TTM.



Fonte: Adaptado de (Tese de Progressão Funcional de R. P. TORRICO-BASCOPE, 2020).

1.7.2 Conversores CA-CC Isolados Baseados na CCME-TTM.

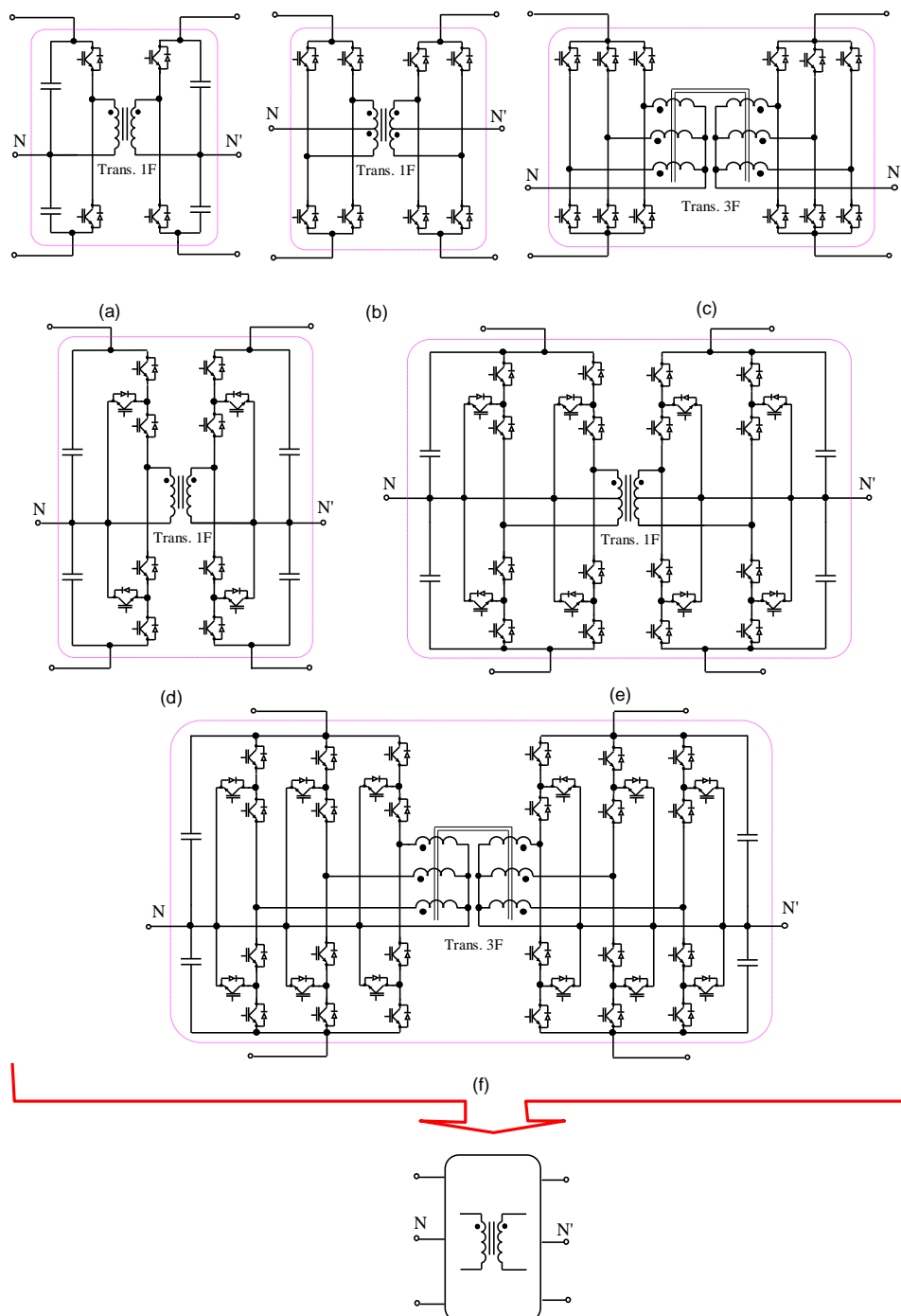
A Figura 1.22 mostra células de comutação para operação de transformadores monofásicos e trifásicos de média ou alta frequência. Estas células devem ser inseridas à CCME-TTM, assim, conseguir que todas as saídas do conversor sejam isoladas galvanicamente.

Na Figura 1.23 é mostrada o conversor CA-CC isolado bidirecional genérico com múltiplas saídas baseado na CCME-TTM. Suas inerentes características são: a opção trifásica, a correção de fator de potência, o alto ganho de tensão, a possibilidade de usar semicondutores de baixa tensão de operação, o isolamento galvânico, a versatilidade de ligação das saídas (série ou independentes), entre outros. Como possíveis inconvenientes, é possível citar, a quantidade de semicondutores envolvidos, o desbalanço de corrente nos enrolamentos da CCME-TTM e os níveis de isolamento do transformador.

Tomando como referência a topologia mostrada na Figura 1.23, foi arranjada a topologia particular mostrada na Figura 1.24 usando a CCME-TTM monofásica aplicada a uma fonte de alimentação monofásica. As características da topologia são similares das indicadas para a estrutura genérica com algumas limitações que são: CCME-TTM monofásica, quatro

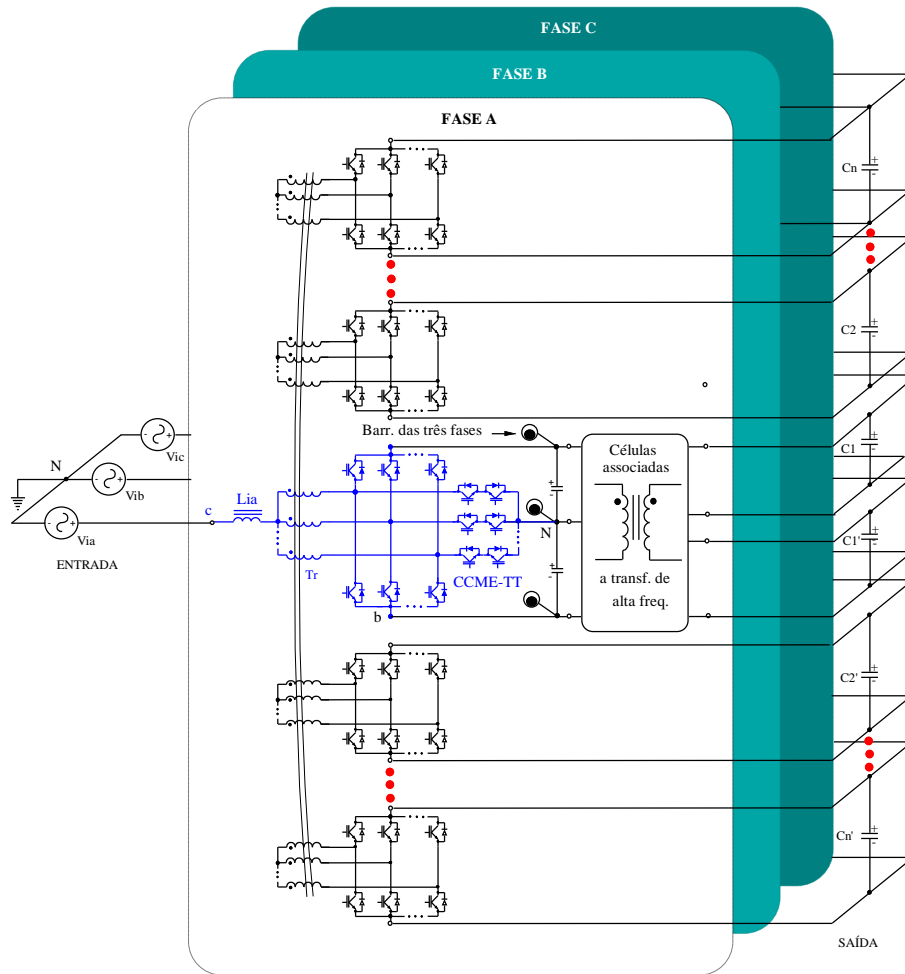
saídas totalmente isoladas dando chance para conexão em série ou independentes das mesmas, e foi mantida a característica bidirecional em corrente. Também existe a chance de adicionar mais secundários aos transformadores envolvidos para alimentar inversores multiníveis ponte H cascadeados ou conversores multiníveis modulares, ambos trifásicos. A partir desta topologia foi gerada a versão unidirecional que é parte da proposta na tese no tópico 1.8.

Figura 1.22 - Diferentes configurações topológicas para inclusão de células associadas a transformadores de média ou alta frequência.



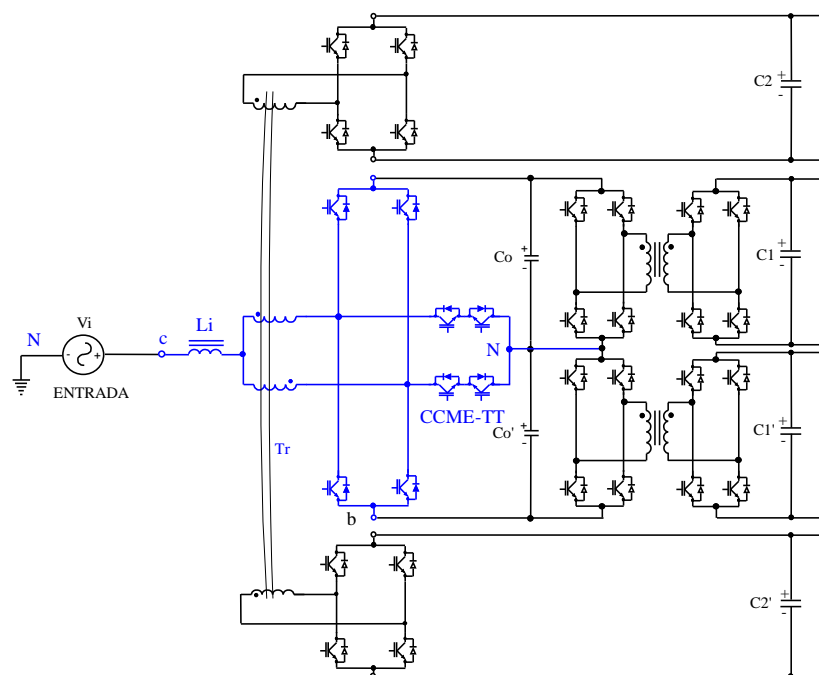
Fonte: Adaptado de (Tese de Progressão Funcional de R. P. TORRICO-BASCOPE, 2020).

Figura 1.23 - Topologia do conversor CA-CC isolado bidirecional baseado na CCME-TTM.



Fonte: Adaptado de (Tese de Progressão Funcional de R. P. TORRICO-BASCOPE, 2020).

Figura 1.24 - Topologia do conversor CA-CC isolado bidirecional particular baseado na CCME-TTM.



Fonte: Adaptado de (Tese de Progressão Funcional de R. P. TORRICO-BASCOPE, 2020).

1.8 PROPOSTA DA PESQUISA

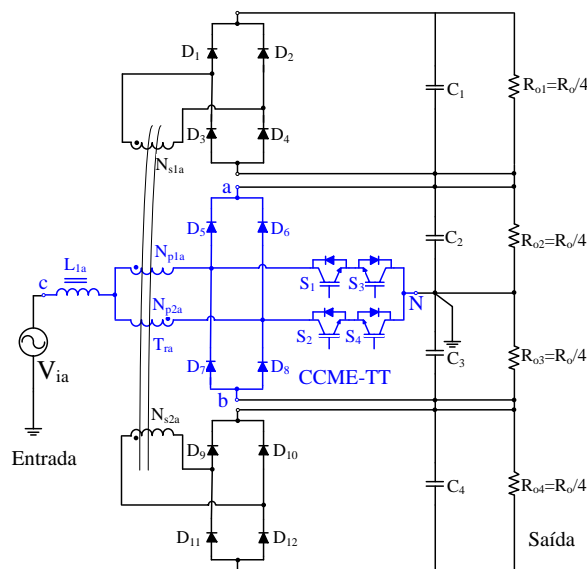
Considerando como tendência o crescimento da geração eólica, a elevação dos níveis de potência gerada pelas turbinas e o uso dos conversores de média tensão para interligação do aerogerador à rede, aliada a necessidade de buscar novas tecnologias que contribuam com a transmissão da energia gerada, este trabalho contribui com a análise do conversor, realizando o estudo para validar uma nova topologia de conversor CA-CC baseado na célula de comutação de múltiplos estados do tipo T modificado (CCME-TTM) para aplicações que necessitem de tensões acima de 1 kV.

Na tese são propostas as versões unidirecionais das topologias mostradas nas Figura 1.21 e 1.24, tal como mostram as topologias mostradas nas Figura 1.25 e 1.26. É importante esclarecer que as estruturas bidirecionais foram propostas por (Bascopé, 2020) na tese de progressão funcional para Professor Titular do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará, porém, não foram estudadas funcionalmente em regime permanente e em regime dinâmico. Daí esta tese apresenta uma grande contribuição, e que vislumbra a possibilidade do estudo de outras configurações e a bidirecionalidade em corrente.

1.8.1 Conversores CA-CC Não Isolado Unidirecional Baseado na CCME-TTM.

A Figura 1.25 mostra o conversor CA-CC não isolado unidirecional baseado na CCME-TTM, cuja célula principal é monofásica. O mesmo é um conversor derivado do conversor *boost*, por este fato, apresenta característica de fonte de corrente na entrada e fonte de tensão na saída

Figura 1.25 - Conversor CA-CC não isolado unidirecional baseado na CCME-TTM.

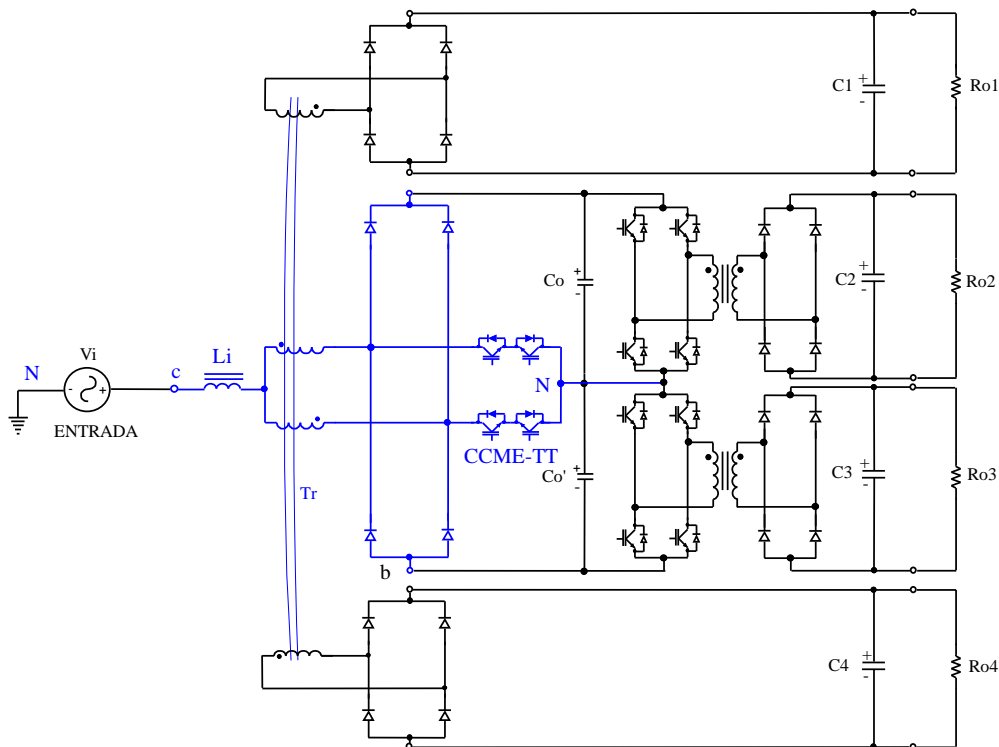


Fonte: A própria autora.

1.8.2 Conversores CA-CC Isolado Unidirecional Baseado na CCME-TTM.

Por outro lado, a Figura 1.26 apresenta um conversor CA-CC isolado unidirecional baseado na CCME-TTM, cuja célula principal é monofásica. Em relação a topologia da Figura 1.25 que apresenta duas saídas isoladas somente, para tornar totalmente isolado, foram adicionados dois transformadores de alta frequência acionados por dois circuitos na configuração ponte completa. Para conseguir a comutação sob tensão zero dos interruptores dos circuitos adicionais em ponte, basta considerar a razão cíclica de cada interruptor próximo de 0,5. Nestas condições, a energia acumulada na indutância de dispersão do transformador, permite a carga e a descarga dos capacitores intrínsecos dos MOSFETs.

Figura 1.26 - Conversor CA-CC não isolado unidirecional baseado na CCME-TTM.



Fonte: A própria autora.

1.9 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo, foi feita uma revisão bibliográfica para mostrar que o assunto de pesquisa da tese é relevante e ao mesmo tempo deixar em evidência a contribuição científica. Após a revisão, verificou-se que há necessidade de conversores CA-CC com múltiplas saídas não isoladas e isoladas para alimentar os inversores multiníveis com neutro grampeado (NPC), os inversores multiníveis com pontes H cascadeadas, e os conversores multiníveis modulares

(MMC). Posteriormente, foi feita a demonstração da geração da célula de comutação de múltiplos estados tipo T, que a mesma vem após considerações a partir do conversor CC-CC *push-pull* alimentado em corrente trifásico. Aproveitando a presença do transformador no conversor CC-CC *push-pull* alimentado em corrente trifásico, foram adicionados enrolamentos secundários denominados de auxiliares com a possibilidade de acoplamento de retificadores trifásicos convencionais nas diversas configurações. Onde a partir da mesma foi gerada a célula de comutação de múltiplos estados tipo T modificado (CCME-TTM). Com esta célula foram gerados dois conversores CA-CC baseados na CCME-TTM com características genéricas tocantes as fases da célula de comutação e as múltiplas saídas, sendo um deles não isolado e o outro isolado.

Então, a partir dos conversores genéricos foram particularizados dois conversores CA-CC com características topológicas de unidirecionalidade em corrente usando a CCME-TTM monofásica e quatro saídas com as mesmas tensões nominais. Na tese, inicialmente, foram exploradas estas duas possibilidades para sacar conclusões das possibilidades de correção de fator de potência para operar como filtro ativo e verificação dos equilíbrios de tensão nas quatro saídas considerando cargas equilibradas e desequilibradas conectadas nas saídas.

2 ANÁLISE QUALITATIVA E QUANTITATIVA DO CONVERSOR CA-CC MONOFÁSICO, NÃO ISOLADO E UNIDIRECIONAL, BASEADO NA CCME-TTM

2.1 INTRODUÇÃO

As análises qualitativa e quantitativa do conversor CA-CC monofásico, não isolado e unidirecional baseado na CCME-TTM, é apresentado neste capítulo. Inicialmente são apresentados a topologia, a técnica de modulação utilizada, os modos de operação e as etapas de funcionamento na frequência de comutação dos interruptores de 20 kHz e na frequência da rede elétrica (60 Hz). Posteriormente, são calculados os esforços de tensão e corrente de todos os componentes (indutor, transformador, semicondutores e capacitores) e é feita a sua modelagem matemática de pequenos sinais pelo método do circuito equivalente para determinar as funções de transferência que envolvem as variáveis de controle.

2.2 ANÁLISE QUALITATIVA

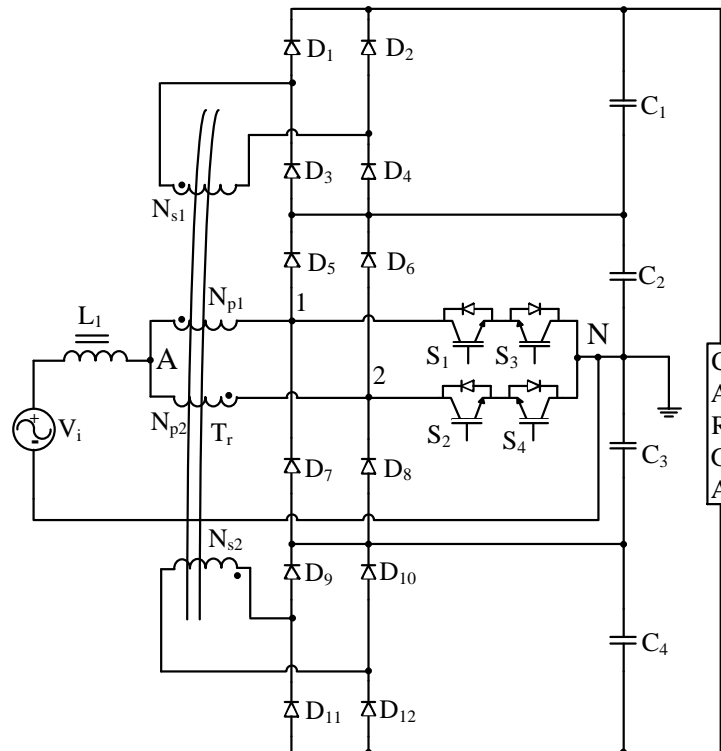
Durante essa seção é apresentada a topologia do conversor, com a descrição dos modos de operação e suas etapas de funcionamento. Pode ser observado que no conversor proposto, operando em modo de condução contínua (MCC) em um semiciclo da rede elétrica, ocorrem o modo de sobreposição de sinais PWM (*Overlapping Mode*) e o modo de não sobreposição de sinais PWM (*Non-Overlapping Mode*). Essa superposição ou não superposição é observada nos sinais PWM na frequência de comutação em determinadas faixas da tensão alternada de entrada.

2.2.1 Topologia do conversor

A Figura 2.1 apresenta a topologia do conversor CA-CC monofásico, não isolado e unidirecional baseado na CCME-TTM. Como característica principal é possível podemos citar a conexão em série das saídas. Ela é composta por uma fonte de tensão alternada V_i , um indutor de armazenamento L_1 , um transformador T_r em alta frequência composto pelos enrolamentos acoplados N_{p1} , N_{p2} , N_{s1} , N_{s2} , 4 (quatro) interruptores de potência controlados $S_1 - S_4$, 12 (doze) diodos de potência $D_1 - D_{12}$, 4 (quatro) capacitores de saída $C_1 - C_4$ que compõem o barramento CC e a carga. Nesta topologia, adotando a relação de transformação entre secundário e primário

igual dois ($a = N_s/N_p = 2$) garante-se que as saídas atreladas aos secundários sejam iguais as tensões sobre os capacitores intermediários C_2 e C_3 . O conversor CA-CC associado a célula TT apresenta característica dobradora de tensão, por este motivo, a tensão em cada capacitor intermediário (C_2 e C_3) sempre será maior a amplitude da tensão de entrada senoidal V_i .

Figura 2.1 - Topologia do conversor CA-CC proposto.



Fonte: A própria autora.

Pode ser observado na Figura 2.1, interruptores bidirecionais ativos entre o ponto de entrada de cada braço (pontos 1 e 2) e o ponto médio do barramento que compõe o filtro de saída (ponto N). Esta disposição dos componentes proporciona os cinco níveis na tensão entre os pontos A e N ($+V_o/4, +V_o/8, 0, -V_o/8, -V_o/4$), sendo V_o o valor da tensão de saída total.

Para facilitar o estudo teórico do conversor são adotadas as seguintes considerações:

- Os interruptores são ideais;
- Os diodos são ideais;
- O transformador é ideal;
- Os capacitores são considerados como fontes de tensão constante;
- Para descrição das etapas de operação, a tensão de 60 Hz é considerada constante para a frequência de comutação dos interruptores, e
- O conversor opera em regime permanente.

A relação de transformação é definida como sendo a relação entre o número de espiras dos enrolamentos secundários e do número de espiras dos enrolamentos primários.

$$N_{p1} = N_{p2} = N_{p_Tr} \quad (2.1)$$

$$N_{s1} = N_{s2} = N_{s_Tr} \quad (2.2)$$

$$a = \frac{N_{s_Tr}}{N_{p_Tr}} \quad (2.3)$$

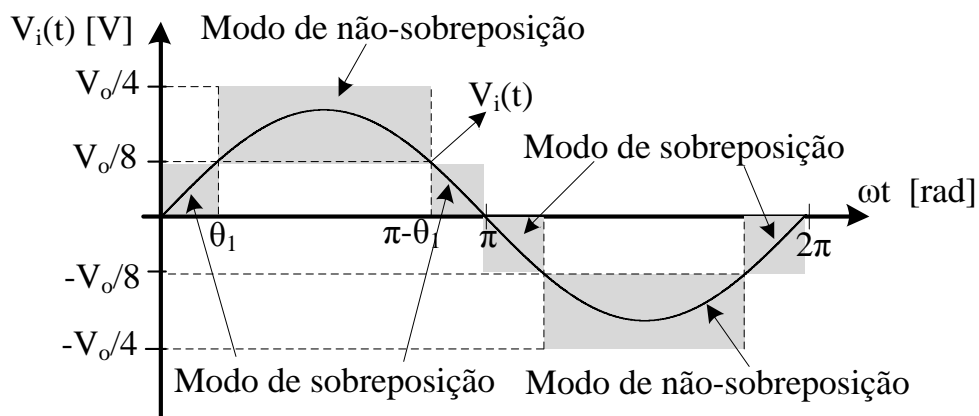
Em que:

- N_{p1} e N_{p2} : Número de espiras de cada um dos enrolamentos primários do transformador T_r ;
- N_{p_Tr} : Número de espiras dos enrolamentos primários do transformador T_r ;
- N_{s1} e N_{s2} : Número de espiras de cada um dos enrolamentos secundários do transformador T_r ;
- N_{s_Tr} : Número de espiras dos enrolamentos secundários do transformador T_r ;
- a : Relação de transformação entre os enrolamentos primários e secundários do transformador.

2.2.2 Modos de operação

A topologia do retificador proposto apresenta, considerando os estados de condução dos interruptores, dois modos de operação durante cada semiciclo da tensão senoidal de entrada. Esses modos de operação, denominados modo de sobreposição (*Overlapping Mode - OM*) e modo de não-sobreposição (*Non-Overlapping Mode - NOM*), são observados na Figura 2.2.

Figura 2.2 - Modo de operação do conversor para um período da rede.



Fonte: A própria autora.

Os estágios de operação do conversor, durante os modos de sobreposição e não-sobreposição, são descritos nos itens que seguem neste capítulo. Para esta análise é considerada a operação do conversor em regime permanente, com carga resistiva e todos os elementos passivos e ativos são ideais.

2.2.2.1 Operação em modo sobreposição (*OM – Overlapping Mode*)

A operação no modo sobreposição de sinais PWM (*OM*) acontece quando há condução simultânea dos quatro interruptores S_1 , S_2 , S_3 e S_4 , seja durante o semiciclo positivo ou negativo da tensão de referência senoidal. Sendo assim, a razão cíclica dos respectivos interruptores durante este modo de operação é maior ou igual que 0,5 ($D \geq 0,5$).

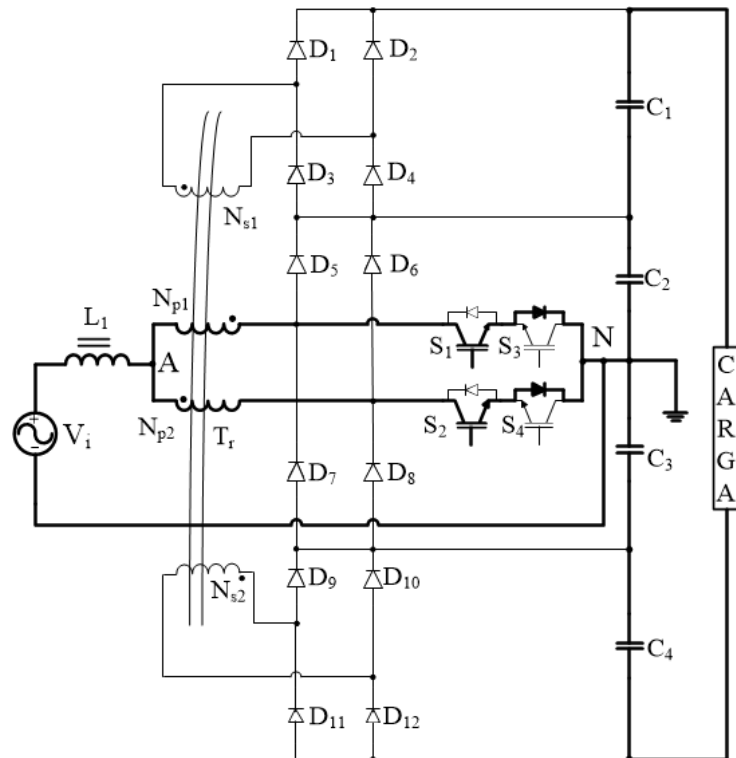
Durante o semiciclo positivo da tensão de entrada, podem ser observadas seis etapas de operação do conversor no modo de sobreposição.

Primeira etapa [t₀-t₁]: A Figura 2.3 representa o circuito equivalente a esta etapa, aonde metade da corrente de entrada flui pelo enrolamento N_{p1} , interruptores S_1 e S_3 ; e a outra metade flui pelo enrolamento N_{p2} e interruptores S_2 e S_4 . Neste estágio de operação a tensão v_{AN} é nula, o que quer dizer que o transformador apresenta tensão nula sobre seus enrolamentos, uma vez que a variação do fluxo magnético no núcleo é igual a zero. Como a tensão sobre o transformador é nula, não há corrente induzida por N_{s1} e N_{s2} . Neste estágio a tensão sobre os interruptores também é igual a zero. A energia fornecida pela fonte de tensão de entrada V_i é armazenada no indutor *boost* L_I com crescimento linear da corrente, e não há transferência de energia para a carga.

Segunda etapa [t₁-t₂]: Durante esta etapa de operação D_1 , D_4 , D_6 , D_9 e D_{12} passam a estar diretamente polarizados. Nesta etapa a tensão v_{AN} apresenta valor igual a $+V_o/8$, valor superior a tensão de entrada V_i . A corrente no indutor L_I decresce linearmente e energia é fornecida para a carga. Esta etapa finaliza quando o diodo D_6 fica inversamente polarizado. O caminho de circulação da corrente de entrada i_{LI} pode ser observado na Figura 2.4.

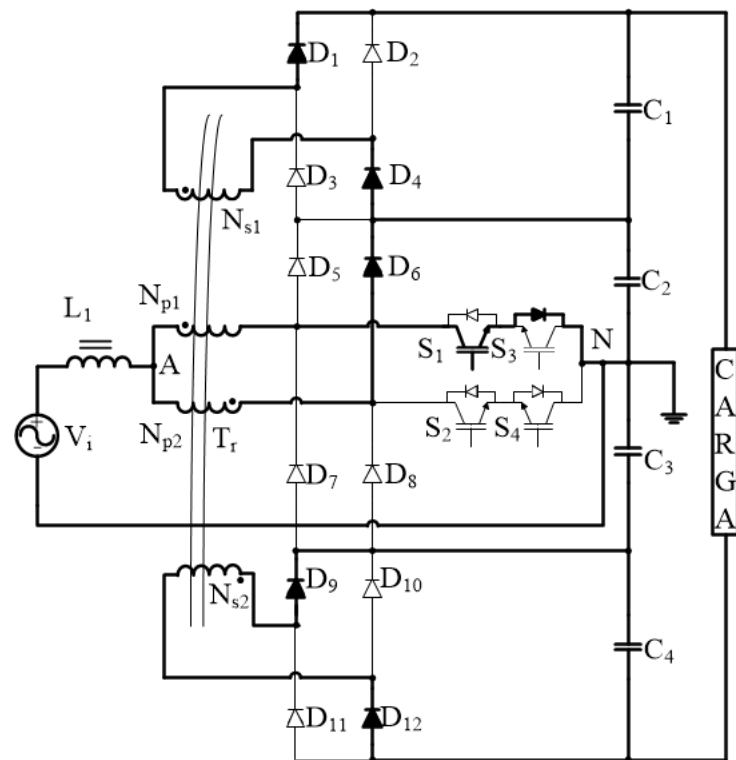
Terceira etapa [t₂-t₃]: Esta etapa tem início quando o diodo D_6 passa a estar reversamente polarizado. A Figura 2.5 apresenta o circuito de circulação de corrente para esta etapa de operação.

Figura 2.3 - Primeira etapa para o modo de sobreposição no semiciclo positivo.



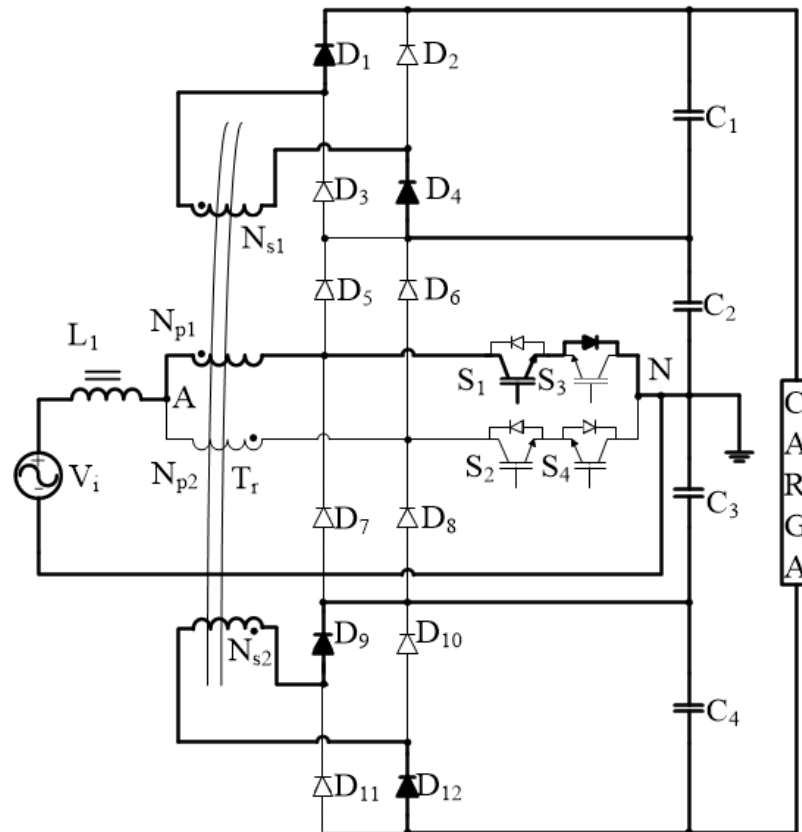
Fonte: A própria autora.

Figura 2.4 - Segunda etapa para o modo de sobreposição no semiciclo positivo.



Fonte: A própria autora.

Figura 2.5 - Terceira etapa para o modo de sobreposição no semiciclo positivo.



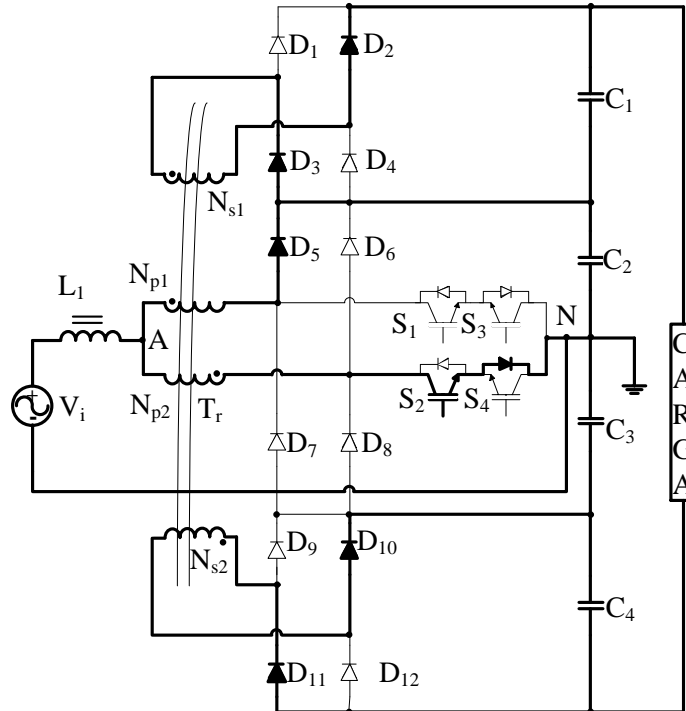
Fonte: A própria autora.

Quarta etapa [t₃-t₄]: Esta etapa é idêntica à primeira etapa do modo de sobreposição, cujo circuito é apresentado na Figura 2.3. O circuito de circulação da corrente é destacado em negrito.

Quinta etapa [t₄-t₅]: Devido à simetria do conversor, esta etapa é semelhante à segunda, sendo que, os interruptores S_2 e S_4 são comandados a conduzir e S_1 e S_3 permanecem bloqueados. Os diodos D_2 , D_3 , D_5 , D_{10} e D_{11} estão diretamente polarizados e D_1 , D_4 , D_6 , D_7 , D_8 , D_9 e D_{12} estão reversamente polarizados. Esta etapa de operação está representada na Figura 2.6, e o caminho da circulação de corrente é o marcado em negrito. A etapa termina quando o diodo D_5 deixa de estar diretamente polarizado.

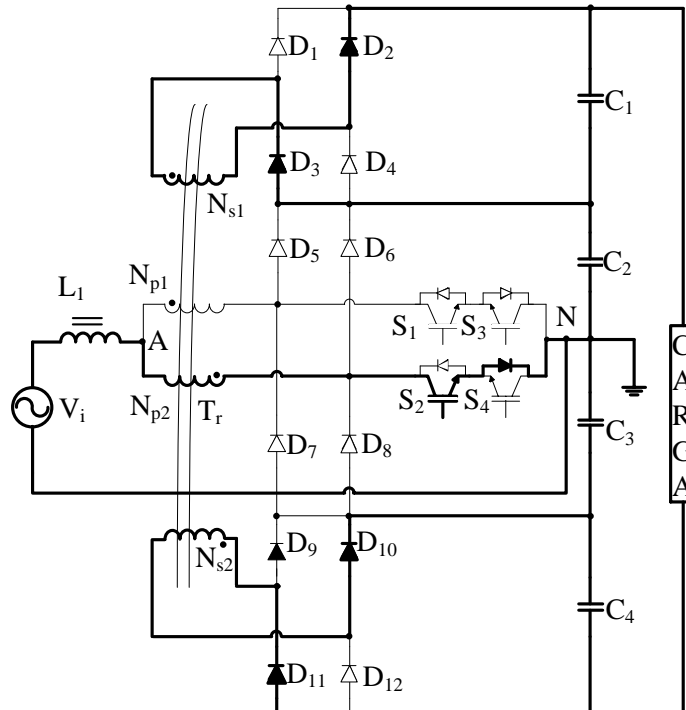
Sexta etapa [t₅-t₆]: Devido à simetria do conversor, esta etapa é semelhante à terceira, sendo que, o diodo D_5 para de conduzir. Os diodos D_2 , D_3 , D_5 , D_{10} e D_{11} estão diretamente polarizados e D_1 , D_4 , D_6 , D_7 , D_8 , D_9 e D_{12} estão reversamente polarizados. Esta etapa de operação está representada na Figura 2.7, e o caminho da circulação de corrente é o marcado em negrito. A etapa termina quando os quatro interruptores recebem o comando para conduzir.

Figura 2.6 - Quinta etapa para o modo de sobreposição no semiciclo positivo.



Fonte: A própria autora.

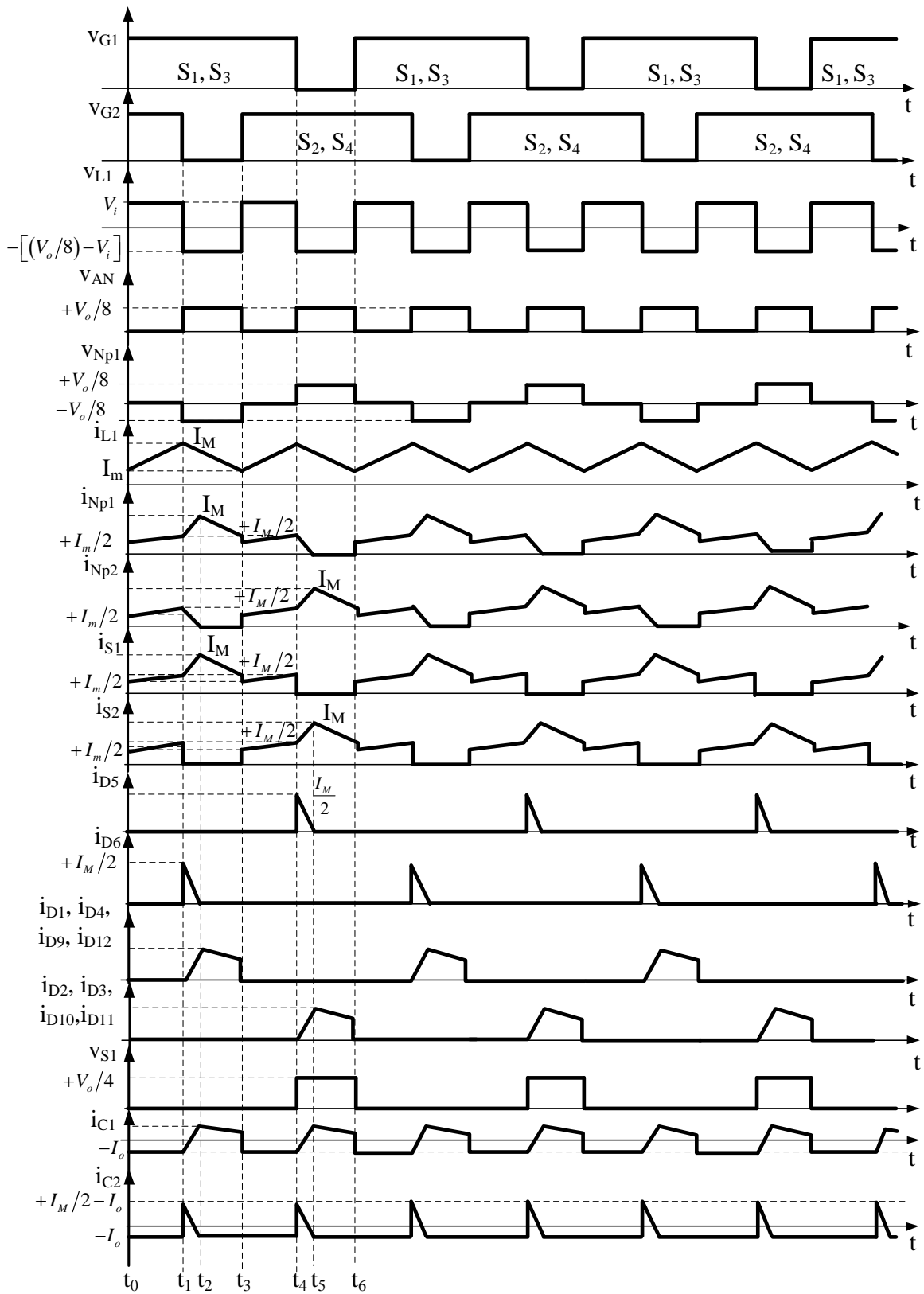
Figura 2.7 - Sexta etapa para o modo de sobreposição no semiciclo positivo.



Fonte: A própria autora.

Na Figura 2.8 estão representadas as principais formas de onda de tensão e corrente, para estas seis etapas de operação, no modo sobreposição.

Figura 2.8 - Principais formas de onda em modo sobreposição no semiciclo positivo.



Fonte: A própria autora.

Durante o semiciclo negativo da tensão de entrada, as etapas de operação são similares, com a polarização dos diodos D_7 e D_8 , e a polarização reversa dos D_5 e D_6 .

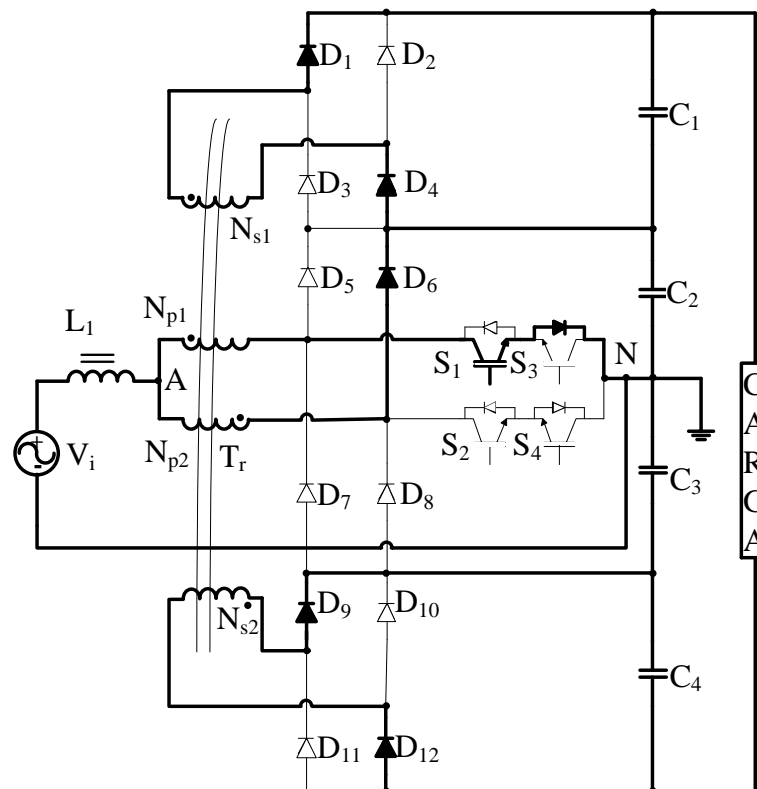
2.2.2.2 Operação em modo não-sobreposição (non-overlapping mode)

O modo de operação de não-sobreposição acontece quando não há condução simultânea dos quatro interruptores S_1 , S_2 , S_3 e S_4 , seja durante o semiciclo positivo ou negativo da tensão de referência senoidal. Neste modo de operação o ciclo de trabalho dos interruptores é inferior a 0,5 ($D < 0,5$).

Seis etapas de operação podem ser observadas no modo de não-sobreposição, durante o semiciclo positivo da tensão de entrada. Estas etapas são descritas a seguir.

Primeira etapa [t_0 - t_1]: Durante esta etapa de funcionamento os interruptores S_2 e S_4 estão bloqueados e os interruptores S_1 e S_3 estão em estado de condução. Metade do valor da corrente de entrada i_{L1} flui por meio do enrolamento N_{p1} e dos interruptores S_1 e S_3 . A outra metade flui através do enrolamento N_{p2} e dos diodos D_1 , D_4 , D_6 , D_9 e D_{12} . Nesta etapa de operação, representada pela Figura 2.9, a tensão v_{AN} apresenta um valor igual a $+V_o/8$. A corrente que circula pelo indutor L_1 cresce linearmente e a energia é armazenada neste indutor. A etapa termina quando o diodo D_6 é reversamente polarizado.

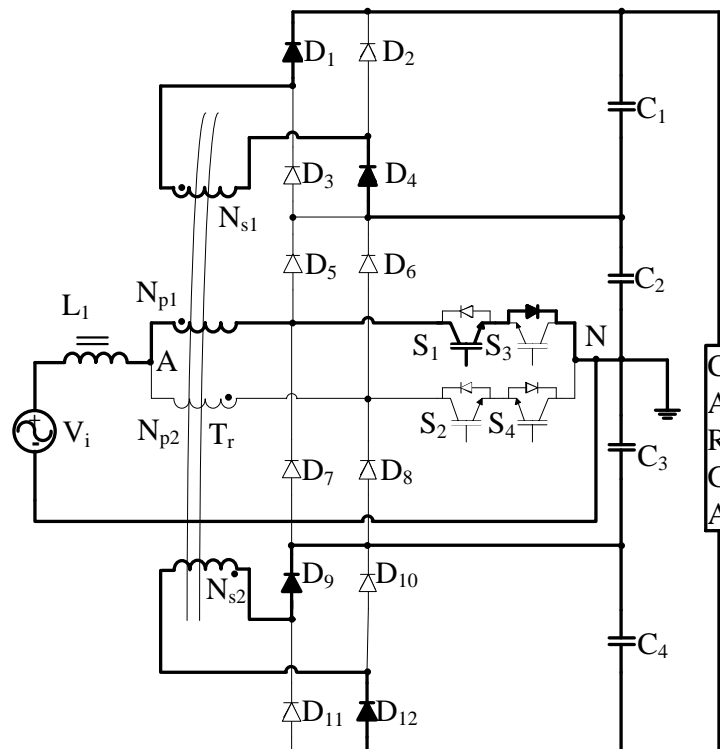
Figura 2.9 - Primeira etapa para modo de não sobreposição no semiciclo positivo.



Fonte: A própria autora.

Segunda etapa [t₁-t₂]: Nesta etapa de operação o diodo D_6 é reversamente polarizado. Desta forma o caminho percorrido pela corrente de entrada através dos interruptores S_1 e S_3 e dos diodos D_1 , D_4 , D_9 e D_{12} é representado na Figura 2.10. A tensão v_{AN} permanece com valor igual a $+V_o/8$, valor inferior a tensão de entrada V_i , desta forma a polaridade da tensão sobre o indutor *boost* é positiva e sua corrente continua crescendo em módulo. Esta etapa finaliza com o bloqueio dos interruptores S_1 e S_3 .

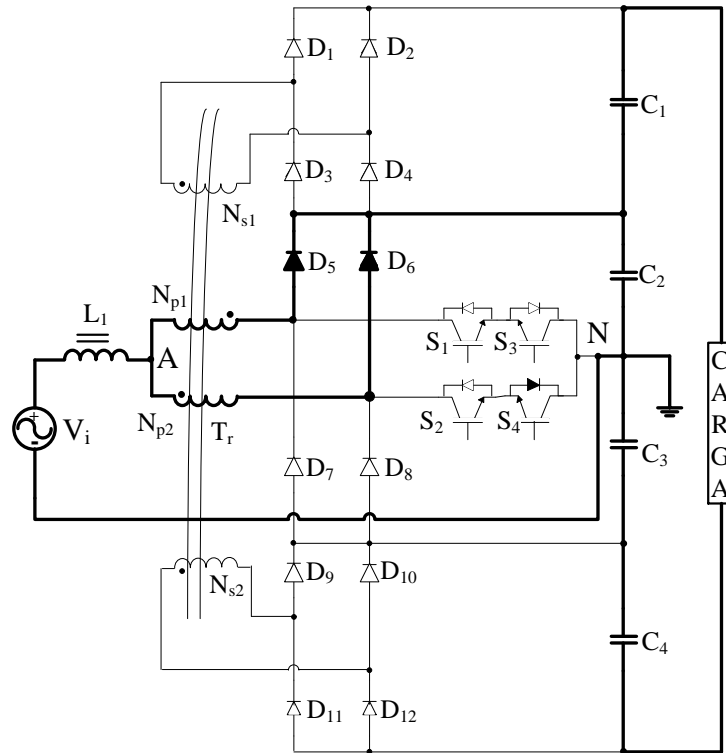
Figura 2.10 - Segunda etapa para modo de não sobreposição no semiciclo positivo.



Fonte: A própria autora.

Terceira etapa [t₂-t₃]: Durante a terceira etapa de funcionamento os interruptores S_1 e S_3 estão bloqueados. A tensão no indutor é invertida, uma vez que a variação do fluxo magnético do núcleo deve ser mantida constante, sendo assim, a corrente do indutor decresce. Os diodos D_1 , D_2 , D_3 , D_4 , D_7 , D_9 , D_{10} , D_{11} e D_{12} são reversamente polarizados. O fluxo magnético do núcleo do transformador é nulo, isso ocorre em decorrência da circulação de correntes iguais pelos enrolamentos N_{p1} e N_{p2} , conforme polaridade, desta forma o transformador apresenta tensão nula sobre seus enrolamentos (curto-circuito). A tensão v_{AN} apresenta um valor igual a $+V_o/4$. Esta etapa termina quando os interruptores S_2 e S_4 são comandados a conduzir. Este estágio de operação está representado na Figura 2.11.

Figura 2.11 - Terceira etapa para modo de não sobreposição no semiciclo positivo.



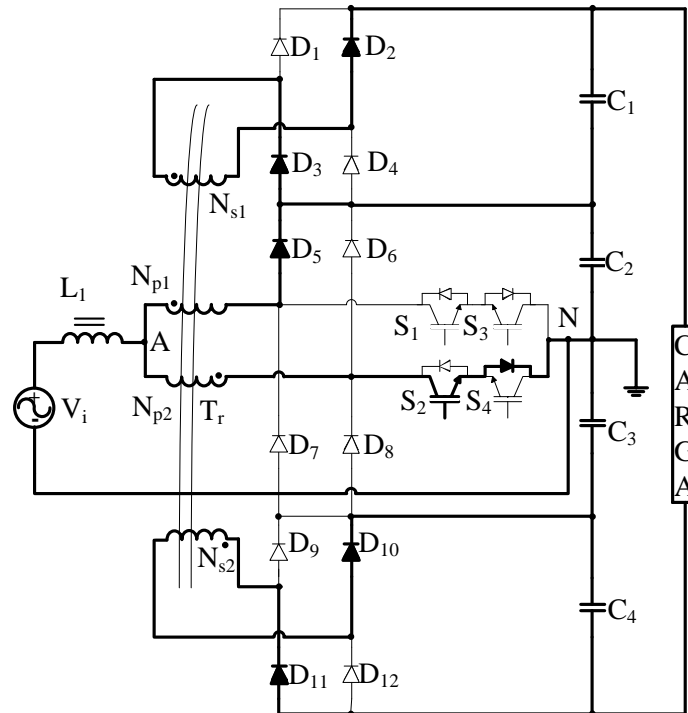
Fonte: A própria autora.

Quarta etapa [t3-t4]: Devido à simetria do conversor, esta etapa de operação é semelhante à primeira etapa apresentada. O que diferencia as duas etapas é o fato dos interruptores S_1 e S_3 estarem bloqueados, enquanto S_2 e S_4 conduzirem. O diodo D_5 continua conduzindo e os diodos D_1 , D_4 , D_6 , D_7 , D_8 , D_9 e D_{12} estão reversamente polarizados. Os diodos D_2 , D_3 , D_{10} e D_{11} chegam a ser polarizados diretamente. O caminho de circulação da corrente, durante esta etapa de operação, está representado em negrito na Figura 2.12.

Quinta etapa [t4-t5]: Devido à simetria do conversor, esta etapa de operação é semelhante à segunda etapa apresentada. O que diferencia as duas etapas é o fato dos diodos D_1 , D_4 , D_5 , D_6 , D_7 , D_8 , D_9 e D_{12} estarem reversamente polarizados, enquanto os diodos D_2 , D_3 , D_{10} e D_{11} estarem diretamente polarizados, e os interruptores S_2 e S_4 estão conduzindo. O caminho de circulação da corrente durante esta etapa de operação está representado na Figura 2.13.

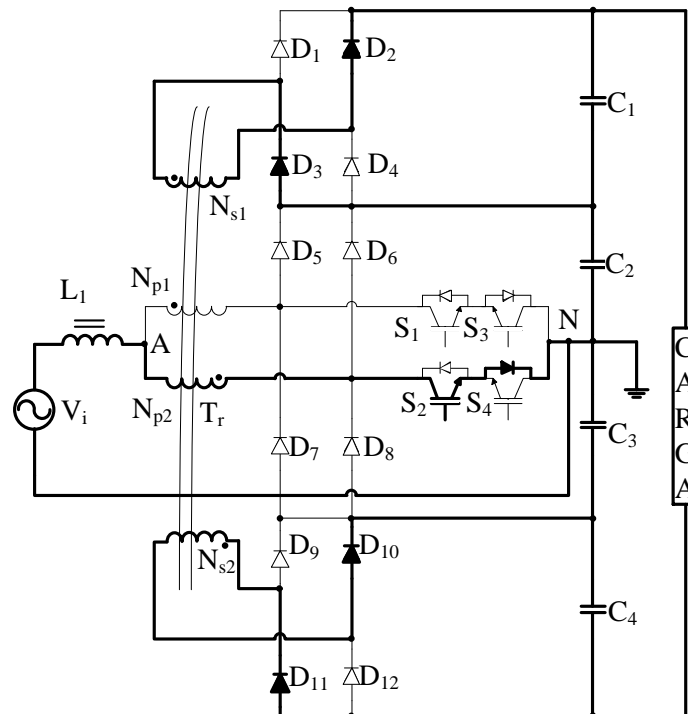
Sexta etapa [t5-t6]: Esta etapa é igual a terceira etapa de operação e a circulação de corrente durante esta etapa pode ser visualizada na Figura 2.11.

Figura 2.12 - Quarta etapa para modo de não sobreposição no semiciclo positivo.



Fonte: A própria autora.

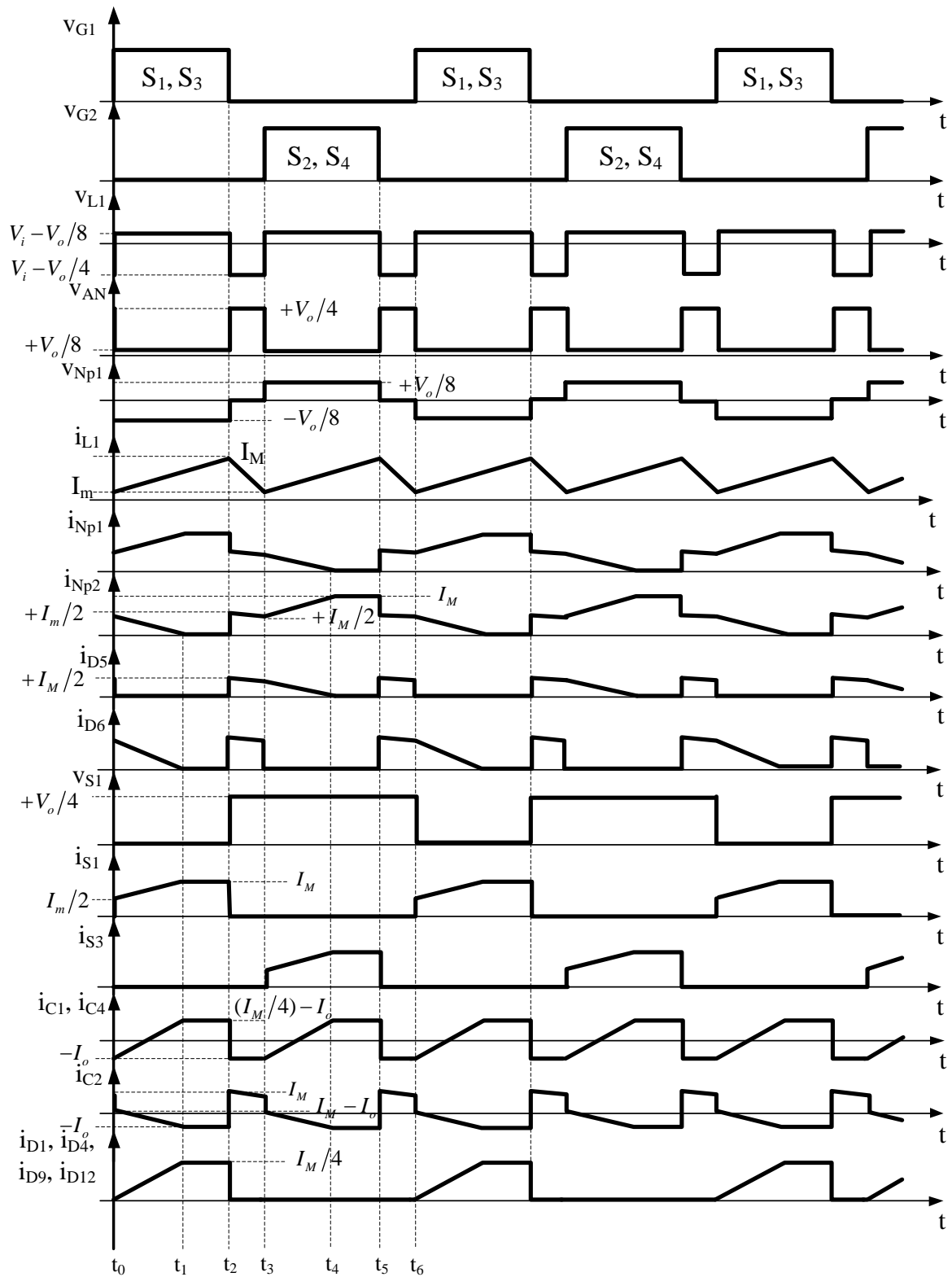
Figura 2.13 - Quinta etapa para modo de não sobreposição no semiciclo positivo.



Fonte: A própria autora.

Na Figura 2.14 estão representadas as principais formas de onda, de tensão e corrente para estas seis etapas de operação no modo de não-sobreposição.

Figura 2.14 - Principais formas de onda para o modo de não sobreposição.



Fonte: A própria autora.

Durante o semiciclo negativo da tensão de entrada, as etapas de operação são similares, com a polarização direta dos diodos D_7 e D_8 , e a polarização reversa dos diodos D_5 e D_6 .

2.2.3 Variação da razão cíclica dos interruptores.

No conversor CA-CC a tensão de saída possui valor constante e a tensão de entrada possui valores definidos por uma função senoidal. Para que o conversor opere com frequência de comutação constante, a razão cíclica dos interruptores deve variar a cada período de comutação durante os ciclos da tensão de entrada, para o modo de condução contínua de corrente de entrada, através do ganho estático do conversor *boost*. Este ganho está representado pela expressão (2.4).

$$\frac{V_o}{v_i(\theta)} = \frac{(2+a)}{[1-D(\theta)]} \quad (2.4)$$

Para ter as tensões de saída sobre os capacitores com o mesmo valor, a relação de transformação que foi definida na equação (2.3) deve ser igual a dois ($a = 2$). Desta maneira a equação (2.4) resulta em,

$$\frac{V_o}{v_i(\theta)} = \frac{4}{[1-D(\theta)]} \quad (2.5)$$

É importante ressaltar que na equação (2.5) a tensão de entrada e a razão cíclica D estão variando com o tempo. A tensão de entrada $v_i(\theta)$ pode ser definida pela equação (2.6):

$$v_i(\theta) = V_m \cdot \text{sen}(\theta) \quad (2.6)$$

Onde:

- V_m é o valor de pico da tensão de entrada [V];
- θ é o ângulo da função senoidal da tensão de entrada [rad].

Ao substituir a equação (2.6) na equação (2.4), obtém-se a equação (2.7) que define a razão cíclica.

$$D(\theta) = 1 - 4 \cdot \frac{V_m}{V_o} \cdot \text{sen}(\theta) \quad (2.7)$$

A relação entre o valor de pico da tensão de entrada e o valor da tensão de saída, define o parâmetro β , como pode ser observado na equação (2.8).

$$\beta = \frac{V_o}{V_m} \quad (2.8)$$

A equação (2.9), que representa a razão cíclica dos interruptores do conversor, é obtida ao substituir a equação (2.7) na equação (2.8).

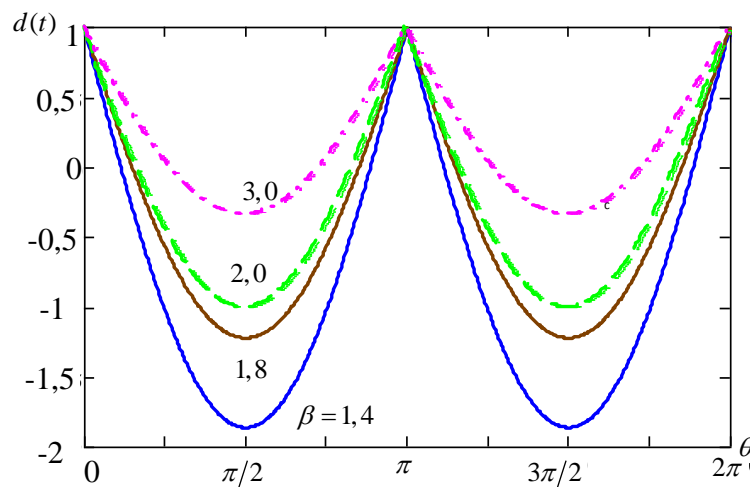
$$D(\theta) = 1 - \frac{4}{\beta} \cdot |\text{sen}(\theta)| \quad (2.9)$$

Ao substituir “ θ ” por $\frac{\pi}{2}$ na equação (2.9) é obtido o valor mínimo da razão cíclica, representado pela equação (2.10).

$$D\left(\frac{\pi}{2}\right) = 1 - \frac{4}{\beta} \quad (2.10)$$

Na Figura 2.15 está representada a variação da razão cíclica para alguns valores de β , na qual se verifica que o período desta variação corresponde a meio ciclo da tensão de entrada.

Figura 2.15 - Variação da razão cíclica para alguns valores de β



Fonte: A própria autora.

Também pode ser observado na Figura 2.15 que a razão cíclica varia entre o valor máximo, que ocorre nos instantes da passagem por zero da tensão de entrada, e um valor mínimo que ocorre no instante da passagem desta tensão por $\theta = \pi/2$.

2.3 ANÁLISE QUANTITATIVA

Na análise quantitativa é realizado o equacionamento para determinar os esforços de tensão e corrente nos componentes do conversor. Todo o equacionamento é baseado nas formas

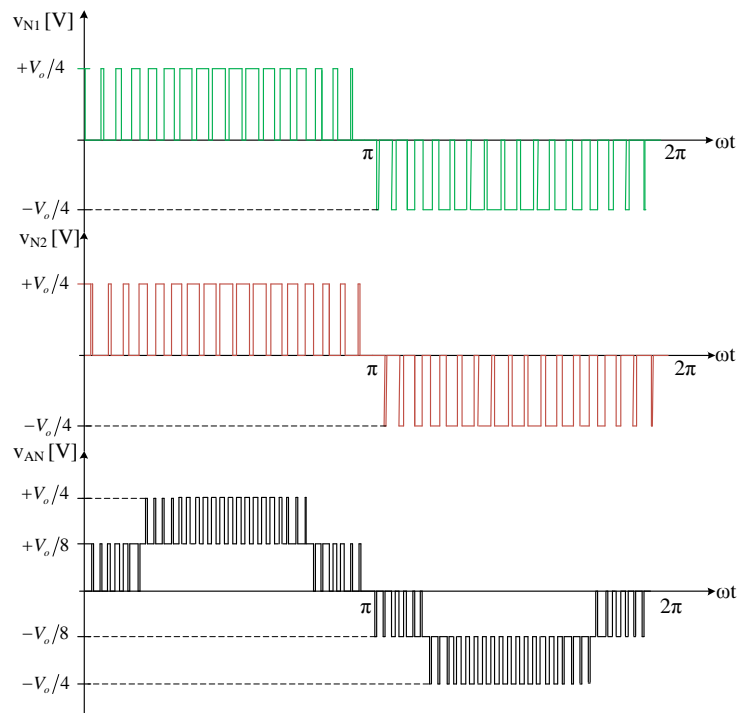
de onda teóricas apresentadas neste tópico e será útil para dimensionar cada componente do projeto.

2.3.1 Característica multinível do conversor proposto.

A tensão v_{AN} do conversor, antes do barramento CC, apresenta três valores possíveis para cada semiciclo. A análise é feita levando-se em consideração os estados de condução dos interruptores. A Figura 2.16 mostra as formas de onda teóricas das tensões de cada braço do retificador (v_{N1} e v_{N2}) e da tensão de saída v_{AN} .

Pode-se observar, na Figura 2.16, que cada braço proporciona três níveis de tensão, sendo o nível zero comum a ambos os semiciclos de operação. Esse fato se dá devido ao interruptor bidirecional existente no conversor entre o ponto de entrada de cada braço (1 ou 2) ao ponto médio do barramento N . Observa-se, também, os cinco níveis de tensão em v_{AN} , que correspondem a soma dos níveis de tensão de saída de cada braço.

Figura 2.16 - Formas de onda teóricas das tensões v_{N1} , v_{N2} e v_{AN} do conversor proposto.



Fonte: A própria autora.

É interessante ressaltar que a tensão v_{AN} pode ser descrita em função das tensões que a compõe: as tensões de saída de cada braço (v_{N1} e v_{N2}) e as tensões nos enrolamentos primários do transformador (v_{Np1} e v_{Np2}). As equações (2.11) e (2.12) relacionam estas três tensões citadas:

$$v_{N1}(t) = +v_{Np1}(t) + v_{AN}(t) \quad (2.11)$$

$$v_{N2}(t) = -v_{Np2}(t) + v_{AN}(t) \quad (2.12)$$

Considerando que a relação de transformação do transformador é unitária, e as tensões induzidas nos seus enrolamentos são iguais, pode-se somar as equações (2.11) e (2.12), assim obtendo a equação (2.13) referente a tensão $v_{AN}(t)$:

$$v_{AN}(t) = \frac{v_{N1}(t) + v_{N2}(t)}{2} \quad (2.13)$$

A Tabela 2.1 apresenta um resumo sobre os níveis das tensões v_{N1} , v_{N2} e v_{AN} , de acordo com o estado de condução de cada interruptor.

Tabela 2.1 - Níveis das tensões v_{N1} , v_{N2} e v_{AN} do conversor.

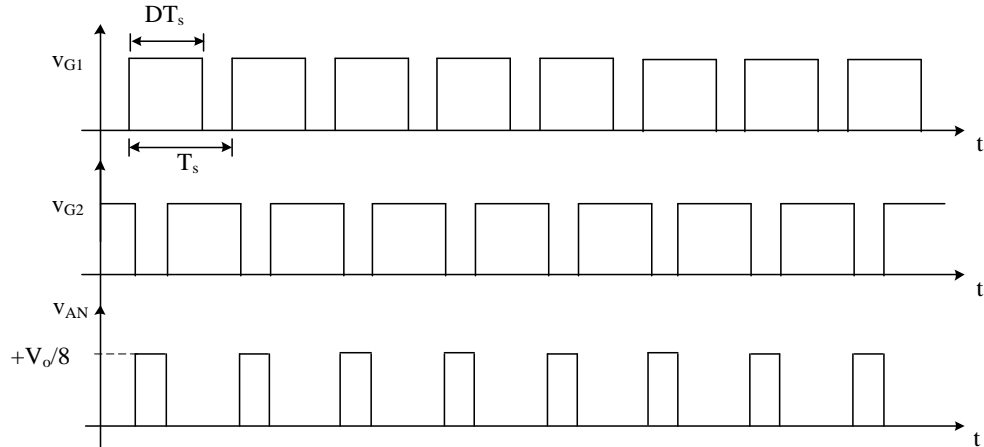
	S_1	S_2	S_3	S_4	v_{N1}	v_{N2}	v_{AN}
Semiciclo positivo	<i>off</i>	<i>on</i>	<i>off</i>	<i>on</i>	$-V_o/4$	0 V	$+V_o/8$
Semiciclo positivo	<i>on</i>	<i>off</i>	<i>on</i>	<i>off</i>	0	$-V_o/4$	$+V_o/8$
Semiciclo positivo	<i>off</i>	<i>off</i>	<i>off</i>	<i>off</i>	$-V_o/4$	$-V_o/4$	$+V_o/4$
Semiciclo positivo e negativo	<i>on</i>	<i>on</i>	<i>on</i>	<i>on</i>	0	0 V	0 V
Semiciclo negativo	<i>off</i>	<i>off</i>	<i>off</i>	<i>off</i>	$+V_o/4$	$+V_o/4$	$-V_o/4$
Semiciclo negativo	<i>on</i>	<i>off</i>	<i>on</i>	<i>off</i>	0	$+V_o/4$	$-V_o/8$
Semiciclo negativo	<i>off</i>	<i>on</i>	<i>off</i>	<i>on</i>	$+V_o/4$	0 V	$-V_o/8$

Fonte: A própria autora.

O cálculo da tensão v_{AN} é feito por etapas e considerando um quarto do período da tensão de entrada. A primeira etapa corresponde ao cálculo da tensão v_{AN} no modo de sobreposição ($0 \leq \omega t \leq \theta_1$) e a segunda etapa corresponde ao cálculo no modo de não sobreposição ($\theta_1 \leq \omega t \leq \pi/2$).

No modo de operação de sobreposição a tensão v_{AN} pode assumir dois valores, nível zero (quando todos os interruptores conduzem) e $+V_o/8$ (quando dois interruptores conduzem), como está representado na Figura 2.17. Diante dessas informações, o valor eficaz da tensão v_{AN} para o modo de sobreposição, em alta frequência, é dado pela equação (2.14).

Figura 2.17 - Tensão v_{AN} e sinais de comando dos interruptores para o Modo de sobreposição.

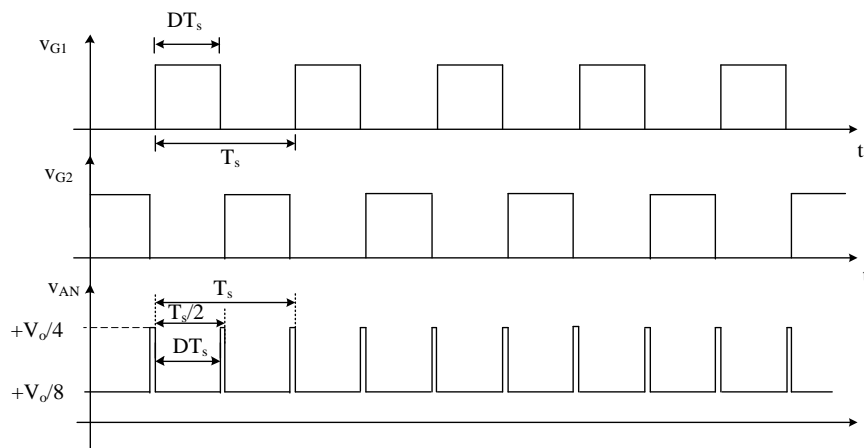


Fonte: A própria autora.

$$V_{AN_RMS_MO} = \sqrt{\frac{2}{T_s} \int_{\frac{T_s}{2}}^{\frac{T_s}{2} + DT_s} \left(\frac{V_o}{2}\right)^2 dt} = \left(\frac{V_o}{8}\right) \cdot \sqrt{[2 \cdot (1-D)]} \quad (2.14)$$

No modo de operação de não sobreposição a tensão v_{AN} pode assumir dois valores, nível $+V_o/4$ (quando todos os interruptores estão bloqueados) e $+V_o/8$ (quando dois interruptores conduzem), como está representado na Figura 2.18. Diante dessas informações, o valor eficaz da tensão v_{AN} para o modo de não sobreposição é dado pela equação (2.15).

Figura 2.18 - Tensão de saída v_{AN} e sinais de comando dos interruptores para o modo de não sobreposição.



Fonte: A própria autora.

$$V_{AN_RMS_MNO} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{D \cdot T_s} \left(\frac{V_o}{8}\right)^2 dt + \frac{1}{T_s} \int_{D \cdot T_s}^{\frac{T_s}{2}} \left(\frac{V_o}{4}\right)^2 dt} = \left(\frac{V_o}{8}\right) \cdot \sqrt{(4-6 \cdot D)} \quad (2.15)$$

Determinado os valores da tensão v_{AN} no modo de sobreposição e não-sobreposição, considerando a razão cíclica constante, passa-se para o cálculo do valor eficaz total da tensão de v_{AN} , como mostra a equação (2.16).

$$V_{AN_RMS} = \sqrt{\frac{1}{2} \int_0^{\theta_1} V_{AN_RMS_MO}^2 dt + \frac{1}{2} \int_0^{\theta_1} V_{AN_RMS_MNO}^2 dt} \quad (2.16)$$

Considerando um quarto do período da tensão de entrada como limite de integração, ao substituir (2.14) e (2.15) na equação(2.17), tem-se:

$$V_{AN_RMS} = \sqrt{\frac{1}{2} \int_0^{\theta_1} \left(\left(\frac{V_o}{8} \right) \cdot \sqrt{2 \cdot (1-D)} \right)^2 dt + \frac{1}{2} \int_0^{\theta_1} \left(\left(\frac{V_o}{8} \right) \cdot \sqrt{4-6 \cdot D} \right)^2 dt} \quad (2.17)$$

Utilizando a equação (2.18) pode-se calcular a taxa de distorção harmônica da tensão v_{AN} . Essa taxa é calculada em função do valor eficaz da tensão V_{AN_RMS} e da componente fundamental da tensão de entrada V_{i_RMS} .

$$THD_{v_{AN}} = \sqrt{\left(\frac{V_{AN_RMS}}{V_{i_RMS}} \right)^2 - 1} \quad (2.18)$$

Utilizando a equação (2.19) é possível determinar o valor da corrente de saída I_o do conversor.

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} \quad (2.19)$$

2.3.2 Determinação da corrente no indutor filtro de entrada.

O indutor filtro de entrada, indutor *boost* L_1 , deve ser dimensionado com o intuito de limitar a corrente de entrada do circuito, porém ele não deve ter influência sobre o controle do conversor. Durante esta seção são definidos os esforços de corrente no indutor L_1 .

A equação (2.20) define a corrente eficaz instantânea que circula pelo indutor *boost* em função de θ .

$$i_{L_1}(\theta) = I_{L_1_pico} \cdot \text{sen}(\theta) \quad (2.20)$$

Considerando a definição de corrente eficaz, a equação (2.21) define a mesma através do indutor L_1 de entrada, em meio ciclo da rede alternada de entrada.

$$I_{L_1_RMS} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} (i_{L_1}(\theta))^2 d(\theta) + \frac{1}{\pi} \int_{\pi/2}^{\pi} (i_{L_1}(\theta))^2 d(\theta)} \quad (2.21)$$

Substituindo a equação (2.20) na equação (2.21) e solucionando-a, obtém-se a equação (2.22).

$$I_{L_1_RMS} = \frac{4 \cdot \sqrt{2} \cdot \beta \cdot I_o}{\eta} \quad (2.22)$$

Utilizando a equação (2.23) obtém-se a máxima corrente de pico $I_{L_1_pico}$ que circula pelo indutor L_1 .

$$I_{L_1_pico} = \frac{8 \cdot \beta \cdot I_o}{\eta} \quad (2.23)$$

2.3.3 Esforços de tensão e corrente nos interruptores controlados.

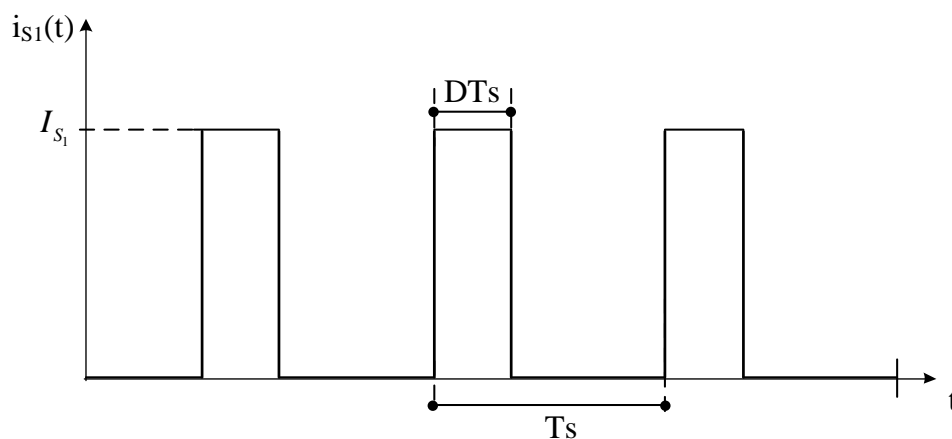
Durante esta seção são definidos os esforços de tensão e corrente nos interruptores S_1 - S_4 do conversor. A análise dos esforços para esses interruptores será baseada no interruptor S_1 , sendo para os demais interruptores idênticos, por isso não são demonstradas.

A máxima tensão a ser aplicada sobre o interruptor S_1 é determinada pela equação (2.24) e é igual a um quarto da tensão de saída.

$$V_{S_1_pico} = \frac{V_o}{4} \quad (2.24)$$

Para realizar a análise da corrente nos interruptores, durante um ciclo de comutação, a amplitude dessa corrente pode ser considerada constante, como mostra a Figura 2.19

Figura 2.19 - Detalhe da corrente da forma de onda da corrente no interruptor S_1 .



Fonte: A própria autora.

Por intermédio da equação (2.25) e observando a figura anterior, é possível obter o valor da corrente média instantânea no interruptor S_1 .

$$i_{SI} = \frac{1}{T_s} \int_0^{D \cdot T_s} i_{SI}(\theta) \cdot d\theta = \frac{1}{T_s} \int_0^{D \cdot T_s} i_{SI_pico}(\theta) \cdot d\theta = D \cdot i_{SI_pico} \quad (2.25)$$

Sabendo que:

$$D(\theta) = 1 - \frac{V_o}{V_m} \cdot \text{sen}(\theta) = 1 - \frac{4}{\beta} \cdot \text{sen}(\theta) \quad (2.26)$$

$$i_{SI}(\theta) = I_{SI_pico} \cdot \text{sen}(\theta) \quad (2.27)$$

A corrente média instantânea, considerando um ciclo da tensão de entrada, é definido pela equação (2.28):

$$I_{SI_AVG} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \int_0^{\pi} (1 - D(\theta)) \cdot (I_{SI_pico} \cdot \text{sen}(\theta)) d(\theta) = \frac{3 \cdot I_o}{\eta} \quad (2.28)$$

A corrente eficaz da corrente que circula pelos interruptores, considerando um ciclo da tensão de entrada, é definida pela equação (2.29).

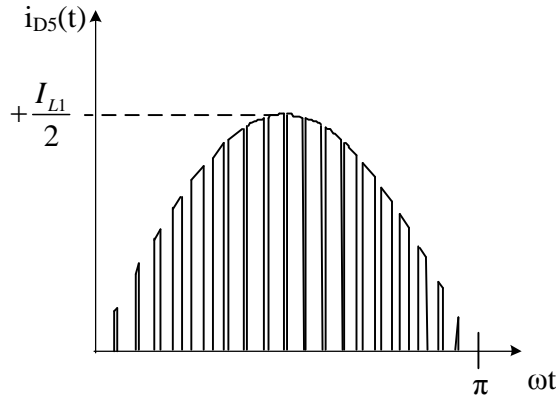
$$I_{SI_RMS} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \int_0^{\pi} (1 - D(\theta)) \cdot (I_{SI_pico} \cdot \text{sen}(\theta))^2 d(\theta)} \cong 5 \cdot \sqrt{\frac{3 \cdot \beta \cdot I_o^2}{20 \cdot \eta^2}} \quad (2.29)$$

O valor máximo da corrente repetitiva que circula pelos interruptores é calculado pela equação (2.30):

$$I_{SI_pico} = I_{L1_pico} = \frac{8 \cdot \beta \cdot I_o}{\eta} \quad (2.30)$$

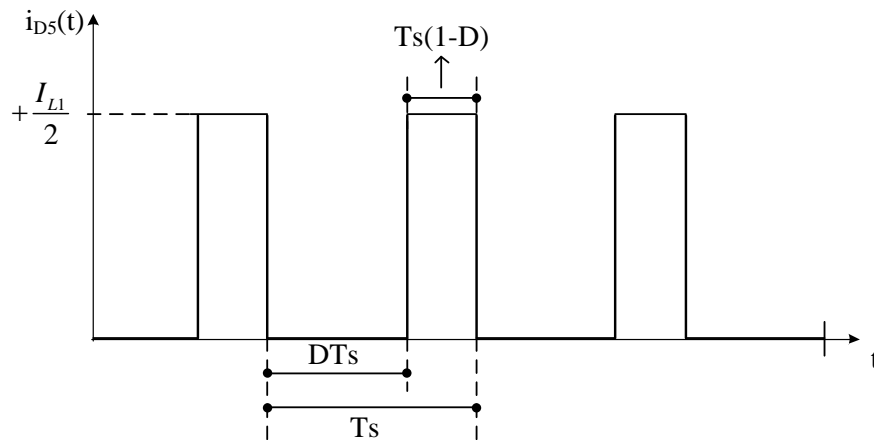
2.3.4 Esforços de tensão e corrente nos diodos de potência $D_5 - D_8$.

Os diodos D_5 , D_6 , D_7 e D_8 comutam em alta frequência e possuem formas de onda, em suas correntes similares. Durante o semiciclo positivo da tensão alternada de entrada conduzem os diodos D_5 e D_6 e, durante o semiciclo negativo conduzem os diodos D_7 e D_8 . Deste modo a análise será feita baseada no diodo D_5 , e será suficiente para dimensionar esses semicondutores. A Figura 2.20 representa a forma de onda teórica da corrente no diodo D_5 para um ciclo da tensão de entrada.

Figura 2.20 - Formas de onda teóricas da corrente no diodo D_5 .

Fonte: A própria autora

A corrente que flui pelo diodo D_5 , durante o semiciclo positivo da tensão de entrada, é a metade da corrente que flui pelo indutor (I_{L1}), e durante o semiciclo negativo, este diodo não conduz. A Figura 2.21 representa um detalhamento da corrente que flui pelo diodo D_5 . É interessante ressaltar que sua amplitude, em um ciclo de comutação, pode ser considerada constante.

Figura 2.21 - Detalhe da corrente no diodo D_5 .

Fonte: A própria autora

Com base na definição da corrente média e observando os limites de integração da Figura 2.21, tem-se a equação (2.31).

$$I_{D5_AVG} = \frac{1}{T_s} \int_{D \cdot T_s}^{T_s} \left(\frac{I_{L1_pico}}{2} \right) dt = \frac{1}{T_s} \cdot \frac{I_{L1_pico}}{2} \cdot (T_s - D \cdot T_s) = \frac{I_{L1_pico}}{2} \cdot (1 - D) \quad (2.31)$$

A corrente média I_{D5_AVG} total, que flui pelo diodo D_5 , para meio ciclo da tensão de entrada, é calculada integrando a equação (2.31) em θ , e pode ser definida pela equação (2.32).

$$I_{D5_AVG} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} [1 - D(\theta)] \cdot \frac{I_{L1_pico}(\theta)}{2} d(\theta) \quad (2.32)$$

Substituindo os valores de $D(\theta)$ e de $I_{L1}(\theta)$ na equação (2.32), tem-se a equação (2.33) para um ciclo de rede.

$$I_{D5_AVG} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \int_0^{\pi} \left[1 - \left(1 - \frac{4}{\beta} \cdot \text{sen}(\theta) \right) \right] \cdot \frac{I_{L1_pico} \cdot \text{sen}(\theta)}{2} d(\theta) \quad (2.33)$$

Integrando a equação (2.33), obtém-se a equação (2.34).

$$I_{D5_AVG} \cong \frac{I_o}{2 \cdot \eta} \quad (2.34)$$

Com base na definição da corrente eficaz e observando os limites de integração da Figura 2.20, tem-se a equação (2.35).

$$I_{D5_RMS} = \frac{1}{T_s} \int_{D \cdot T_s}^{T_s} \left(\frac{I_{L1_pico}}{2} \right)^2 dt = \left(\frac{I_{L1_pico}}{2} \right)^2 \cdot (1 - D) \quad (2.35)$$

A corrente eficaz total I_{D5_RMS} , que flui pelo diodo $D5$ é calculada integrando a equação (2.35), podendo ser definida pela equação (2.36).

$$I_{D5_RMS} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} [1 - D(\theta)] \cdot \left(\frac{I_{L1_pico}(\theta)}{2} \right)^2 d(\theta)} \quad (2.36)$$

Para um ciclo da tensão de entrada, substituindo os valores de $D(\theta)$ e de $I_{L1}(\theta)$ na equação (2.36), tem-se a equação (2.37).

$$I_{D5_RMS} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \int_0^{\pi} \left[1 - \left(1 - \frac{4}{\beta} \cdot \text{sen}(\theta) \right) \right] \cdot \left(\frac{I_{L1_pico} \cdot \text{sen}(\theta)}{2} \right)^2 d(\theta)} \quad (2.37)$$

Integrando a equação (2.37), com as devidas considerações, obtém-se a equação (2.38).

$$I_{D5_RMS} \cong \frac{2 \cdot I_o}{\eta} \cdot \sqrt{\frac{\beta}{\pi}} \quad (2.38)$$

O valor de pico da corrente no diodo D_5 é igual a metade do valor de pico da corrente de entrada, e pode ser representado pela equação (2.39).

$$I_{D5_pico} = \frac{I_{L1_pico}}{2} = \frac{4 \cdot \beta \cdot I_o}{\eta} \quad (2.39)$$

O valor máximo da tensão reversa aplicada ao diodo D_5 é igual a um quarto do valor da tensão CC de carga, e pode ser representada pela equação (2.40).

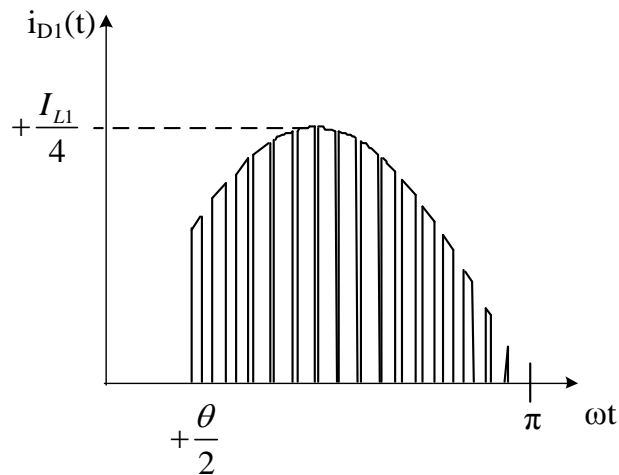
$$V_{D5_pico} = \frac{V_o}{2} \quad (2.40)$$

2.3.5 Esforços de tensão e corrente nos diodos de potência $D_1 - D_4$ e $D_9 - D_{12}$.

Os diodos $D_1, D_2, D_3, D_4, D_9, D_{10}, D_{11}$ e D_{12} comutam em alta frequência e possuem formas de onda em suas correntes similares, deste modo a análise será feita baseada no diodo D_1 , e será suficiente para dimensionar esses semicondutores.

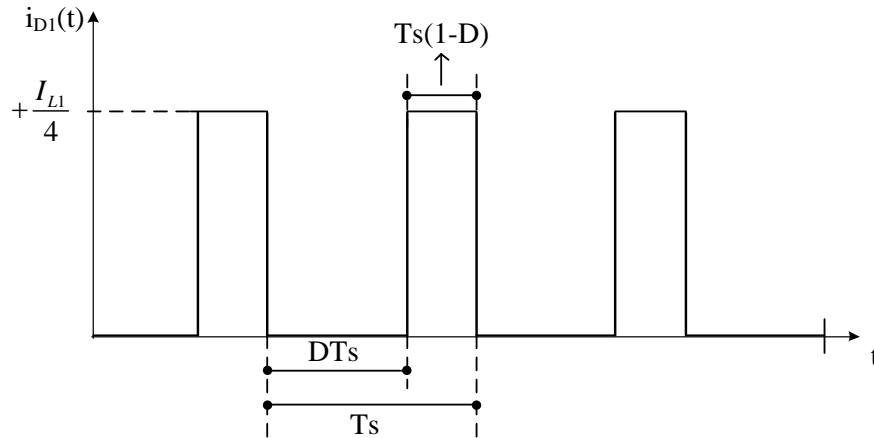
A corrente que flui pelo diodo D_1 , é aproximadamente um quarto da corrente que flui pelo indutor I_{L1} como mostra a Figura 2.22.

Figura 2.22 - Formas de onda teóricas da corrente no diodo D_1 .



Fonte: A própria autora

A Figura 2.23 representa um detalhamento da corrente que flui pelo diodo D_1 , ressaltando que sua amplitude, em um ciclo de comutação, pode ser considerada constante.

Figura 2.23 - Detalhe da corrente no diodo D_1 .

Fonte: A própria autora

Com base na definição da corrente média e observando os limites de integração da Figura 2.23, tem-se a equação (2.41).

$$I_{D1_AVG} = \frac{1}{T_s} \int_{D \cdot T_s}^{T_s} \left(\frac{I_{L1_pico}}{4} \right) \cdot dt = \frac{1}{T_s} \cdot \frac{I_{L1_pico}}{4} \cdot (T_s - D \cdot T_s) = \frac{I_{L1}}{4} \cdot (1 - D) \quad (2.41)$$

A corrente média I_{D1_AVG} total, que flui pelo diodo D_1 , em um ciclo da tensão de entrada, é calculada integrando a equação (2.41) em θ , e pode ser definida pela equação (2.42).

$$I_{D1_AVG} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} [1 - D(\theta)] \cdot \frac{I_{L1}(\theta)}{4} \cdot \text{sen}(\theta) d(\theta) \quad (2.42)$$

Substituindo os valores de $D(\theta)$ e de I_{L1_pico} na equação (2.42), e resolvendo a integração, tem-se a equação (2.43).

$$I_{D1_AVG} \cong \frac{I_o}{2 \cdot \eta} \quad (2.43)$$

Com base na definição da corrente eficaz e observando os limites de integração da Figura 2.23, tem-se a equação (2.44).

$$I_{D1_RMS}^2 = \frac{1}{T_s} \int_{D \cdot T_s}^{T_s} \left(\frac{I_{L1_pico}}{4} \right)^2 dt = \left(\frac{I_{L1_pico}}{4} \right)^2 \cdot (1 - D) \quad (2.44)$$

A corrente eficaz total I_{D1_RMS} , que flui pelo diodo D_1 é calculada integrando a equação (2.44), podendo ser definida pela equação (2.45).

$$I_{D1_RMS} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} [1 - D(\theta)] \cdot \left(\frac{I_{L1_pico}(\theta)}{4} \right)^2 d(\theta)} \quad (2.45)$$

Substituindo os valores de $D(\theta)$ e de I_{L1_pico} na equação (2.45) e a integrando, tem-se a equação (2.46).

$$I_{D1_RMS} = \frac{4 \cdot \beta \cdot I_o}{5 \cdot \eta} \cdot \sqrt{\frac{2}{\pi}} \quad (2.46)$$

O valor de pico da corrente no diodo D_1 é igual a um quarto do valor de pico da corrente de entrada, e pode ser representado pela equação (2.47).

$$I_{D1_pico} = \frac{I_{L1_pico}}{4} = \frac{2 \cdot \beta \cdot I_o}{\eta} \quad (2.47)$$

O valor máximo da tensão reversa aplicada ao diodo D_1 é igual a um quarto do valor da tensão CC de carga, e pode ser representada pela equação (2.48).

$$V_{D1_máx} = \frac{V_o}{4} \quad (2.48)$$

2.3.6 Cálculo da capacitância e corrente nos capacitores do barramento CC

Para selecionar os capacitores do barramento CC, alguns fatores estão envolvidos. Entre esses fatores podem ser citados: a ondulação da corrente na frequência de comutação, a tensão de saída CC, a ondulação da tensão de saída e o tempo de manutenção (*hold-up time*, t_h) (TODD, 1999).

Segundo Todd (1999), o tempo de manutenção prevalece sobre qualquer outra consideração para selecionar os capacitores de saída. O *hold-up time* é definido como o período de tempo em que a tensão de saída permanece dentro do valor especificado, após o desligamento da fonte de alimentação de entrada, e somente os capacitores de saída estiverem mantendo a tensão no barramento CC.

A equação (2.49) é utilizada para determinar a capacitância de C_1 - C_4 , levando em consideração os fatores citados, e considerando que cada capacitor processa cerca de um quarto da potência total de saída.

$$C_o = \frac{2 \cdot 0.25 \cdot P_o \cdot \Delta t_h}{(V_{c_m\acute{a}x})^2 - (V_{c_m\acute{i}n})^2} \quad (2.49)$$

O valor máximo da tensão à qual os capacitores do barramento CC (V_{C_pico}) são submetidos, é determinado pela equaao (2.50).

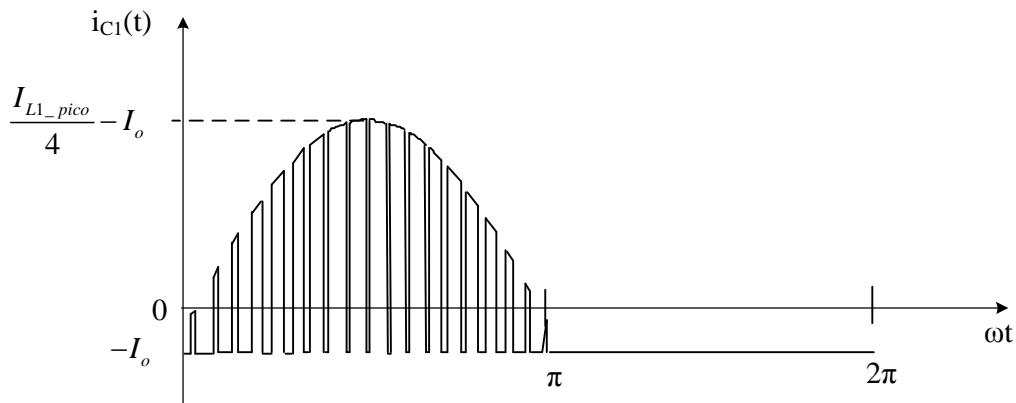
$$V_{C1_m\acute{a}x} = V_{C2_m\acute{a}x} = V_{C3_m\acute{a}x} = V_{C4_m\acute{a}x} = \frac{V_o}{4} \quad (2.50)$$

A Figura 2.24 mostra a forma de onda teórica da corrente nos capacitores C_1 e C_4 . Ao representar esta forma de onda em um ciclo de comutaao, a amplitude desta corrente pode ser considerada constante. Com base nessa informaao, na definiao de valor eficaz e nos limites de integraao, apresentados na Figura 2.24, tem-se, para um ciclo da tensão de entrada:

$$i_{C1_RMS} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \left[\int_0^\pi \left(1 - \left(1 - \frac{4}{\beta} \cdot \text{sen}(\theta) \right) \right) \cdot \left(\frac{I_{L1_pico} \cdot \text{sen}(\theta)}{4} - I_o \right)^2 d\theta + \int_\pi^{2\pi} (-I_o)^2 d\theta \right]}$$

$$i_{C1_RMS} = \frac{I_o}{\eta} \sqrt{\frac{(6 \cdot \eta^2 - 6 \cdot \beta \cdot \pi \cdot \eta + 16 \cdot \beta^2)}{3 \cdot \beta \cdot \pi}} \quad (2.51)$$

Figura 2.24 - Forma de onda teórica da corrente no capacitor C_1 .



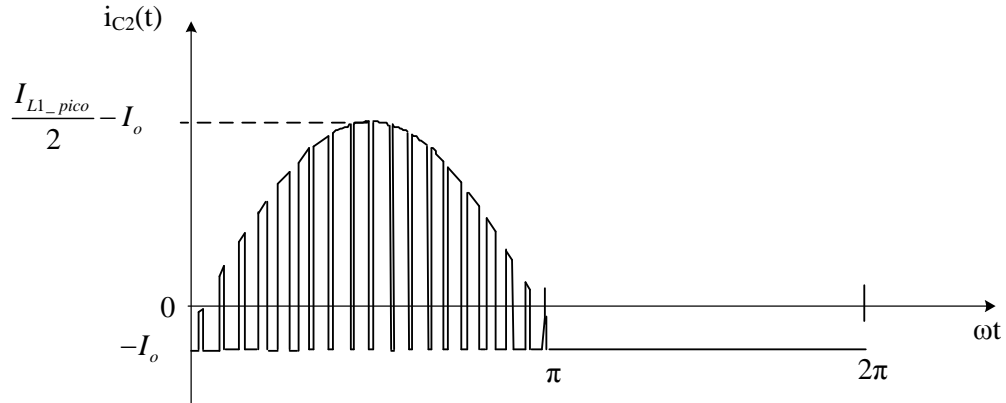
Fonte: A própria autora

A Figura 2.25 mostra a forma de onda teórica da corrente nos capacitores C_2 e C_3 . Seguindo as consideraoes para a determinaao da corrente no capacitor C_1 , tem-se para um ciclo da tensão de entrada:

$$i_{C2_RMS} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \left[\int_0^\pi \left(1 - \frac{4}{\beta} \cdot \text{sen}(\theta) \right) \cdot \left(\frac{I_{L1_pico} \cdot \text{sen}(\theta)}{2} - I_{out} \right)^2 d\theta + \int_\pi^{2\pi} (-I_o)^2 d\theta \right]}$$

$$i_{C_2_RMS} = \frac{3 \cdot I_o}{\eta} \sqrt{\frac{3 \cdot \beta \cdot [\pi \cdot (\beta^2 + 4 \cdot \eta^2) + 8 \cdot \eta \cdot (-\beta + \pi)] - 32 \cdot \beta^2 - 48 \cdot \eta^2}{8 \cdot \pi \cdot \beta}} \quad (2.52)$$

Figura 2.25 - Forma de onda teórica da corrente no capacitor C_2 .



Fonte: A própria autora

2.3.7 Determinação dos esforços de tensão e corrente no transformador

Neste item são apresentados os esforços de tensão e corrente do transformador T_r . O cálculo das tensões sobre os enrolamentos primários e secundários do transformador T_r são feitos utilizando as equações (2.53) e (2.54), respectivamente.

$$V_{Np1_Tr} = V_{Np2_Tr} = \frac{V_{i_pico}}{2 \cdot (1 - D)} \quad (2.53)$$

$$V_{Ns1_Tr} = V_{Ns2_Tr} = \frac{a \cdot V_{i_pico}}{2 \cdot (1 - D)} \quad (2.54)$$

Fazendo uso das equações (2.55) e (2.56) é possível obter o valor eficaz da tensão sobre os enrolamentos primários $V_{RMS_Np1_Tr}$ e $V_{RMS_Np2_Tr}$, e secundários $V_{RMS_Ns1_Tr}$ e $V_{RMS_Ns2_Tr}$ do transformador T_r , respectivamente.

$$V_{RMS_Np1_Tr} = V_{RMS_Np2_Tr} \quad (2.55)$$

$$V_{RMS_Ns1_Tr} = V_{RMS_Ns2_Tr} \quad (2.56)$$

A partir das equações (2.57) e (2.58), obtém-se a corrente eficaz máxima que circula em cada um dos enrolamentos, primário e secundário, do transformador T_r , respectivamente.

$$I_{Tr_pl_RMS} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\theta_1} [1 - (1 - D(\theta))] \cdot \left(\frac{I_{L1_pico}}{2} \cdot \text{sen}(\theta) \right)^2 d\theta + \frac{1}{\pi} \int_{\theta_1}^{\pi} [1 - (1 - D(\theta))] \cdot (I_{L1_pico} \cdot \text{sen}(\theta))^2 d\theta}$$

$$I_{Tr_pl_RMS} = 2 \cdot \sqrt{\frac{20 \cdot \beta^2 \cdot I_o^2 - 19 \cdot \beta \cdot I_o^2}{\pi \cdot \eta^2}} \quad (2.57)$$

$$I_{Tr_sl_RMS} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\theta_1}^{\pi} [1 - (1 - D(\theta))] \cdot \left(\frac{I_{L1_pico}}{4} \cdot \text{sen}(\theta) \right)^2 d\theta}$$

$$I_{Tr_sl_RMS} = \frac{I_o}{10 \cdot \eta} \sqrt{\frac{80(7 \cdot \beta^2 - 6 \cdot \beta)}{\pi}} \quad (2.58)$$

Os valores máximos da corrente que circula pelos enrolamentos primário e secundário do transformador T_r , podem ser obtidos utilizando das equações (2.59) e (2.60) respectivamente.

$$I_{Tr_pl_pico} = \frac{8 \cdot \beta \cdot I_o}{\eta} \quad (2.59)$$

$$I_{Tr_sl_pico} = \frac{4 \cdot \beta \cdot I_o}{2 \cdot \eta} \quad (2.60)$$

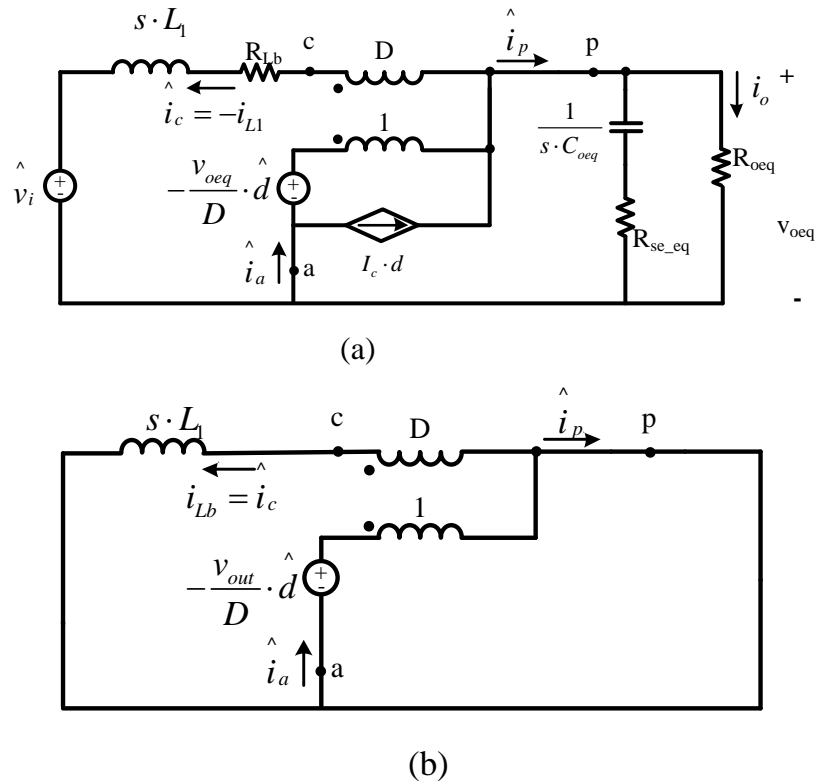
2.4 MODELAGEM DO CONVERSOR SOB ESTUDO

É de grande importância que as malhas de controle do conversor sejam projetadas de forma que regulem eficientemente a tensão de saída, sem que haja alteração das características de entrada. E para que sejam realizados os projetos dessas malhas é preciso conhecer as funções de transferência da corrente que circula no indutor L_l com relação à razão cíclica D , da tensão de saída com relação a corrente que circula no indutor *boost* e também a função de transferência da malha de tensão diferencial de saída.

Na literatura existem diversos métodos que podem ser aplicados para modelagem de conversores. Neste trabalho é utilizado o Modelo da Chave PWM de Vorpérian (*Model of PWM Switch – Vorpérian*) aplicado ao conversor equivalente apresentado na Figura 2.26 no domínio da frequência (LAFUENTE et al., 2010; VORPÉRIAN, 1990a).

Na Figura 2.26 estão representados os modelos completo (a) e simplificado (b) de pequenos sinais, desenvolvido por Vorpérian aplicado ao conversor *boost*. Será utilizado o modelo simplificado para determinar a função de transferência considerando apenas as perturbações na razão cíclica e na corrente do indutor L_l .

Figura 2.26 - Modelo para obtenção da função de transferência do conversor boost: (a) Completo e (b) Simplificado.



Fonte: Adaptado de (VORPÉRIAN, 1990b).

2.4.1 Função de transferência i_L/d

A obtenção da função de transferência da corrente no indutor perturbando a razão cíclica $\left(G_i(s) = \frac{i_{L1}}{d} \right)_{v_i=v_o=0}$ é feita por meio do modelo simplificado apresentado na Figura 2.26

(b). Para essa determinação só são consideradas as perturbações na razão cíclica e na corrente do indutor L_1 . Todas as demais grandezas são consideradas invariantes no tempo e a resistência do indutor não é considerada no cálculo. Desta forma, a função de transferência do conversor em modo de condução contínua é representada pela equação (2.61):

$$G_i(s) = \frac{i_{L1}(s)}{d(s)} = \frac{V_{oeq}}{s \cdot L_1} \quad (2.61)$$

O modelo do circuito equivalente, como já mencionado anteriormente, é igual ao modelo do conversor *boost* clássico, com a diferença que a frequência do indutor é o dobro da frequência de comutação dos interruptores (LAFUENTE et al., 2010).

2.4.2 Função de transferência v_o/i_{Lb}

A função de transferência da tensão de saída perturbando a corrente, que circula pelo indutor L_l , $\left(Z_v(s) = \left(v_{oeq}/i_{L_l} \right)_{\hat{v}_i=d=0} \right)$ também é obtida utilizando o circuito apresentado na Figura 2.26. Algumas considerações para obter esta função de transferência são feitas: as perturbações na tensão de entrada e na razão cíclica são consideradas iguais a zero.

Com essas considerações, obtém-se a função de transferência $Z_v(s)$, representada na equação (2.62).

$$Z_v(s) = \left[(1-D) \cdot \frac{R_{oeq} \cdot R_{seq}}{R_{oeq} + R_{seq}} \right] \cdot \left[\frac{s + \frac{1}{R_{seq} \cdot C_{oeq}}}{s + \frac{1}{C_{oeq} \cdot (R_{oeq} + R_{seq})}} \right] \quad (2.62)$$

2.4.3 Função de transferência da malha de tensão diferencial

É necessário a realização de um projeto de uma malha de tensão para regular a tensão no barramento de saída, caso haja algum desbalanceamento sobre os capacitores de saída. Essa malha irá manter com valores iguais a tensão sobre cada capacitor de saída, não permitindo que haja desbalanceamento de tensão sobre eles (FERREIRA NETO, 2014; NODARI, 2011).

Esse controle da tensão diferencial é feito adicionando um nível CC no sinal da malha de corrente. Para que seja projetada essa malha de tensão diferencial é necessário a determinação da função de transferência da relação entre a tensão de diferencial $V_{dif}(s)$ e a corrente de entrada $I_{Ll}(s)$. Então, a partir de Nodari (2011), e considerando a resistência série equivalente, determina-se essa função de transferência, representada pela equação (2.63).

$$Z_d(s) = \left[\frac{D \cdot R_{oeq} (R_{seq} \cdot C_{oeq} \cdot s + 1)}{R_{oeq} \cdot C_{oeq} \cdot s + R_{seq} \cdot C_{oeq} \cdot s + 1} \right] \quad (2.63)$$

2.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Durante este capítulo foi apresentada a topologia do conversor CA-CC monofásico baseado na CCME-TTM. Foi realizada uma análise qualitativa, descrevendo as etapas de operação do conversor em seus modos de operação.

Em seguida, foi feita uma análise quantitativa, na qual foram desenvolvidas as principais equações para o cálculo dos esforços de corrente nos semicondutores, transformador, capacitores do barramento CC e indutor de armazenamento.

Com base na técnica de modelagem aproximada, foram determinadas as principais funções de transferência das malhas de controle do conversor, que são necessárias para a realização do projeto de controle de tensão e corrente.

3 EXEMPLO DE PROJETO DO CONVERSOR CA-CC MONOFÁSICO, NÃO ISOLADO E UNIDIRECIONAL BASEADO NA CCME-TTM

3.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo, é apresentado o procedimento de projeto do conversor CA-CC monofásico não isolado e unidirecional baseado na CCME-TTM.

São utilizadas, para dimensionar os componentes, as equações demonstradas no capítulo 2 deste trabalho.

3.2 ESPECIFICAÇÕES E CONSIDERAÇÕES DE PROJETO

As especificações do projeto proposto para o dimensionamento do conversor são apresentadas na Tabela 3.1, e foram especificadas visando a implementação experimental de um protótipo de pequena escala para verificação do princípio de operação.

Tabela 3.1 - Especificações do projeto

Parâmetros	Valores
Potência de saída total (P_o)	3 kW
Tensão de saída total (V_o)	1000 V
Tensão em cada capacitor de saída (E)	250 Vcc
Tensão de entrada (V_i)	110 Vca
Tensão de entrada mínima (V_{i_min})	$V_i - 15\% \cdot V_i = 88 \text{ V}$
Tensão de entrada máxima ($V_{i_máx}$)	$V_i + 20\% \cdot V_i = 121 \text{ V}$
Frequência da rede (f_r)	60 Hz

Fonte: A própria autora.

Com base nas especificações do projeto, as considerações adotadas são apresentadas na Tabela 3.2.

Tabela 3.2 - Considerações do projeto

Parâmetros	Valores
Frequência de comutação (f_s)	20 kHz
Ondulação da tensão de saída total (ΔV_o)	5% de V_o
Ondulação da tensão em cada capacitor de saída (ΔE)	2,5% de E
Ondulação da corrente no indutor de armazenamento (ΔI_{LI})	15% de I_{i_pico}
Rendimento teórico (η)	0,96

Fonte: A própria autora.

Cálculo do parâmetro β :

Utilizando a equação (2.8), determina-se o parâmetro β .

$$\beta = \frac{V_o}{V_m} = \frac{250}{110 \cdot \sqrt{2}} = 1,607$$

Cálculo da corrente eficaz de entrada:

A corrente eficaz de entrada é obtida com a aplicação da equação (3.1).

$$I_{i_RMS} = \frac{P_o}{\eta \cdot V_i} = \frac{3000}{0,96 \cdot 110} = 28,409 \text{ A} \quad (3.1)$$

Cálculo da corrente de saída:

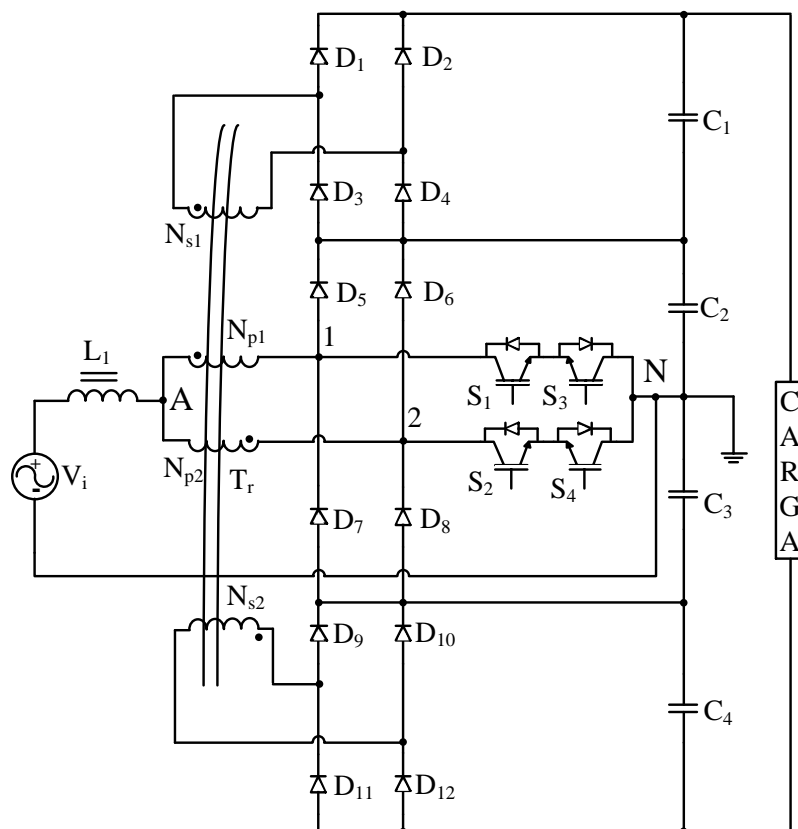
A corrente de saída é obtida utilizando a equação (3.2).

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} = \frac{3000}{1000} = 3 \text{ A} \quad (3.2)$$

3.3 PROJETO DO CIRCUITO DE POTÊNCIA

A Figura 3.1 apresenta um esquemático do circuito que compõe o estágio de potência do conversor.

Figura 3.1 - Circuito de potência do conversor proposto.



Fonte: A própria autora.

3.3.1 Cálculo da indutância do indutor de entrada L_I

Para determinar o valor da indutância do indutor de armazenamento é utilizada a equação (3.3).

$$L_I = \frac{V_o}{4 \cdot f_s \cdot \Delta I_{L_I}} = 154 \mu\text{H} \quad (3.3)$$

Adotou-se uma indutância de 160 μH para o indutor L_I .

A corrente eficaz que circula no indutor de armazenamento L_I é obtida por meio da equação (2.22).

$$I_{L_I\text{-RMS}} = \frac{4 \cdot \sqrt{2} \cdot \beta \cdot I_o}{\eta} = \frac{4 \cdot \sqrt{2} \cdot 1,607 \cdot 3}{0,96} = 28,409 \text{ A}$$

A corrente máxima que circula no indutor de armazenamento L_I é obtida utilizando a equação (2.23).

$$I_{L_I\text{-pico}} = \frac{8 \cdot \beta \cdot I_o}{\eta} = \frac{8 \cdot 1,607 \cdot 3}{0,96} = 40,177 \text{ A}$$

3.3.2 Cálculo dos esforços de tensão e corrente nos interruptores $S_1 - S_4$

Os esforços de tensão em todos os interruptores são iguais a um quarto da tensão total do barramento CC, como mostra a equação (2.24).

$$V_{S1\text{-pico}} = \frac{V_o}{4} = \frac{1000}{4} = 250 \text{ V}$$

A corrente média que circula por cada interruptor, em meio ciclo da tensão de entrada, considerando a razão cíclica máxima, é obtida a partir de (2.28)

$$I_{S1\text{-AVG}} = \frac{3 \cdot I_o}{\eta} \cdot \frac{3 \cdot 3}{0,96} = 9,36 \text{ A}$$

A corrente eficaz que circula em cada interruptor, em meio ciclo da tensão de entrada, considerando a razão cíclica máxima, é obtida a partir de (2.29).

$$I_{S1\text{-RMS}} = 5 \cdot \sqrt{\frac{3 \cdot \beta \cdot I_o^2}{5 \cdot \eta^2}} = 5 \cdot \sqrt{\frac{3 \cdot 1,607 \cdot 3^2}{5 \cdot 0,96^2}} = 15,34 \text{ A}$$

A corrente máxima de pico que circula através de cada interruptor é obtida a partir da expressão (2.30)

$$I_{S1_pico} = I_{L1_pico} = \frac{8 \cdot \beta \cdot I_o}{\eta} = \frac{8 \cdot 1,607 \cdot 3}{0,96} = 40,177 \text{ A}$$

3.3.3 Cálculo dos esforços de tensão e corrente nos diodos $D_5 - D_8$

Utilizando a equação (2.40) é possível determinar a tensão máxima reversa sobre os diodos $D_5 - D_8$.

$$V_{D5_pico} = \frac{V_o}{2} = \frac{1000}{2} = 500 \text{ V}$$

A corrente média que circula nos diodos $D_5 - D_8$, em meio ciclo da tensão de entrada, é obtida a partir da equação (2.34).

$$I_{D5_AVG} \cong \frac{I_o}{2 \cdot \eta} \cong \frac{3}{2 \cdot 0,96} \cong 1,56 \text{ A}$$

A corrente eficaz que circula nos diodos $D_5 - D_8$, em meio ciclo da tensão de entrada, considerando a razão cíclica máxima, é obtida a partir de (2.38).

$$I_{D5_RMS} = \frac{2 \cdot I_o}{\eta} \cdot \sqrt{\frac{\beta}{\pi}} = \frac{2 \cdot 3}{0,96} \cdot \sqrt{\frac{1,607}{\pi}} = 4,48 \text{ A}$$

A corrente máxima de pico que circula nos diodos $D_5 - D_8$ é obtida por meio da expressão (2.39).

$$I_{D5_pico} = \frac{4 \cdot \beta \cdot I_o}{\eta} = \frac{4 \cdot 1,607 \cdot 3}{0,96} = 20,088 \text{ A}$$

3.3.4 Cálculo dos esforços de tensão e corrente nos diodos das pontes retificadoras

Através da equação (2.48) é possível determinar a tensão máxima reversa sobre os diodos que compõem as pontes retificadoras.

$$V_{D1_rev} = \frac{V_o}{4} = \frac{1000}{4} = 250 \text{ V}$$

A corrente média que circula nos diodos das pontes retificadoras, em meio ciclo da tensão de entrada, é obtida por intermédio da equação (2.43).

$$I_{D1_AVG} = \frac{I_o}{2 \cdot \eta} = \frac{3}{2 \cdot 0,96} = 1,563 \text{ A}$$

A corrente eficaz que circula nos diodos das pontes retificadoras, em meio ciclo da tensão de entrada, considerando a razão cíclica máxima, é obtida a partir da equação (2.46).

$$I_{D1_RMS} = \frac{4 \cdot \beta \cdot I_o}{5 \cdot \eta} \cdot \sqrt{\frac{2}{\pi}} = \frac{4 \cdot 1,607 \cdot 3}{5 \cdot 0,96} \cdot \sqrt{\frac{2}{\pi}} = 3,21 \text{ A}$$

A corrente máxima de pico que circula nos diodos das pontes retificadoras é obtida utilizando a expressão (2.47).

$$I_{D1_pico} = \frac{4 \cdot \beta \cdot I_o}{2 \cdot \eta} = \frac{4 \cdot 1,607 \cdot 3}{0,96} = 10,04 \text{ A}$$

3.3.5 Cálculo da capacitância e dos esforços de tensão e corrente nos capacitores do barramento CC

O valor da capacitância dos capacitores C_1 e C_4 é calculado a partir de (2.49)

$$C_1 = C_4 = \frac{2 \cdot 0,25 \cdot P_o \cdot \Delta t_h}{(V_{c_m\acute{a}x})^2 - (V_{c_min})^2} = \frac{2 \cdot 0,25 \cdot 3000 \cdot 8,333 \cdot 10^{-3}}{(275)^2 - (225)^2} = 500 \text{ }\mu\text{F}$$

Adotou-se capacitores de 470 μF para os capacitores C_1 e C_4 .

O valor da capacitância dos capacitores C_2 e C_3 é calculado a partir de (2.49)

$$C_2 = C_3 = \frac{2 \cdot 0,25 \cdot P_o \cdot \Delta t_h}{(V_{c_m\acute{a}x})^2 - (V_{c_min})^2} = \frac{2 \cdot 0,25 \cdot 3000 \cdot 16,666 \cdot 10^{-3}}{(275)^2 - (225)^2} = 999 \text{ }\mu\text{F}$$

Adotou-se dois bancos de três capacitores de 470 μF em paralelo para os capacitores C_2 e C_3 .

Fazendo uso da equação (2.50) é possível determinar a tensão máxima sobre os capacitores.

$$V_{C1_m\acute{a}x} = V_{C2_m\acute{a}x} = V_{C3_m\acute{a}x} = V_{C4_m\acute{a}x} = \frac{V_o}{4} = \frac{1000}{4} = 250 \text{ V}$$

A corrente eficaz que circula nos capacitores C_1 e C_4 , considerando meio ciclo da tens\~ao de entrada, \~e obtida a partir da equa\~ao (2.51).

$$i_{C1_RMS} = \frac{I_o}{\eta} \sqrt{\frac{(6 \cdot \eta^2 - 6 \cdot \beta \cdot \pi \cdot \eta + 16 \cdot \beta^2)}{3 \cdot \beta \cdot \pi}} = \frac{3}{0,96} \sqrt{\frac{(6 \cdot 0,96^2 - 6 \cdot 1,607 \cdot \pi \cdot 0,96 + 16 \cdot 1,607^2)}{3 \cdot \pi \cdot 1,607}} = 3,58 \text{ A}$$

A corrente eficaz que circula nos capacitores C_2 e C_3 , considerando um ciclo da tens\~ao de entrada, \~e obtida a partir da equa\~ao (2.51).

$$i_{C2_RMS} = \frac{3 \cdot 3}{0,96} \sqrt{\frac{3 \cdot 1,607 \cdot [\pi \cdot (1,607^2 + 4 \cdot 0,96^2) + 8 \cdot 0,96 \cdot (-1,607 + \pi)] - 32 \cdot 1,607^2 - 48 \cdot 0,96^2}{8 \cdot 0,96 \cdot 1,607}} = 7,35 \text{ A}$$

3.3.6 C\~alculo dos esfor\~cos de tens\~ao e corrente no transformador T_r

As tens\~oes m\~aximas sobre os enrolamentos prim\~arios e secund\~arios do transformador T_r , considerando a raz\~ao c\~iclica m\~axima, s\~ao obtidas a partir de (2.53) e (2.54), respectivamente.

$$V_{Np1_Tr} = V_{Np2_Tr} = \frac{V_{i_pico}}{2 \cdot (1 - D)} = \frac{155,56}{2 \cdot (1 - 0,502)} = 156,25 \text{ V}$$

$$V_{Ns1_Tr} = V_{Ns2_Tr} = \frac{a \cdot V_{i_pico}}{2 \cdot (1 - D)} = \frac{2 \cdot 155,56}{2 \cdot (1 - 0,502)} = 312 \text{ V}$$

A partir das equa\~oes (2.57) e (2.58), obt\~em-se a corrente eficaz m\~axima que circula em cada um dos enrolamentos, prim\~ario e secund\~ario do transformador T_r , respectivamente, considerando a tens\~ao m\~inima.

$$I_{Tr_p1_RMS} = 2 \cdot \sqrt{\frac{20 \cdot \beta^2 \cdot I_o^2 - 19 \cdot \beta \cdot I_o^2}{\pi \cdot \eta^2}} = 2 \cdot \sqrt{\frac{20 \cdot 1,607^2 \cdot 3^2 - 19 \cdot 1,607 \cdot 3^2}{\pi \cdot 0,96^2}} = 16,205 \text{ A}$$

$$I_{Tr_s1_RMS} = \frac{I_o}{10 \cdot \eta} \sqrt{\frac{80(7 \cdot \beta^2 - 6 \cdot \beta)}{\pi}} = \frac{3}{10 \cdot 0,96} \sqrt{\frac{80(7 \cdot 1,607^2 - 6 \cdot 1,607)}{\pi}} = 4,58 \text{ A}$$

Os valores m\~aximos, da corrente que circula pelos enrolamentos prim\~ario e secund\~ario do transformador T_r , s\~ao obtidos utilizando as equa\~oes (2.59) e (2.60), respectivamente.

$$I_{Tr_pl_pico} = \frac{8 \cdot \beta \cdot I_o}{\eta} = \frac{8 \cdot 1,607 \cdot 3}{0,96} = 40,177 \text{ A}$$

$$I_{Tr_sl_pico} = \frac{2 \cdot \beta \cdot I_o}{\eta} = \frac{2 \cdot 1,607 \cdot 3}{0,96} = 10,044 \text{ A}$$

3.3.7 Cálculo das perdas nos elementos do conversor.

3.3.7.1. Cálculo das perdas no indutor L_b .

O indutor apresenta perdas devido as não idealidades. Essas perdas geram aquecimento, portanto causam uma elevação na temperatura do indutor para um valor acima da temperatura do ambiente. Tais perdas, que são compostas pela perda no cobre do enrolamento (efeito joule) e perdas magnéticas no núcleo de ferrite, devem ser calculadas. Neste trabalho serão consideradas apenas as perdas por efeito joule, uma vez que não foi realizado a execução física do indutor. As perdas no cobre, pelo efeito joule, são determinadas pela equação (3.4).

$$P_{L_b, \text{cobre}} = R_{L_b, \text{cobre}} \cdot I_{L_b, \text{RMS}}^2 = 8 \cdot 10^{-3} \cdot (28,4)^2 = 6,993 \text{ W} \quad (3.4)$$

Onde $R_{L_b, \text{cobre}}$ é a resistência série do indutor.

3.3.7.2. Cálculo das perdas no transformador T_r .

As perdas totais do transformador T_r são compostas, assim como acontece no indutor, pelas perdas nos enrolamentos e pelas perdas no núcleo.

Para determinar o valor das perdas sofridas por efeito joule no cobre dos enrolamentos primários e secundários são utilizadas as equações (3.5) e (3.6), respectivamente.

$$P_{Tr_prim} = R_{Tr_prim} \cdot I_{Tr_prim_RMS}^2 = 0,0053 \cdot 16,7 = 1,487 \text{ W} \quad (3.5)$$

$$P_{Tr_sec} = R_{Tr_sec} \cdot I_{Tr_sec_RMS}^2 = 0,04 \cdot 4,39 = 0,771 \text{ W} \quad (3.6)$$

Onde as resistências do cobre utilizado nos enrolamentos primários e secundários adotados são R_{Tr_prim} e R_{Tr_sec} , respectivamente.

Utilizando a equação (3.7) é possível determinar a perda total no cobre do transformador T_r .

$$P_{\text{cobre_}Tr_Total} = P_{Tr_prim} + P_{Tr_sec} = 2,258 \text{ W} \quad (3.7)$$

3.3.7.3. Cálculo das perdas nos interruptores.

As perdas nos interruptores são compostas por perdas em condução e perdas em comutação. Com base no modelo do semicondutor escolhidos para os interruptores e calculam-se as perdas por condução e comutação utilizando os valores teóricos das correntes e de acordo com o exposto em (BASCOPE; PERIN, 1997).

Os quatro interruptores estão submetidos aos mesmos esforços de tensão e corrente, portanto os cálculos relacionados as perdas são realizadas para uma única chave. As perdas são calculadas para o IGBT IRGP50B60PD1 da *International Rectifier* cujas especificações principais estão na Tabela 3.3 (RECTIFIER, 2007).

Tabela 3.3 - Principais parâmetros do IGBT IRGP50B60PD1

<i>Parâmetros</i>	<i>Simbologia</i>	<i>Valores</i>
Tensão coletor-emissor máxima	V_{CES}	600 V
Corrente de coletor média máxima	$I_C @ T_C = 100\text{ }^\circ\text{C}$	45 A
Corrente de recuperação do diodo intrínseco	I_{rr}	7 A
Tensão coletor-emissor de saturação típica	$V_{CE(on)}$	2V
Tensão de limiar	V_{CEO}	1 V
Tensão de saturação	V_{CEN}	2,95 V
Tensão de subida de corrente de coletor	t_r	26 ns
Tensão de descida de corrente de coletor	t_f	50 ns
Resistência térmica junção-cápsula	R_{th_jc}	0,34 °C/W
Resistência térmica cápsula-dissipador	R_{th_cd}	0,50 °C/W
Resistência térmica junção-ambiente	R_{th_ja}	40 °C/W
Derivada da corrente de recuperação reversa do diodo intrínseco	di_c/dt	200 A/ μ s

Fonte: (RECTIFIER, 2007).

Através da equação (3.8) são calculadas as perdas por entrada em condução nos interruptores, onde as constantes t_a e t_b são definidos nas equações (3.9) e (3.10) abaixo e L_s é a indutância do laço de corrente, considerada igual a 1 μ H.

$$P_{on_SI} = \left[(I_{out} + I_{rr}) \cdot (1,2 \cdot t_r + t_a) \cdot \left(\frac{1}{2} \cdot V_{SI} - \frac{1}{3} \cdot L_s \cdot \frac{di_c}{dt} \right) + \left(V_{SI} - L_s \cdot \frac{di_c}{dt} \right) \cdot \left(\frac{1}{2} \cdot I_{out} - \frac{1}{3} \cdot I_{rr} \right) \right] \cdot f_s \quad (3.8)$$

$$P_{on_SI} = 2,283 \text{ W}$$

$$t_a = \frac{2}{3} \cdot t_{rr} = 20 \text{ ns} \quad (3.9)$$

$$t_b = \frac{1}{3} \cdot t_{tr} = 10 \text{ ns} \quad (3.10)$$

As perdas por condução são dadas pela equação (3.11).

$$P_{\text{Com}_{S1}} = I_{S1_AVG} \cdot V_{CEO} + \left(\frac{V_{CEN} - V_{CEO}}{I_C} \right) \cdot I_{S1_RMS}^2 = 20,632 \text{ W} \quad (3.11)$$

As perdas por bloqueio do IGBT são calculadas pela equação (3.12):

$$P_{\text{off}_{S1}} = (0,5 \cdot P_o \cdot t_{rv} + \xi \cdot P_o) \cdot f_s = 1,142 \text{ W} \quad (3.12)$$

Onde t_{rv} é o tempo de subida da tensão dado pela equação (3.13) e a constante ξ é calculada pela equação (3.14).

$$t_{rv} = \frac{2}{5} \cdot t_f = 6 \text{ ns} \quad (3.13)$$

$$\xi = \frac{t_f}{\ln(P_o) - \ln(0,1 \cdot P_o)} = 6,5 \cdot 10^{-9} \quad (3.14)$$

Através da equação (3.15) é possível determinar as perdas totais em cada interruptor.

$$P_{S1_total} = P_{\text{on}_{S1}} + P_{\text{cond}_{S1}} + P_{\text{off}_{S1}} = 24,057 \text{ W} \quad (3.15)$$

O conversor é composto por quatro chaves, assim as perdas totais nas chaves semicondutoras são iguais a:

$$P_{S_n_total} = 4 \cdot P_{S1_total} = 96,2 \text{ W} \quad (3.16)$$

3.3.7.4. Cálculo das perdas nos diodos de grampeamento (D_5 - D_8).

Para a especificação do diodo utilizado, tomou-se como base os esforços de tensão e corrente calculados neste trabalho. Diante disso o diodo escolhido foi o 30EPH06 da *International Rectifier* (RECTIFIER, 2002). A Figura 3.4 apresenta alguns parâmetros característicos desse componente semicondutor.

Tabela 3.4 - Principais parâmetros do diodo 30EPH06

<i>Parâmetros</i>	<i>Simbologia</i>	<i>Valores</i>
Tensão reversa máxima	V_R	600 V
Corrente direta média máxima	$I_F @ T_C = 116 \text{ }^\circ\text{C}$	30 A
Tensão direta de condução	V_F	2 V
Tempo de recuperação reversa	t_{rr}	31 ns
Corrente reversa de pico	I_{RRM}	3,5 A
Carga de recuperação reversa	Q_{rr}	65 nC
Resistência térmica junção-cápsula	R_{th_jc}	0,5 $^\circ\text{C}/\text{W}$
Resistência térmica cápsula-dissipador	R_{th_cd}	0,4 $^\circ\text{C}/\text{W}$
Resistência térmica junção-ambiente	R_{th_ja}	70 $^\circ\text{C}/\text{W}$

Fonte: (RECTIFIER, 2002).

Com as características do diodo especificado, determina-se a dissipação por condução e a dissipação por comutação, para cada diodo, utilizando as equações (3.17) e (3.18), respectivamente.

$$P_{\text{cond_D}_5} = \frac{1}{2} \cdot V_{D5_max} \cdot I_{RRM} \cdot t_{rr} \cdot f_s = 1,05 \text{ W} \quad (3.17)$$

$$P_{\text{cond_D}_5} = I_{D5_med} \cdot V_F = 2,73 \text{ W} \quad (3.18)$$

As perdas totais em cada diodo podem ser determinadas através da equação (3.19).

$$P_{D5(\text{total})} = P_{\text{cond_D}_5} + P_{\text{com_D}_5} = 3,78 \text{ W} \quad (3.19)$$

O conversor possui quatro diodos de grampeamento, assim as perdas totais nesses diodos são iguais a:

$$P_{D(\text{gramp})} = 4 \cdot P_{D1(\text{total})} = 15,12 \text{ W} \quad (3.20)$$

3.3.7.5. Cálculo das perdas nos diodos dos retificadores (D_1 - D_4 e D_9 - D_{12}).

Para a especificação dos diodos utilizados nas pontes retificadoras, tomou-se como base os esforços de tensão e corrente calculados neste trabalho. Diante disso o diodo escolhido foi o mesmo modelo que o utilizado nos diodos de grampeamento, cujos parâmetros estão apresentados na Tabela 3.4.

Com as características do diodo especificado, determina-se a dissipação por condução e a dissipação por comutação, para cada diodo, utilizando as equações (3.17) e (3.18), respectivamente.

$$P_{\text{cond_D}_1} = V_F \cdot I_{D1_AVG} = 2,73 \text{ W} \quad (3.21)$$

$$P_{\text{com_D}_1} = \frac{1}{2} \cdot V_{D1_max} \cdot I_{RRM} \cdot t_{rr} \cdot f_s = 525 \cdot 10^{-3} \text{ W} \quad (3.22)$$

As perdas totais em cada chave podem ser determinadas através da equação (3.19).

$$P_{D1(\text{total})} = P_{\text{cond_D1}} + P_{\text{com_D1}} = 3,255 \text{ W} \quad (3.23)$$

O conversor possui oito diodos nas pontes retificadoras, assim as perdas totais nesses diodos são iguais a:

$$P_{D(\text{retificadores})} = 8 \cdot P_{D1(\text{total})} = 26,04 \text{ W} \quad (3.24)$$

3.3.7.6. Cálculo das perdas nos capacitores do barramento CC de saída.

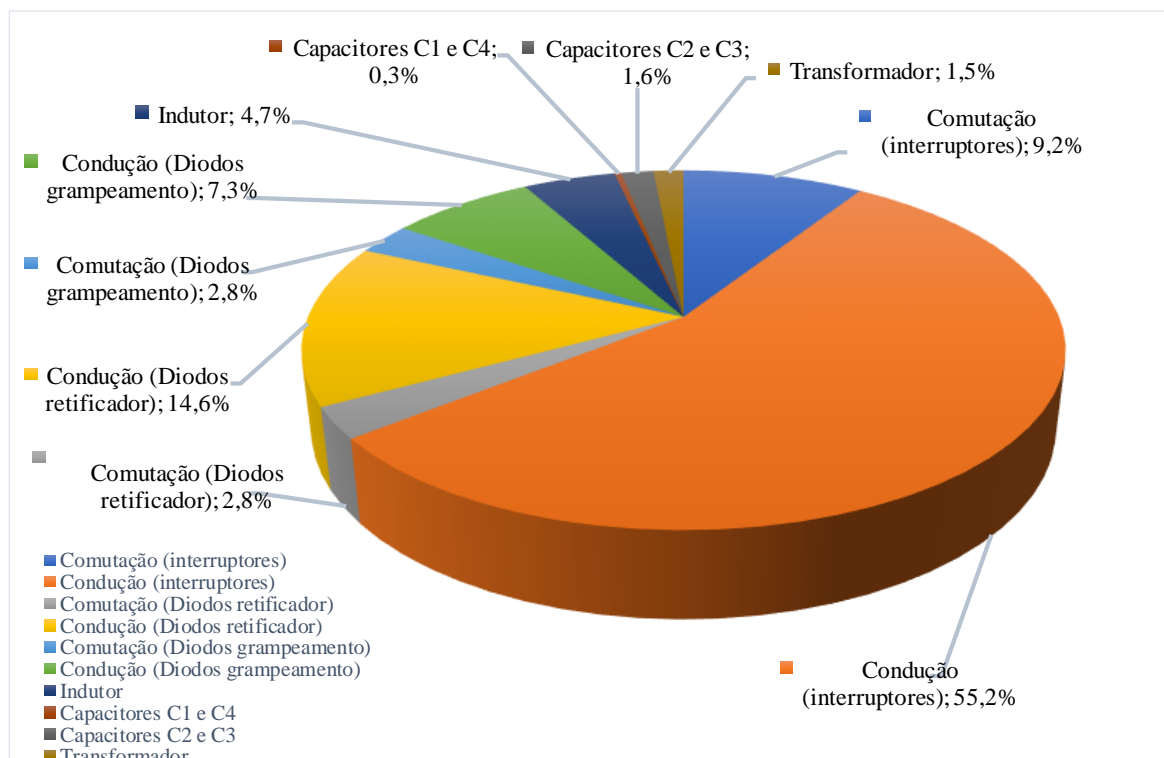
As perdas nos capacitores C_1 e C_4 podem ser obtidas através da equação (3.25). E através da equação (3.26) pode-se determinar as perdas nos capacitores C_2 e C_3 :

$$P_{C1} = R_{se} \cdot I_{C1}^2 = 22 \cdot 10^{-3} \cdot 3,385^2 = 0,252 \text{ W} \quad (3.25)$$

$$P_{C2} = R_{se} \cdot I_{C2_RMS}^2 = 22 \cdot 10^{-3} \cdot 7,47^2 = 1,228 \text{ W} \quad (3.26)$$

A distribuição das perdas na potência nominal é mostrada na Figura 3.2, sendo que as perdas totais são 149,6 W. O maior percentual das perdas é em decorrência da condução nos interruptores.

Figura 3.2 - Distribuição das perdas na condição nominal do conversor.



Fonte: A própria autora.

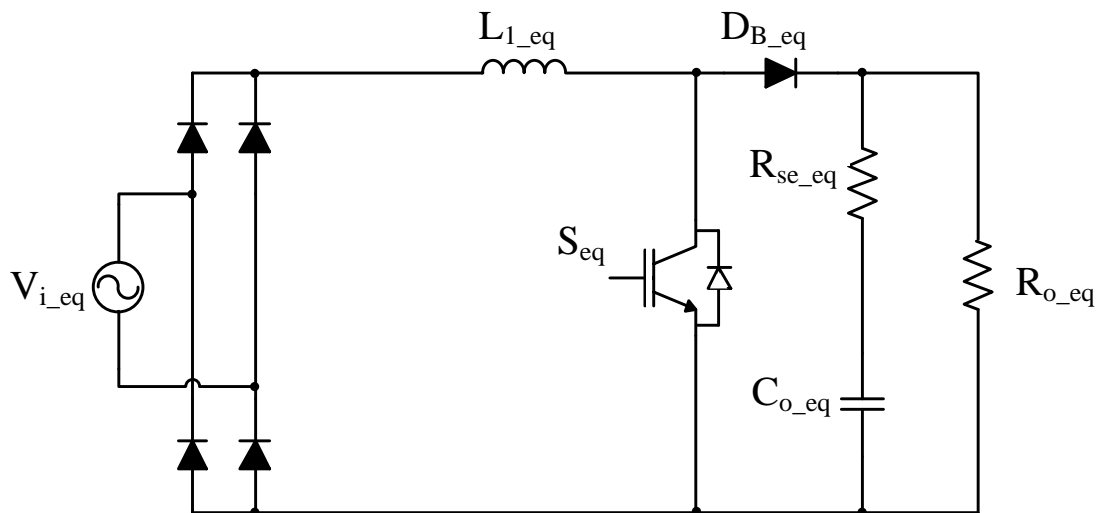
Considerando o valor total das perdas do conversor, determinado ao somar as perdas em cada um dos elementos que o compõem, é possível obter o rendimento teórico através da equação (3.27).

$$\eta = 1 - \frac{P_{\text{erdas_total}}}{P_o} = 1 - \frac{149,6}{3000} = 95\% \quad (3.27)$$

3.3.8 Modelo equivalente ao conversor boost clássico

Para auxiliar e facilitar o estudo e na modelagem do conversor é obtido um circuito equivalente, levando em consideração todos os componentes. Para obter o circuito equivalente apresentado na Figura 3.3 foi utilizada a metodologia adotada por (LAFUENTE et al., 2010). De acordo com a metodologia adotada, a fonte de tensão de alimentação V_i e o indutor de armazenamento na entrada L_l são iguais às do circuito original apresentado na Figura 3.3. A frequência de comutação do conversor equivalente f_{s_eq} possui o dobro da frequência do conversor original e, considera-se o transformador, os semicondutores e indutor componentes ideais.

Figura 3.3 - Topologia do conversor *boost* equivalente.



Fonte: Adaptado de (LAFUENTE et al., 2010).

A Tabela 3.5 apresenta os parâmetros do conversor original e do conversor equivalente.

Tabela 3.5 - Parâmetros dos conversores original e equivalente.

<i>Parâmetros</i>	<i>Conversor original</i>	<i>Conversor equivalente</i>
Tensão de entrada	$V_i = 110 \text{ Vac}$	$V_{i_eq} = V_i = 110 \text{ Vac}$
Indutor de entrada	$L_1 = 160 \mu\text{H}$	$L_{1_eq} = L_1 = 160 \mu\text{H}$
Potência de saída	$P_o = 3 \text{ kW}$	$P_{o_eq} = P_o = 3 \text{ kW}$
Ciclo de trabalho nominal médio	$D \cong 0,9$	$D_{eq} = 2 \cdot D - 1 \cong 0,4$
Razão entre tensão de saída do conversor original e do conversor equivalente		$r_v = V_o / V_{o_eq} = 5,45$
Tensão de saída	$V_o = 1000 \text{ V}$	$V_{o_eq} = V_i \cdot [1 / (1 - D_{eq})] \cong 183 \text{ V}$
Faixa de tensão de entrada	88 V - 121 V	88 V - 121 V
Frequência de comutação	$f_s = 20 \text{ kHz}$	$f_{s_eq} = 2 \cdot f_s = 40 \text{ kHz}$
Período de comutação	$T_s = 50 \mu\text{s}$	$T_{s_eq} = T_s / 2 = 25 \mu\text{s}$
Capacitor de saída	$C_o = 8 \cdot 470 \mu = 3,76 \text{ mF}$	$C_{o_eq} = r_v^2 \cdot C_o = 112,2 \text{ mF}$
Resistência série equivalente do capacitor	$R_{se} = 22 \text{ m}\Omega$	$R_{se_eq} = R_{se} / r_v^2 = 0,740 \text{ m}\Omega$
Resistência de carga	$R_o = 333 \Omega$	$R_{o_eq} = R_o / r_v^2 = 11,19 \Omega$

Fonte: A própria autora.

3.4 PROJETO DO CIRCUITO DE CONTROLE

Durante esta seção é apresentada a técnica de controle aplicada ao conversor, assim como são descritos os projetos da malha de tensão, da malha de corrente e da malha de tensão diferencial da tensão nos capacitores de saída.

3.4.1 Técnica de controle a ser empregada

A estratégia de controle utilizada para operar o conversor projetado com correção de fator de potência é o controle por modo corrente média (*Average Current Mode Control*). Essa técnica apresenta vantagens relevantes, tais como, proteção de sobrecorrente, a função de transferência do conversor se aproxima a uma de primeira ordem, imunidade a ruídos e proporciona frequência de comutação constante.

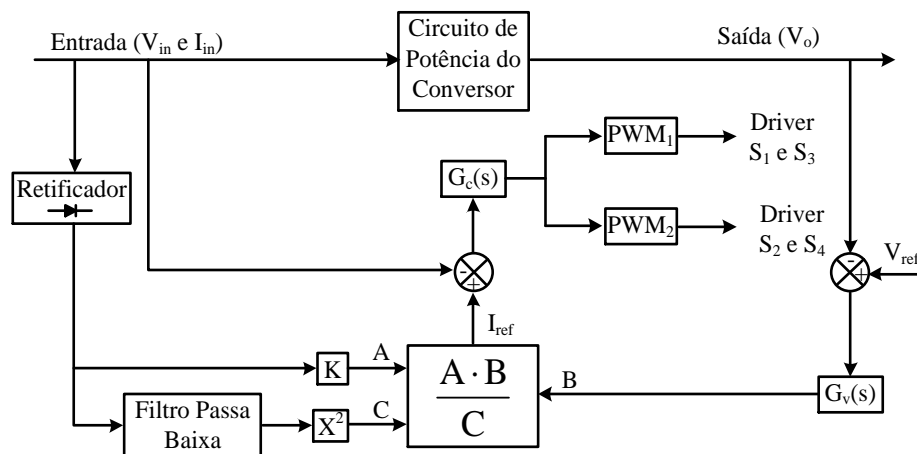
A modulação é obtida fazendo a comparação de duas portadoras triangulares deslocadas em 180 graus elétricos, denominadas de $v_{tri}(t)$, de amplitude v_d e período T_s , com uma tensão de controle $v_c(t)$ (moduladora) senoidal retificada. Os detalhes da obtenção dos sinais PWM são mostrados na Figura 3.5. Esses sinais passam por um comparador e na saída deste comparador são obtidos os sinais de controle dos interruptores. Essa modulação é uma

Modulação por Largura de Pulso – MLP (em inglês *Pulse Width Modulation* – PWM), e opera com frequência constante, variando-se o tempo de condução dos interruptores.

A técnica de controle escolhida pode ser implementada de forma analógica com a utilização do circuito integrado (CI) UC3854BN da *Texas Instruments*. Este CI é um compensador dedicado a aplicações de correção do fator de potência. A Figura 3.4 apresenta o diagrama de blocos geral do controle por modo corrente média e o esquemático de uma possível implementação desse controle utilizando o CI UC3854BN pode ser encontrado no Apêndice B.

O princípio de funcionamento, utilizando este CI, baseia-se na comparação de uma corrente de referência I_{ref} com a corrente no indutor I_{LI} que também corresponde a corrente de entrada. Esta corrente de referência é resultante de um multiplicador/divisor que possuem como entradas o sincronismo, o sinal do regulador de tensão da saída e a realimentação da tensão de entrada, também denominada de malha de *feedforward*.

Figura 3.4 - Diagrama esquemático geral do método de controle por corrente média.



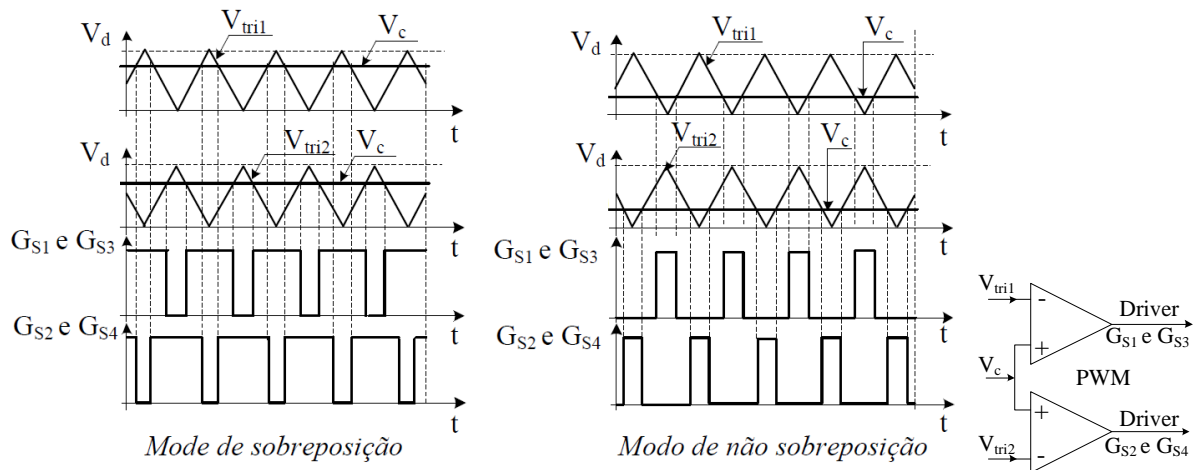
Fonte: A própria autora.

O sincronismo, referente à entrada A na Figura 3.4, é responsável por definir o formato e a frequência da corrente de referência I_{ref} . Este sinal é obtido a partir da tensão da rede retificada. A entrada B recebe o sinal do regulador de tensão da saída $G_v(s)$ e é responsável por ajustar a amplitude da corrente de referência em concordância com a variação da carga. A entrada C é responsável pela realimentação da tensão de entrada. O sinal da rede é retificado, atenuado e filtrado, aplicando no multiplicador/divisor um nível de tensão CC proporcional ao valor eficaz da tensão de entrada (da rede). Um sensor de corrente será utilizado para amostrar a corrente de entrada que será comparada com a corrente de referência. O resultado dessa comparação passa por um compensador, pertencente a malha de corrente, gerando a tensão de controle $V_c(t)$, que será comparada as ondas triangulares mencionadas anteriormente. Um

modulador (PWM₁) compara uma onda triangular com amplitude igual a V_d com o sinal de controle $V_c(t)$. Outro modulador (PWM₂) compara o mesmo sinal de controle $V_c(t)$ com uma onda triangular a qual está defasada 180° em relação a outra portadora triangular.

Dessa comparação surge a modulação utilizada. Quando a tensão de controle $V_c(t)$ é igual ou menor a metade do valor V_d , o conversor opera no modo de não-sobreposição (*non-overlapping mode*).

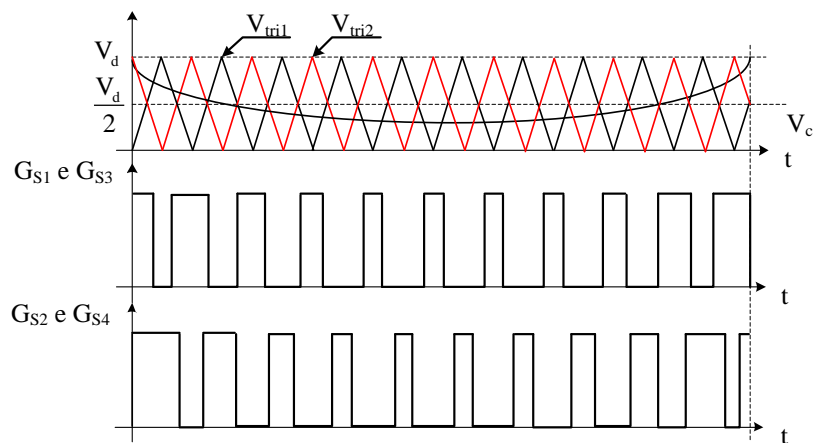
Figura 3.5 - Estratégia de modulação dos interruptores do conversor.



Fonte: A própria autora.

Quando a tensão de controle é maior do que $V_c(t)$ é igual ou maior à metade do valor de V_d , o conversor opera no modo de sobreposição (*overlapping mode*), conforme a Figura 3.5. Na Figura 3.6 pode ser observada a modulação PWM em um semiciclo da rede.

Figura 3.6 - Modulação PWM em meio período de rede.

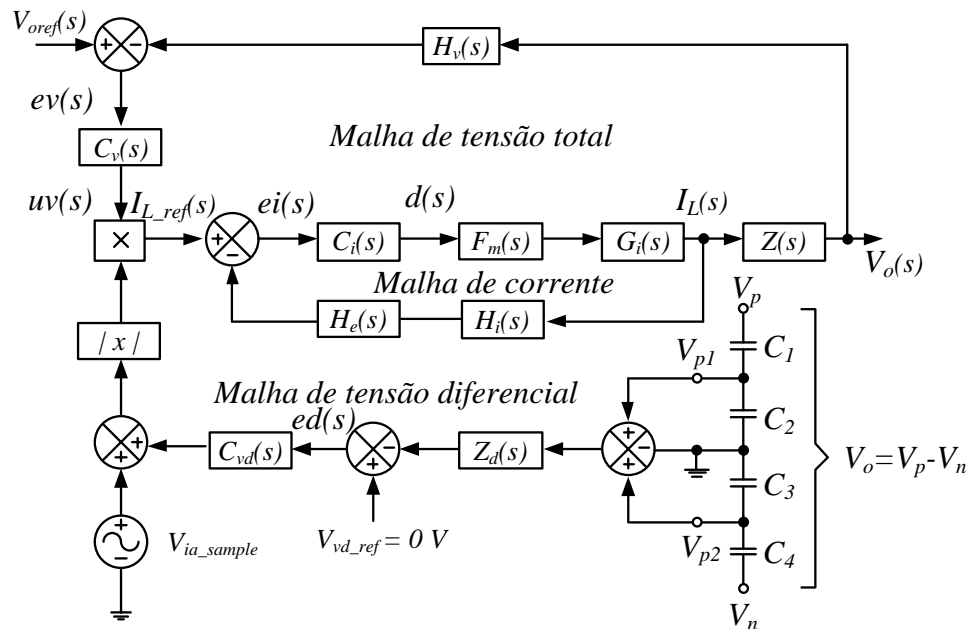


Fonte: A própria autora.

A Figura 3.7 mostra o diagrama de blocos detalhado do controle utilizado. Pode ser observado na Figura a presença de três malhas de controle. Essas malhas são necessárias para

que o conversor apresente alto fator de potência, regulação da tensão total do barramento e balanceamento de tensão nos capacitores em série de saída.

Figura 3.7 - Diagrama de blocos detalhado do controle.

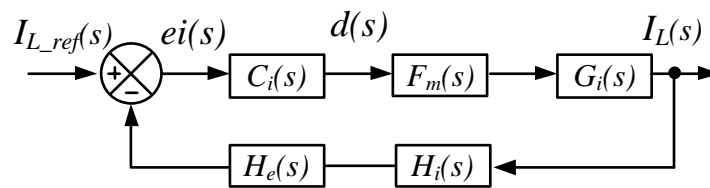


Fonte: A própria autora.

3.4.2 Projeto da malha interna de corrente

Neste item é realizado o projeto do compensador de corrente. A Figura 3.8 apresenta os elementos que compõem a malha de corrente.

Figura 3.8 - Diagrama de blocos da malha de corrente.



Fonte: A própria autora

A malha interna de corrente, formada pelo compensador $C_i(s)$, o modulador PWM $F_m(s)$, a função de transferência da planta $G_i(s)$ e elemento de amostragem de corrente $H_i(s)$; tem a função de controlar a corrente que circula no indutor boost L_l fazendo com que apresente o formato senoidal igual ao da tensão de entrada do conversor. O sinal de saída do compensador de corrente $C_i(s)$ é comparado com duas portadoras triangulares deslocadas em 180 graus elétricos. Da saída de dois comparadores como mostra a Figura 3.6 são obtidos os dois sinais

PWM enviados via um circuito de acionamento (*driver*) aos interruptores bidirecionais em corrente.

Primeiramente para a realização do projeto da malha de controle é necessário determinar a função de transferência que relaciona a corrente do indutor L_1 com o ciclo de trabalho d . Essa relação está representado na equação (2.61) (NODARI, 2011):

$$G_i(s) = \frac{\hat{i}_i(s)}{d(s)} = \frac{v_{o_eq}(s)}{s \cdot L_1} \quad (3.28)$$

Esse modelo é semelhante ao aplicado ao conversor *boost* clássico. Porém, deve-se lembrar que, possui a diferença na frequência no indutor que é o dobro da frequência de comutação dos interruptores semicondutores. Essa característica não deve ser esquecida na realização do projeto do compensador (MENEZES, 2007).

Após a determinação da função de transferência do conversor, determina-se o ganho $F_m(s)$ do modulador PWM. Este ganho é dado pelo inverso da amplitude do sinal triangular V_d , como está representado na equação (3.29).

$$F_m(s) \cong \frac{1}{V_d} \quad (3.29)$$

A função de transferência do componente de medição de corrente, referente ao ganho da corrente no indutor L_1 , amostragem de corrente $H_i(s)$, que é do tipo sensor resistivo, é determinada pela expressão (3.30).

$$H_i(s) \cong R_{sh} \quad (3.30)$$

A resistência no secundário do sensor R_{sh} é determinada pela expressão (3.31).

$$R_{sh} = k_{hall} \cdot k_{dif} \quad (3.31)$$

Em que:

- k_{hall} : ganho do sensor hall;
- k_{dif} : ganho do amplificador diferencial.

O ganho do amplificador diferencial pode ser determinado por meio da expressão (3.32):

$$k_{dif} = \frac{V_{comp}}{I_{L1_pico} \cdot k_{hall}} \quad (3.32)$$

Em que:

- V_{comp} : tensão de comparação usada pelo circuito de controle;
- I_{LL_pico} : valor de pico da corrente do indutor *boost*.

A Tabela 3.6 apresenta um resumo dos parâmetros (adotados e calculados) utilizados para realizar o projeto da malha de corrente com a determinação de todos os componentes que a compõe.

Tabela 3.6 - Parâmetros para projeto da malha de corrente.

Parâmetros	Valores
Tensão de comparação usado pelo circuito de controle (V_{comp})	3 V
Ganho do sensor de corrente (k_{hall})	0,04
Amplitude da onda triangular (V_d)	5 V
Ganho do amplificador diferencial (k_{dif})	1,57
Resistência em paralelo na saída do sensor de corrente (R_{sh})	0,063 Ω
Amostragem de corrente ($H_i(s)$)	0,063 V/A
Ganho do modulador PWM ($F_m(s)$)	0,2

Fonte: A própria autora

No sistema existem não idealidades que não são consideradas na modelagem. Na técnica de controle por corrente média é utilizada uma função de transferência $H_e(s)$ para testar a robustez da malha representada pela expressão (3.33) (TANG; LEE; RIDLEY, 1993).

$$H_e(s) = 1 + \frac{s}{w_z \cdot Q_z} + \frac{s^2}{w_z^2} \quad (3.33)$$

Essa função matemática possui dois zeros no semiplano direito, representados pelas equações (3.34) e (3.35).

$$w_z = \pi \cdot f_s \quad (3.34)$$

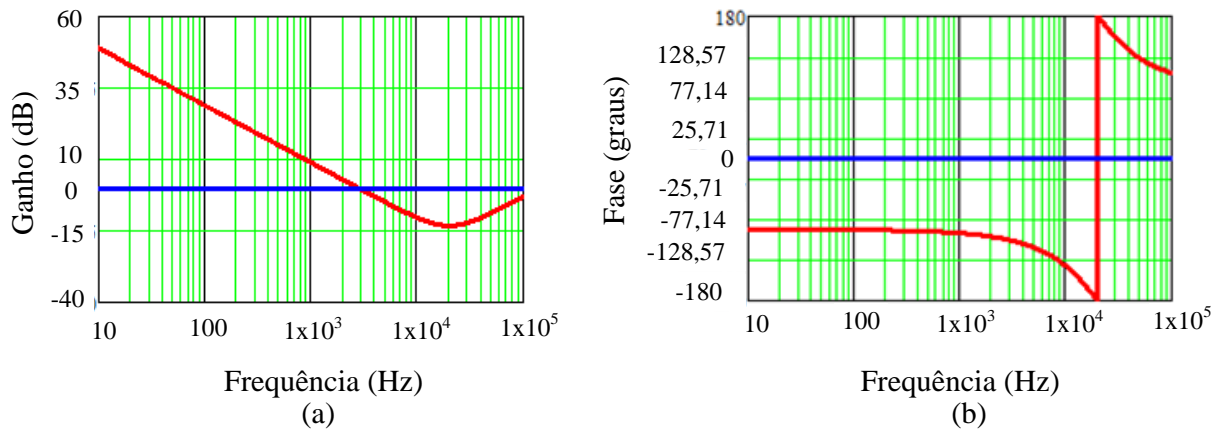
$$Q_z = -\frac{2}{\pi} \quad (3.35)$$

Conhecendo essas funções de transferências é possível determinar a função de transferência de laço aberto da malha de corrente sem o compensador $FTLA_{isc}(s)$, que é representada pela expressão (3.36).

$$FTLA_{isc}(s) = G_i(s) \cdot F_m(s) \cdot H_i(s) \cdot H_e(s) \quad (3.36)$$

Para projetar o compensador da malha de corrente, é necessário determinar a função de transferência de laço aberto substituindo os valores calculados na equação (3.36). A Figura 3.9 apresenta o diagrama de Bode dessa função de transferência.

Figura 3.9 - Diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto da malha de corrente; (a) Ganho; (b) Fase.



Fonte: A própria autora.

É importante mencionar que quanto maior a frequência de cruzamento, melhor é a resposta dinâmica do sistema. Porém, deve-se evitar os efeitos da comutação sobre o sistema de controle. Sendo assim, esta frequência deve possuir valor inferior à $1/4$ da frequência de comutação equivalente presente no indutor (SILVEIRA, 2011). Seguindo este critério, é adotado o valor da frequência de cruzamento da malha de corrente f_{ci} para $1/6$ da frequência de comutação equivalente, ou seja, $6,667 \cdot 10^3$ Hz.

Observando o diagrama de Bode da Figura 3.9 o sistema apresenta uma defasagem de laço aberto sem o compensador P_i igual a $-120,53^\circ$ (graus) e uma atenuação de $-6,47$ dB, desta forma o compensador necessita de um ganho $G_{Ci(s)}$ de $6,47$ dB. Definindo a margem de fase MF_i de 30° (trinta graus), valor dentro do intervalo permitido ($20^\circ \leq MF_i \leq 40^\circ$), e conhecendo o valor do ângulo de defasagem, é determinado o cálculo do avanço de fase utilizando a equação (3.37).

$$\alpha_{ci} = MF_i - P_i - 90^\circ = 60,53^\circ \quad (3.37)$$

De acordo com o avanço de fase requerido, valor menor do que 90° , é escolhido o compensador proporcional-integral com filtro, tipo 2 (VENABLE, 1983).

Os critérios para alocação dos polos e zeros na malha de corrente utilizam uma ferramenta matemática denominada de fator k (VENABLE, 1983). Essa ferramenta define a forma e a característica da função de transferência. O fator k_i para o compensador do tipo 2 utilizado na malha de corrente é determinado pela expressão (3.38):

$$k_i = \operatorname{tg} \left(\left(\alpha_{C_i(s)} \cdot \frac{\pi}{360} \right) + \frac{\pi}{4} \right) = 3,8 \quad (3.38)$$

Para o compensador adotado a frequência de um zero é alocada a um fator k_i abaixo da frequência de cruzamento, e a frequência do polo é alocada a um fator k_i acima dela. O segundo polo do compensador da malha de corrente é alocado na origem para eliminar o erro estático para sistemas com referência constante (OGATA, 2003). As equações (3.39), (3.40) e (3.41) representam as frequências do zero, do polo 1 e do polo 2, respectivamente.

$$f_{zi} = \frac{f_{ci}}{k_i} = 1,754 \cdot 10^3 \text{ Hz} \quad (3.39)$$

$$f_{pli} = 0 \quad (3.40)$$

$$f_{p2i} = k_i \cdot f_{ci} = 25,333 \cdot 10^3 \text{ Hz} \quad (3.41)$$

Definidas as funções de transferência de laço aberto sem o compensador de corrente e dos elementos que compõem o compensador, passamos a ter a função de transferência de laço aberto da malha de corrente com compensador, $FTLA_{icc}(s)$ representada aqui pela expressão (3.42).

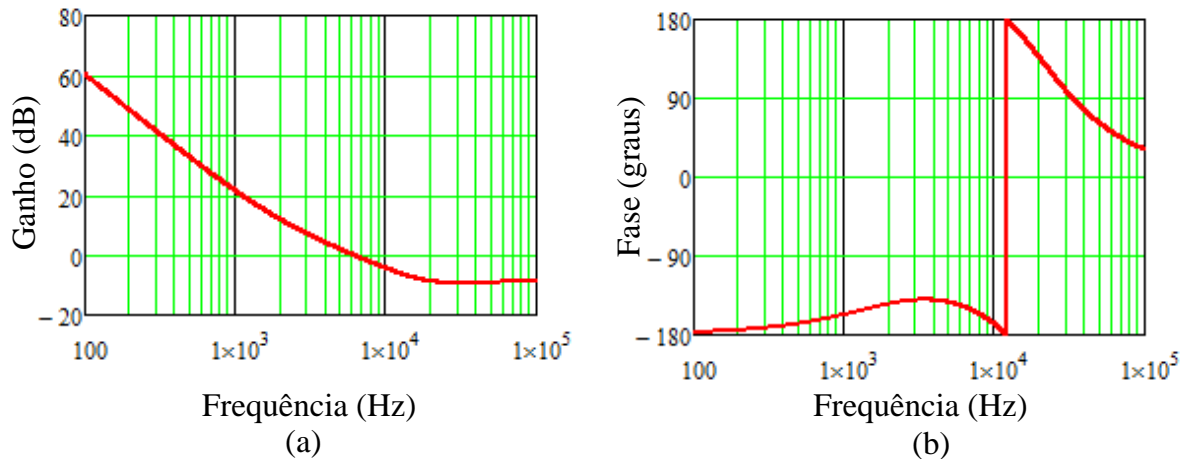
$$FTLA_{icc}(s) = FTLA_{isc}(s) \cdot C_i(s) \quad (3.42)$$

A função de transferência do compensador de corrente $C_i(s)$ é mostrada na equação (3.43).

$$C_i(s) = \frac{G_{ci} \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{zi}}{s} \cdot \frac{\left(\frac{s}{2 \cdot \pi \cdot f_{zi}} + 1 \right)}{\left(\frac{s}{2 \cdot \pi \cdot f_{pi}} + 1 \right)} \quad (3.43)$$

Os diagramas de Bode, dado pelo ganho e a fase de ganho e de fase, do sistema com o compensador são apresentados na Figura 3.10. A análise desses diagramas é uma forma de verificar o projeto da malha de corrente. Observa-se na figura que na frequência de cruzamento escolhida de aproximadamente 6,67 kHz, o sistema com o compensador apresenta ganho unitário (0 dB) e a margem de fase é em torno de 30°, conforme desejado, o que garante a estabilidade da malha.

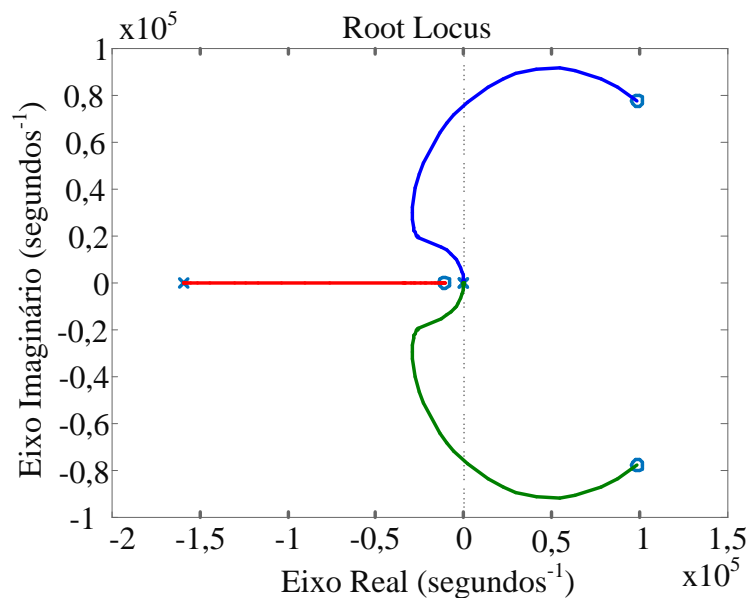
Figura 3.10 - Diagrama de Bode da função de transferência $FTL_{icc}(s)$ com compensador; (a) Ganho; (b) Fase.



Fonte: A própria autora.

Por meio do Lugar Geométrico das Raízes (LGR), visto na Figura 3.11, percebe-se que o compensador inseriu um polo na origem e um zero finito, contribuindo para a resposta deixar de apresentar um decaimento nos instantes iniciais, ou seja, o compensador ajudou a melhorar a dinâmica do sistema em questão.

Figura 3.11 - Lugar das raízes da FT de laço aberto com compensador PI tipo dois.



Fonte: A própria autora.

3.4.3 Malha de tensão total

Há a necessidade de que a tensão de saída se mantenha dentro de valor especificado, mesmo que haja variações de carga. Por causa dessa necessidade é feito um estudo da malha de

tensão, que deverá ser lenta para não causar distorções na corrente de entrada. A seguir são definidos parâmetros necessários para obter a função de transferência em laço aberto da malha de tensão total que apresenta uma frequência de cruzamento relacionada à frequência 60 Hz. Essa malha é formada pelo compensador $C_v(s)$, a função de transferência da planta $Z(s)$, o multiplicador de sinais, e o ganho $1/H_i(s)$ que representa a malha de corrente. Também nesta malha de tensão é acoplada a malha de desequilíbrio de tensão sobre os capacitores C_2 e C_3 que tem uma frequência de cruzamento bem menor em relação à malha de tensão que monitora a tensão total. A Tabela 3.7 lista as especificações utilizadas para o projeto da malha de tensão total.

Tabela 3.7 - Especificações para projeto da malha de tensão total.

Parâmetros	Valores
Resistência série do capacitor (barramento total) (R_{se_eq})	0,740 m Ω
Ciclo de trabalho médio (D)	0,5
Amplitude da onda triangular (V_d)	5 V
Tensão de Amostragem (V_{amost})	1 V

Fonte: A própria autora

Utilizando as informações da Tabela 3.7 é possível definir alguns parâmetros necessários para a determinação da função de transferência da malha de tensão em laço aberto.

Pelo fato da malha interna de corrente ser rápida, é possível simplificar a função de malha fechada, como mostra a equação (3.44) (MELLO, 2011).

$$A(s) = \frac{1}{H_i(s)} = 16 \quad (3.44)$$

O ganho de amostragem do sensor de tensão de efeito Hall, $H_v(s)$, é determinado por meio da equação (3.45), que é a relação entre a tensão de referência V_{ref_v} , gerada internamente pelo UC3854B, e a tensão de saída do conversor. A tensão de referência gerada tem o valor igual a 3 V.

$$H_v(s) = \frac{V_{ref_v}}{V_{o_eq}} = 0,012 \quad (3.45)$$

A amostragem da tensão de entrada senoidal V_{amost} apresenta um formato retificado de 120 Hz, obtido por meio de um divisor resistivo, podendo ser adotado entre os valores médios de 1 V e 5 V. Para a análise neste trabalho foi adotado o valor médio de 1 V.

$$V_{amost} = 1 \text{ V} \quad (3.46)$$

A função de transferência de malha aberta sem o compensador $FTMA_{vsc}(s)$ necessária para o projeto é dada pela expressão (3.47):

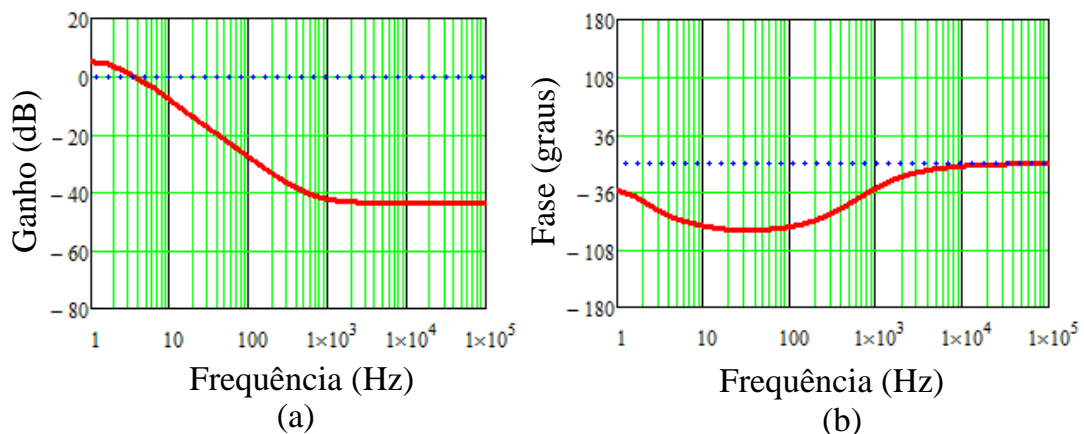
$$FTMA_{vsc}(s) = A(s) \cdot Z(s) \cdot H_v(s) \cdot V_{amost} \quad (3.47)$$

A equação (3.48) apresenta essa função de transferência desconsiderando as variações na razão cíclica e na tensão de entrada.

$$Z(s) = \left[(1-D) \cdot \frac{R_{o_eq} \cdot R_{s_eq}}{R_{o_eq} + R_{s_eq}} \right] \cdot \left[\frac{s + \frac{1}{R_{seq} \cdot C_{o_eq}}}{s + \frac{1}{C_{o_eq} \cdot (R_{o_eq} + R_{s_eq})}} \right] \quad (3.48)$$

Para projetar o compensador da malha de tensão total, é necessário determinar a função de transferência de laço aberto utilizando a equação (3.47), utilizando os ganhos aqui determinados. A Figura 3.12 mostra o diagrama de Bode da função de transferência em laço aberto sem o compensador de tensão.

Figura 3.12 - Diagrama de Bode da função de transferência da malha de tensão sem compensador; (a) Ganho; (b) Fase.



Fonte: A própria autora

A frequência de cruzamento da malha de tensão f_{cv} em laço aberto deve ser menor ou igual à um quarto da frequência da tensão retificada de 120 Hz para uma rede monofásica. Assim, os valores adotados estão entre 10 Hz e 30 Hz (SILVEIRA, 2011), desta forma adota-se f_{cv} igual a 20 Hz.

Analisando o diagrama de Bode da Figura 3.12, observa-se que o sistema, para a frequência f_{cv} adotada, apresenta uma atenuação de -15,1 dB, desta forma o compensador deve ter um ganho de +15,1 dB. Para esta mesma frequência de cruzamento, o sistema apresenta uma

defasagem F_v igual a -84° (graus). Logo o compensador deve ter um ganho de 15,1 dB em 20 Hz.

Definindo a margem de fase MF_v igual a 60° , valor dentro do intervalo permitido ($40^\circ \leq MF_v \leq 90^\circ$), e conhecendo o valor do ângulo de defasagem, é feito o cálculo do avanço de fase requerido como apresentado na equação (3.49).

$$\alpha_v = MF_v - F_v - 90^\circ = 60^\circ - (-84^\circ) - 90^\circ = 54^\circ \quad (3.49)$$

A malha de tensão é muito mais lenta do que a malha de corrente, portanto a frequência de cruzamento de laço aberto da malha de tensão f_{cv} deve ser adotada entre 10 Hz e 30 Hz. Com o valor da frequência de cruzamento, obtém-se o valor do ganho do compensador de tensão.

De acordo com o avanço de fase requerido, que é menor do que 90 graus, deve ser utilizado o compensador do tipo 2, o mesmo adotado para a malha de corrente. A função de transferência do compensador de tensão $C_v(s)$ é semelhante à apresentada na equação (3.43). Os critérios para alocação dos polos e zeros na malha de tensão são semelhantes aos utilizados para a malha de corrente e também utiliza o fator k , que está definido na equação (3.50).

$$k_v = \operatorname{tg} \left(\left(\alpha_{C_v(s)} \cdot \frac{\pi}{360} \right) + \frac{\pi}{4} \right) = 3,07 \quad (3.50)$$

A localização do zero é determinada com base na equação (3.39).

$$f_{zv} = \frac{f_{cv}}{k_v} = 6,452 \text{ Hz}$$

A localização dos polos é determinada através da equação (3.40) e (3.41).

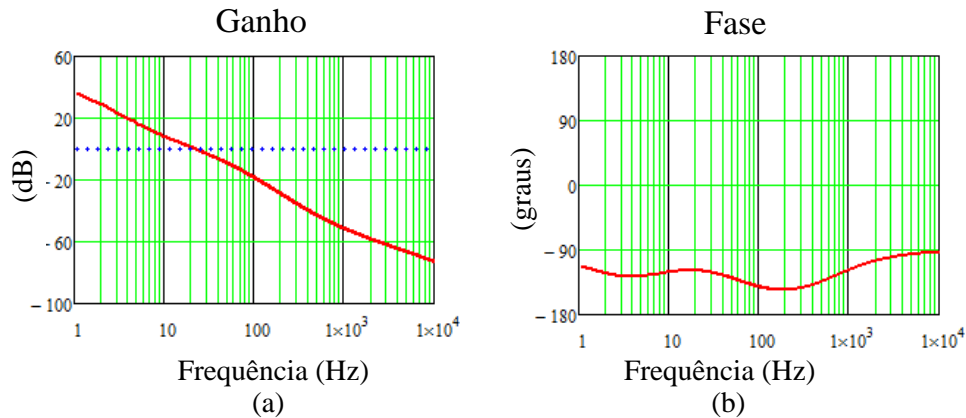
$$f_{p1v} = 0$$

$$f_{p2v} = k_v \cdot f_{cv} = 62 \text{ Hz}$$

É válido lembrar que um polo do compensador da malha de tensão é alocado na origem para eliminar o erro estático para sistemas com referência constante (OGATA, 2003) e que o zero e o polo do compensador $C_v(s)$ são alocados em baixa frequência porque a malha de tensão deve ser lenta para não ocasionar distorções na corrente de entrada.

Os diagramas de Bode, compostos por ganho e fase, da função de transferência de laço aberto com o compensador são apresentados na Figura 3.13. Observa-se na figura que na frequência de cruzamento escolhida, 20 Hz, o sistema com o compensador apresenta ganho unitário (0 dB) e a margem de fase é em torno de $61,30^\circ$ (graus), conforme desejado, o que garante a estabilidade da malha.

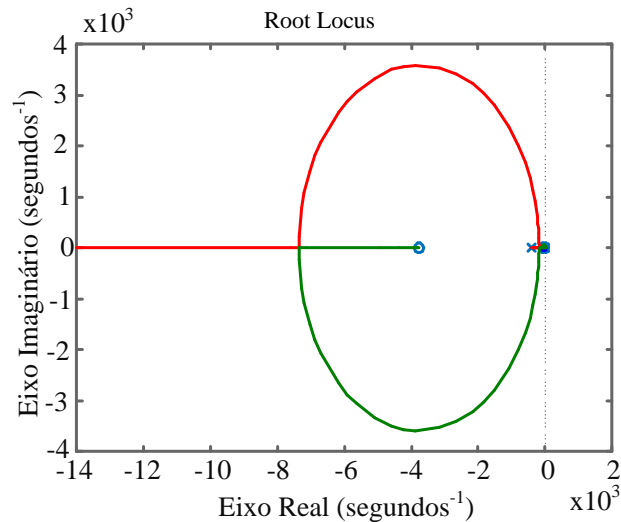
Figura 3.13 - Diagrama de Bode da função de transferência $FTLA_{vcc}(s)$ com compensador; (a) Ganho; (b) Fase.



Fonte: A própria autora

A Figura 3.14 mostra o lugar geométrico das raízes da malha de tensão externa associada ao compensador PI com filtro. Ao inserir um zero no sistema, o compensador faz com que os polos em malha fechada se tornem complexos. Com isso na resposta do sistema pode ser observado um *overshoot*, porém se torna mais rápida do que a apresentada sem compensador.

Figura 3.14 - Lugar das raízes da função de transferência de laço aberto com compensador PI tipo 2.



Fonte: A própria autora.

3.4.4 Projeto da malha de tensão diferencial nos capacitores de saída

O objetivo da malha de tensão diferencial, composta pelo compensador $C_{vd}(s)$, é garantir que as tensões sobre os capacitores de saída, que compõem o barramento CC, sejam sempre iguais. Tal finalidade deve ser mantida até mesmo quando forem aplicadas cargas desbalanceadas na saída do conversor. O compensador $C_{vd}(s)$ deve fornecer um nível CC no

sinal de referência da malha de corrente. A adição de uma pequena componente CC visa reparar potenciais desequilíbrios de tensão nos capacitores C_1 , C_2 , C_3 e C_4 . O projeto dessa malha é apresentado a seguir.

Inicialmente é definida a função de transferência da planta da malha de tensão diferencial $Z_d(s)$, obtida de acordo com o exposto em Nodari (2011), e considerando a resistência série equivalente do capacitor. Essa função de transferência, representada pela equação (3.51) relaciona a tensão diferencial do barramento CC com a corrente de entrada.

$$Z_d(s) = \frac{V_{\text{dif}}(s)}{I_{L1}(s)} = \left[\frac{0,5 \cdot R_{o_eq} (R_{\text{seq}} \cdot C_{o_eq} \cdot s + 1)}{R_{o_eq} \cdot C_{o_eq} \cdot s + R_{\text{seq}} \cdot C_{o_eq} \cdot s + 1} \right] \quad (3.51)$$

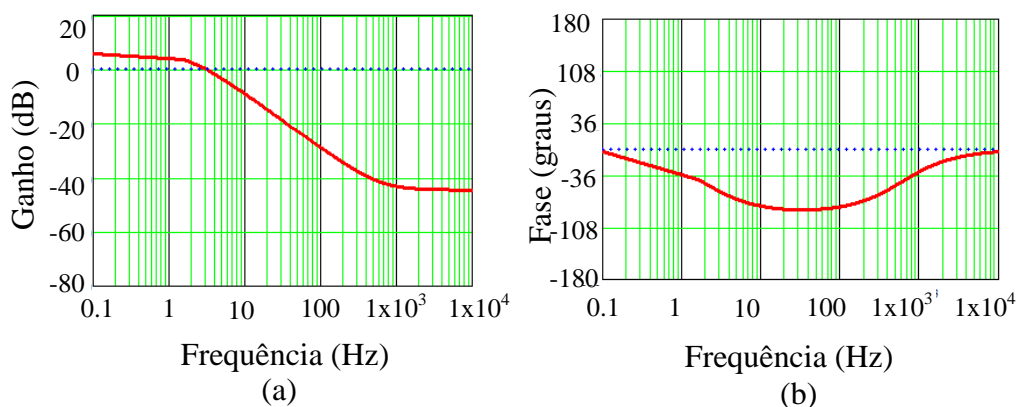
A função de transferência de laço aberto sem o compensador $FTLA_{vdsc}(s)$ é dada pela expressão (3.52).

$$FTMA_{vdsc}(s) = A(s) \cdot Z_d(s) \cdot H_v(s) \quad (3.52)$$

Levando em consideração que a frequência de cruzamento f_{cvd} da função de transferência de malha aberta $FTLA_{vdsc}(s)$ deve ser menor do que a metade da frequência de cruzamento da malha de tensão para não deve haver distorção do sinal de referência da malha de corrente, adotou-se uma frequência de cruzamento f_{cvd} de 5 Hz.

A Figura 3.15 mostra o diagrama de Bode da função de transferência em laço aberto sem o compensador de tensão. Analisando o diagrama de Bode da figura, observa-se que o sistema, para a frequência f_{cvd} adotada, apresenta uma atenuação de -3,9 dB. Para esta mesma frequência de cruzamento, o sistema apresenta uma defasagem F_{vd} igual a -70° (graus). Logo o compensador da malha diferencial deve ter um ganho de 3,9 dB em 5 Hz.

Figura 3.15 - Diagrama de Bode $FTLA_{vdsc}(s)$ sem compensador: (a) Ganho; (b) Fase.



Fonte: A própria autora

Definindo a margem de fase MF_{vd} igual a 60° , valor dentro do intervalo permitido ($40^\circ \leq MF_{vd} \leq 90^\circ$), e conhecendo o valor do ângulo de defasagem, é feito o cálculo do avanço de fase requerido utilizando a equação (3.37).

$$\alpha_{vd} = MF_{vd} - F_{vd} - 90^\circ = 60^\circ - (-70^\circ) - 90^\circ = 40^\circ$$

Como o avanço de fase possui valor menor do que 90° (noventa graus), fica comprovado que o compensador a ser utilizado deve ser o compensador do tipo dois (VENABLE, 1983).

Para determinar zeros e polos dessa malha, utiliza-se também o fator k , mencionado anteriormente. A equação (3.38) determina o valor do fator k a ser utilizado.

$$k_{vd} = \text{tg} \left(\left(\alpha_{C_{vd}(s)} \cdot \frac{\pi}{360} \right) + \frac{\pi}{4} \right) = 2,14$$

A localização do zero é determinada com da equação (3.39).

$$f_{zvd} = \frac{f_{cvd}}{k_{vd}} = 2,33 \text{ Hz}$$

A localização do polo é determinada utilizando a equação (3.41).

$$f_{p1vd} = k_{vd} \cdot f_{cvd} = 10,7 \text{ Hz}$$

O segundo polo do compensador da malha de corrente é alocado na origem para eliminar o erro estático para sistemas com referência constante (OGATA, 2003).

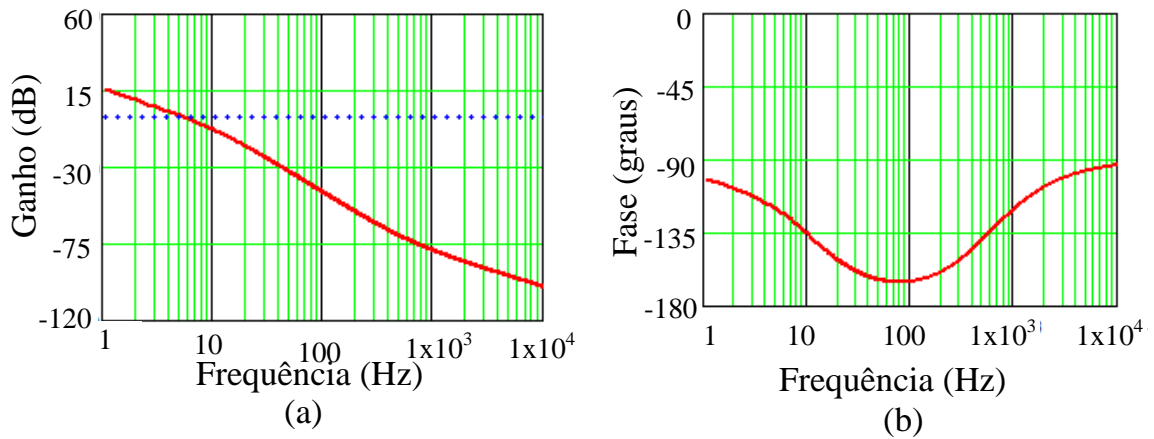
$$f_{p2vd} = 0 \text{ Hz}$$

A função de transferência do compensador é então determinada pela equação (3.53).

$$C_{vd}(s) = \frac{G_{cvd} \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{zvd}}{s} \cdot \frac{\left(\frac{s}{2 \cdot \pi \cdot f_{zvd}} + 1 \right)}{\left(\frac{s}{2 \cdot \pi \cdot f_{pvd}} + 1 \right)} \quad (3.53)$$

Os diagramas de Bode, de ganho e de fase, da função de transferência de laço aberto com o compensador são apresentados na Figura 3.16. Observa-se na figura, que na frequência de cruzamento escolhida, 5 Hz, o sistema com o compensador apresenta ganho unitário (0 dB) e a margem de fase é em torno de $60,30^\circ$ (graus), conforme desejado, o que garante a estabilidade da malha.

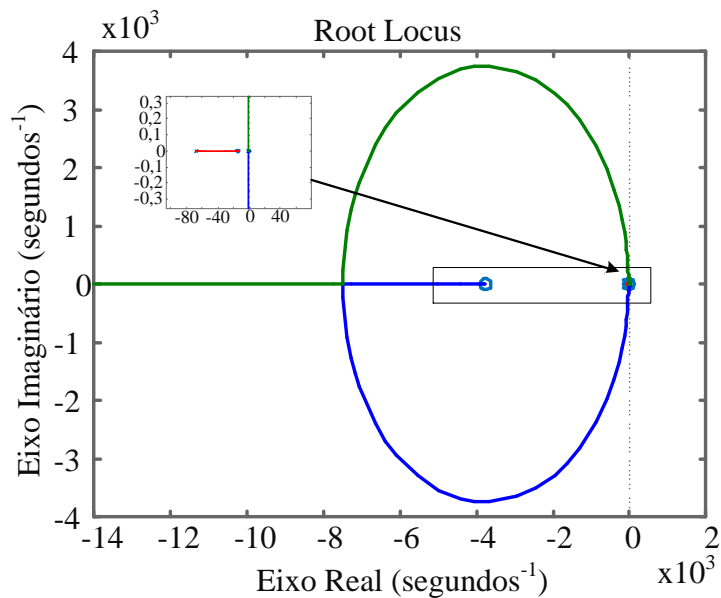
Figura 3.16 - Diagrama de Bode da função de transferência $FTLA_{vdec}(s)$ com compensador; (a) Ganho; (b) Fase.



Fonte: A própria autora

A Figura 3.17 mostra o lugar geométrico das raízes da malha de tensão diferencial associada ao compensador PI com filtro. Assim como ocorreu na malha de tensão externa, o compensador, ao inserir um zero no sistema, o compensador faz com que os polos em malha fechada se tornem complexos. Mesmo a resposta do sistema apresentando *overshoot* se torna mais rápida do que a apresentada sem compensador.

Figura 3.17 - Lugar das raízes da função de transferência de laço aberto com compensador PI tipo 2.



Fonte: A própria autora

3.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo foram apresentados os projetos dos circuitos de potência e de controle do conversor CA-CC *boost* baseado na CCME-TTM. O controle do conversor é feito com o uso de três malhas de controle: uma malha de corrente e duas malhas de tensão. A malha de controle interna de corrente foi projetada para uma frequência elevada de cruzamento do ganho igual a 6,7 kHz para que apresente uma rápida resposta transitória. A malha de tensão total foi projetada com frequência de cruzamento do ganho igual a 20 Hz. Já a malha de controle de tensão diferencial foi projetada com frequência de cruzamento do ganho igual a 5 Hz.

Os compensadores projetados neste capítulo são utilizados nas simulações cujos resultados são mostrados no capítulo 4.

4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO DO CONVERSOR CA-CC MONOFÁSICO, NÃO ISOLADO E UNIDIRECIONAL BASEADO NA CCME-TTM

4.1 INTRODUÇÃO

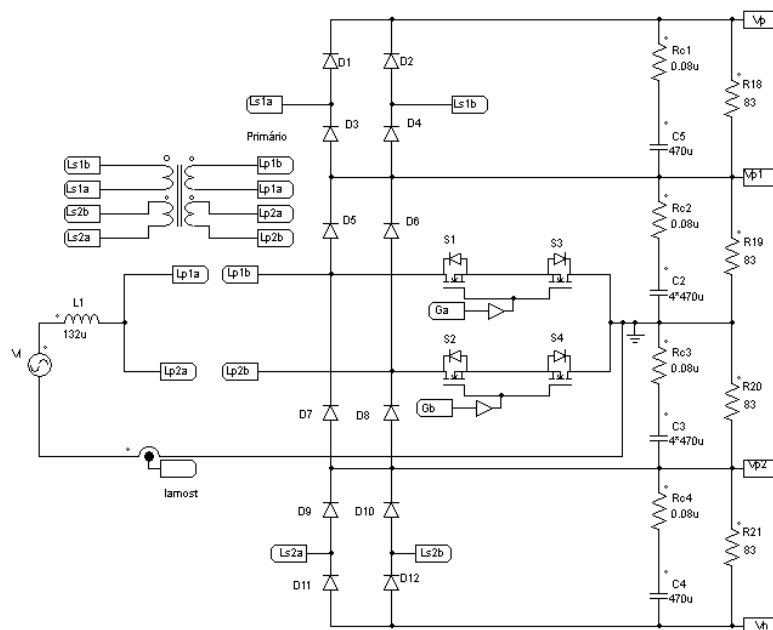
Com objetivo de verificar e validar a análise teórica apresentadas simulações foram realizadas utilizando o *software* PSIM[®]. O circuito simulado é baseado no esquemático completo do conversor que é apresentado no Apêndice A, visto que o conversor seria implementado experimentalmente, e devido ao cenário da pandemia do coronavírus SARS-COV-2/COVID-19 não foi possível.

Este capítulo exhibe os resultados da simulação por meio da apresentação das formas de onda da tensão e corrente de entrada, nos semicondutores de potência, nos componentes magnéticos, na saída e os principais sinais de controle, em regime permanente e em regime dinâmico. Uma análise dos resultados obtidos também faz parte deste capítulo.

4.2 CIRCUITO DE SIMULAÇÃO

Os circuitos de potência e controle simulados são apresentados neste capítulo, dividido em figuras para melhor visualização. Na Figura 4.1 pode ser observada a parte formada pela fonte de entrada, componentes magnéticos, capacitores, interruptores, elementos considerados formadores da parte de potência do conversor e a carga resistiva.

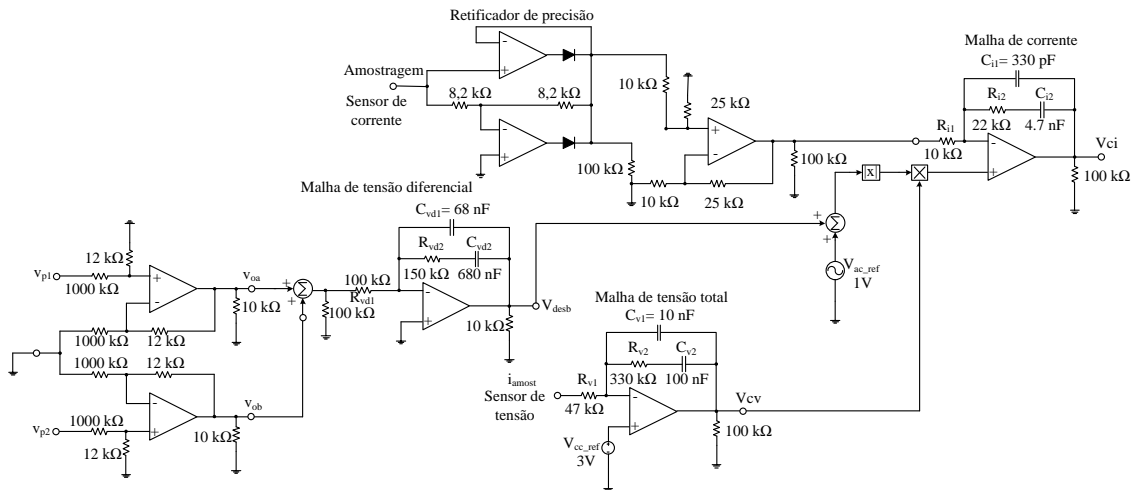
Figura 4.1 - Circuito de potência simulado.



Fonte: A própria autora.

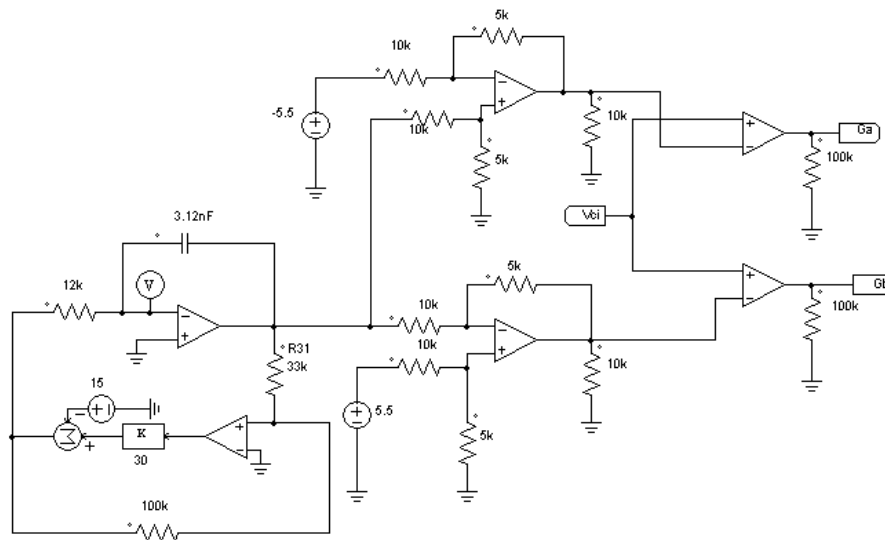
A Figura 4.2 mostra a parte que compõe o circuito de controle com os compensadores utilizados para as três malhas. Já o circuito gerador de ondas triangulares e os comparadores utilizados para a geração dos pulsos PWM, que são utilizados para acionar os interruptores, podem ser vistos na Figura 4.3.

Figura 4.2 - Circuito de controle simulado.



Fonte: A própria autora.

Figura 4.3 - Gerador de onda triangular e moduladores PWM simulados.



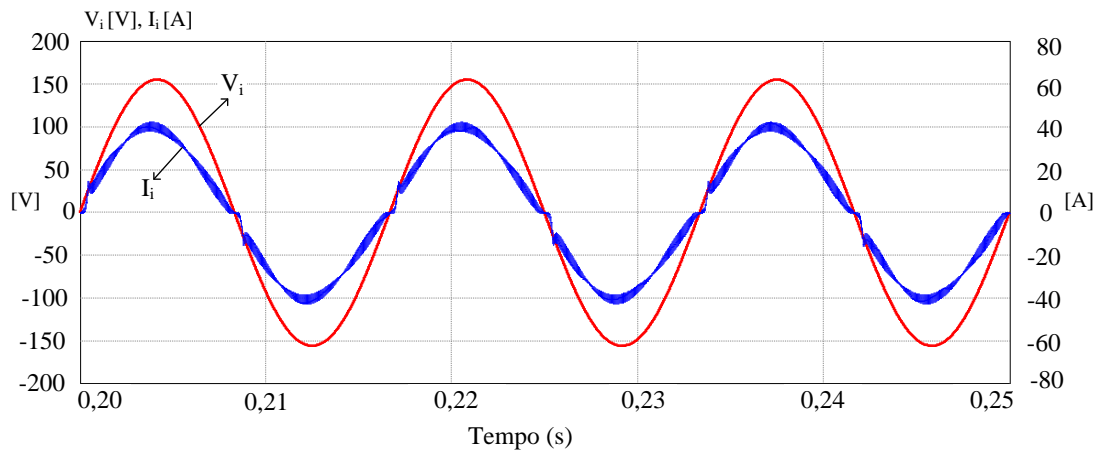
Fonte: A própria autora

4.3 FORMAS DE ONDA EM REGIME PERMANENTE

As formas de onda apresentadas, neste item, foram resultantes da simulação para o conversor proposto funcionando com tensão nominal de entrada e operando a plena carga, distribuída uniformemente entre os quatro capacitores de saída em regime permanente.

Na Figura 4.4, podem ser vistas as formas de onda da tensão (V_i) e da corrente de entrada (I_i). Observa-se que a corrente de entrada está em fase com a tensão de entrada, apresenta um fator de potência igual a 0,9938 e distorção harmônica com THD_i de 4,7%. A corrente possui valor eficaz igual a 27,6 A e valor de pico igual a 40,5 A. A potência de entrada do conversor é de 3 kW.

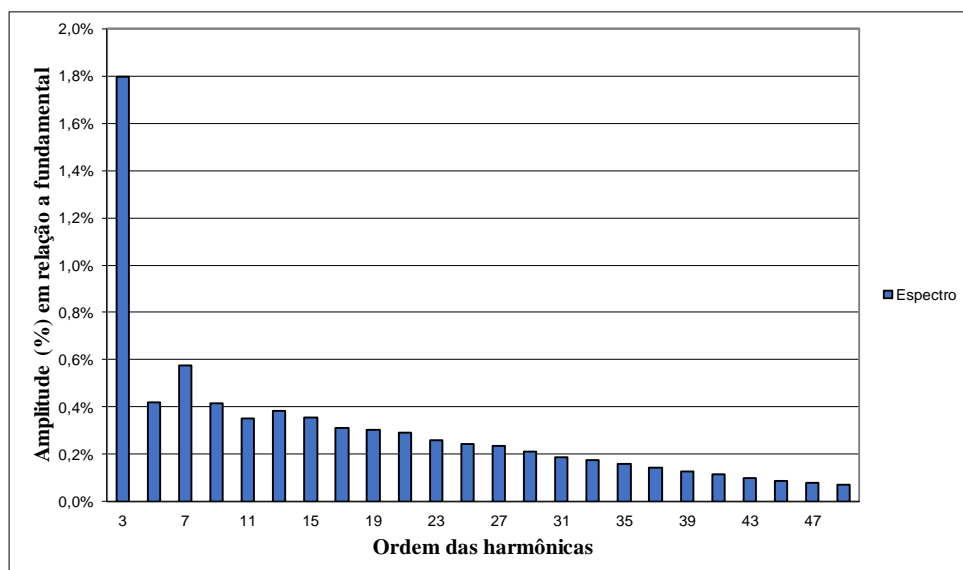
Figura 4.4 - Formas de onda da tensão e corrente de entrada.



Fonte: A própria autora.

A Figura 4.5 apresenta espectro harmônico da corrente de entrada. Pode ser observado na figura que a terceira harmônica, bem como as demais componentes, é quase inexistente em relação à magnitude da fundamental. O conversor funciona de acordo com a norma IEC 61000-3-4, que é responsável por regulamentar os limites para o fator de potência e distorção harmônica de corrente de conversores com corrente superior a 16 A por fase.

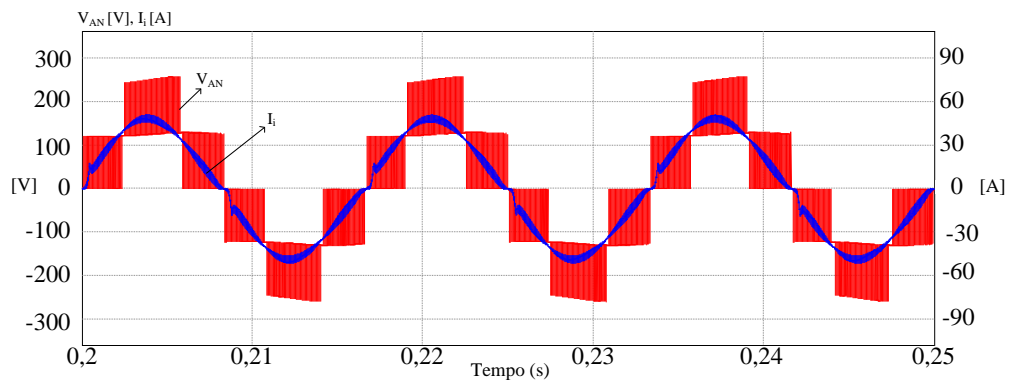
Figura 4.5 - Espectro harmônico da corrente de entrada.



Fonte: A própria autora.

A Figura 4.6 apresenta as formas de onda de tensão V_{AN} e da corrente no indutor L_I no conversor. Observa-se também a presença de cinco níveis de tensão em V_{AN} e que a corrente segue com formato senoidal, porém com a manifestação do efeito *cusp*, que ocorre no cruzamento por zero da tensão da rede. Esse efeito é um comportamento característico do conversor *boost* quando está sendo utilizado nele estratégia de controle clássico, originado pelo limite da derivada da corrente devido ao indutor.

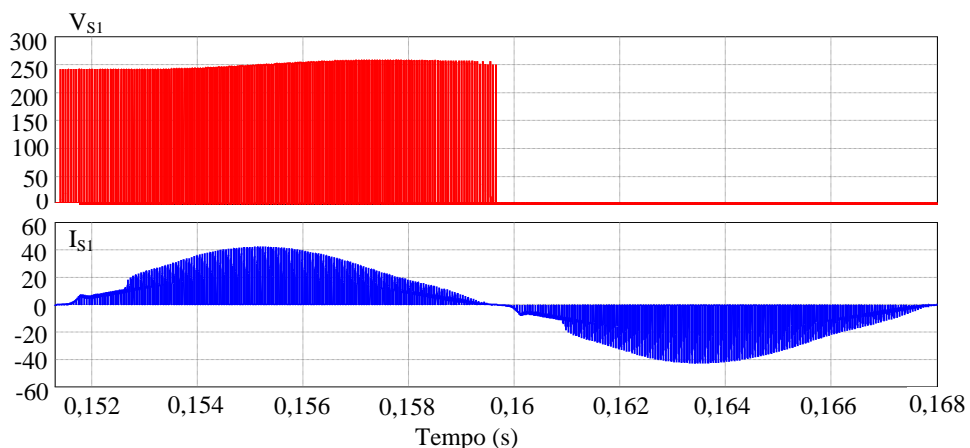
Figura 4.6 - Formas de onda de tensão V_{AN} e da corrente do indutor L_I .



Fonte: A própria autora.

A Figura 4.7 apresenta as formas de onda da tensão e da corrente nos quatro interruptores, aqui representados pelo interruptor S_I , para um ciclo da rede. Os valores eficaz e de pico da corrente são 15,19 A e 40,5 A, respectivamente. O valor máximo da tensão sobre os interruptores é de 257 V, aproximadamente um quarto da tensão total do barramento, que é 1000 V.

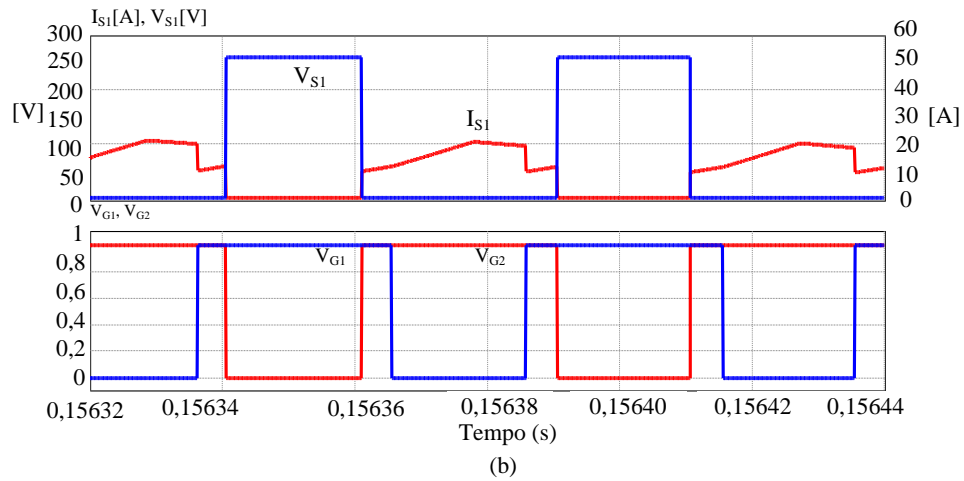
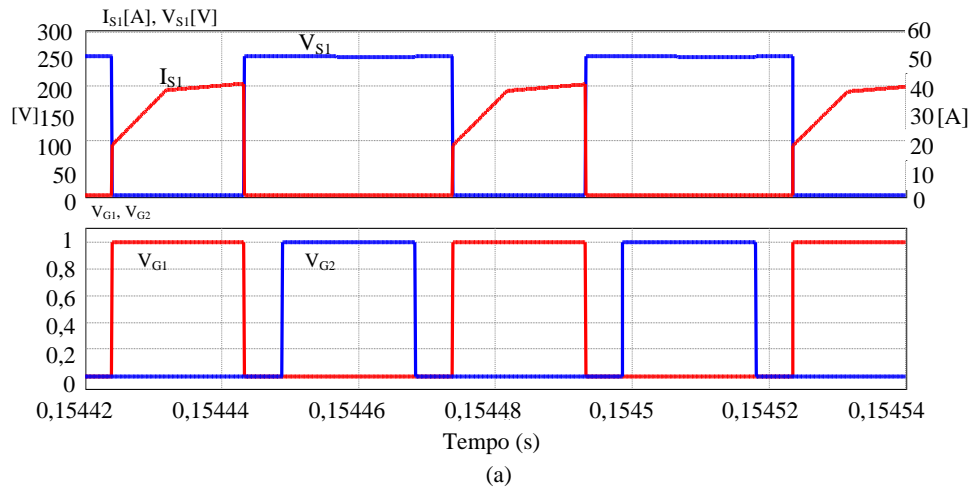
Figura 4.7 - Formas de onda da tensão e da corrente no interruptor S_I para um ciclo da rede.



Fonte: A própria autora.

A Figura 4.8 apresenta as formas de onda da tensão (V_{S1}) e da corrente (I_{S1}) do interruptor S_I na frequência de comutação, com os devidos pulsos de comando. A Figura 4.8 para o (a) modo de não sobreposição dos interruptores e (b) modo de sobreposição.

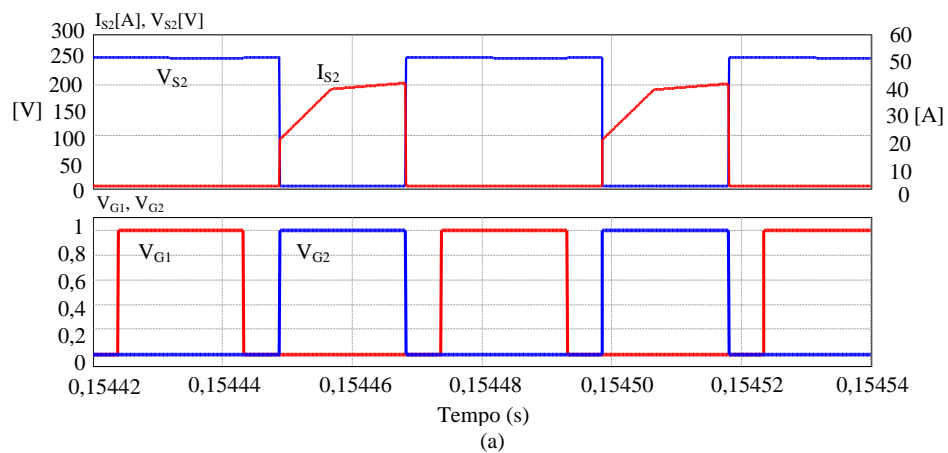
Figura 4.8 - Formas de onda da tensão e da corrente no interruptor S_1 na frequência de comutação: (a) modo de não sobreposição e (b) modo de sobreposição.

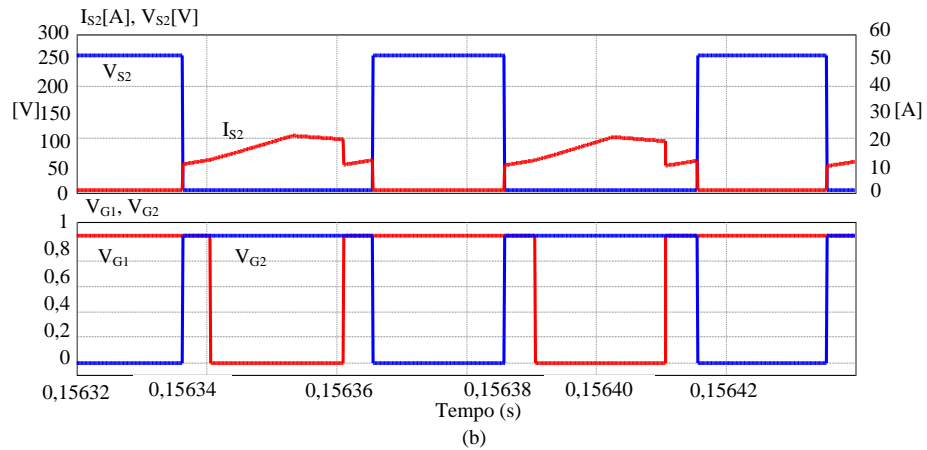


Fonte: A própria autora.

A Figura 4.9 apresenta as formas de onda da tensão (V_{S2}) e corrente (I_{S2}) do interruptor S_2 na frequência de comutação, com os devidos pulsos de comando. A Figura 4.9 (a) para o modo de não sobreposição dos interruptores e (b) modo de sobreposição.

Figura 4.9 - Formas de onda da tensão e da corrente no interruptor S_2 na frequência de comutação: (a) modo de não sobreposição e (b) modo de sobreposição

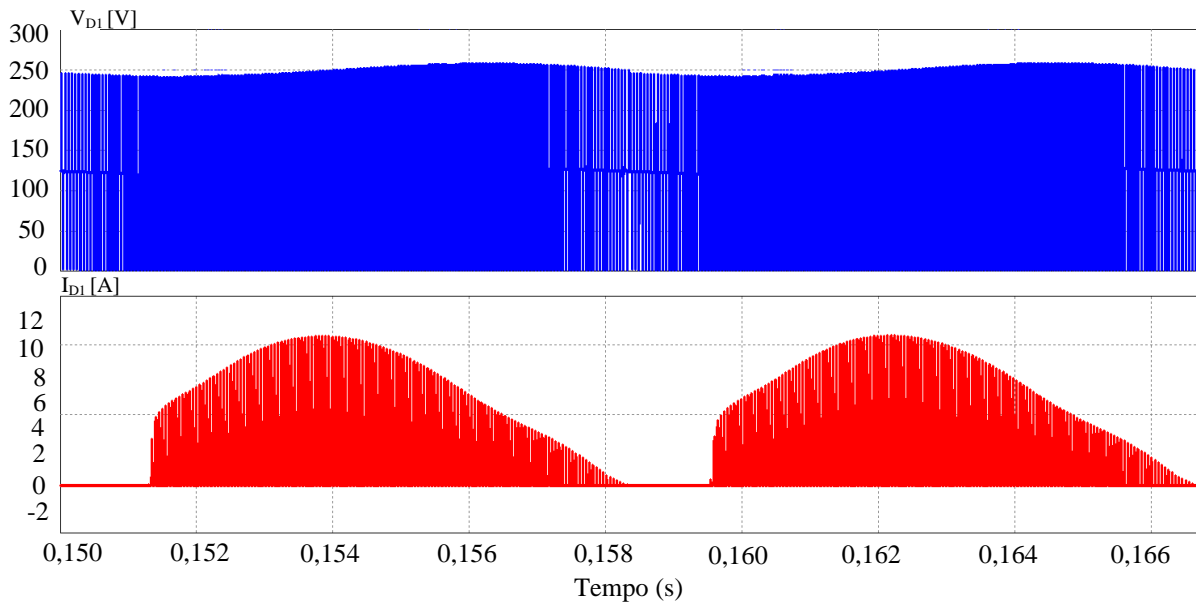




Fonte: A própria autora.

A Figura 4.10 apresenta as formas de onda da tensão e da corrente no diodo D_1 , representando os diodos que compõem as pontes retificadoras, para um ciclo da rede. Os valores eficaz e de pico da corrente são 3,16 A e 10,1 A, respectivamente. O valor máximo da tensão sobre esses diodos é 257 V, ou seja, aproximadamente um quarto da tensão de total do barramento CC.

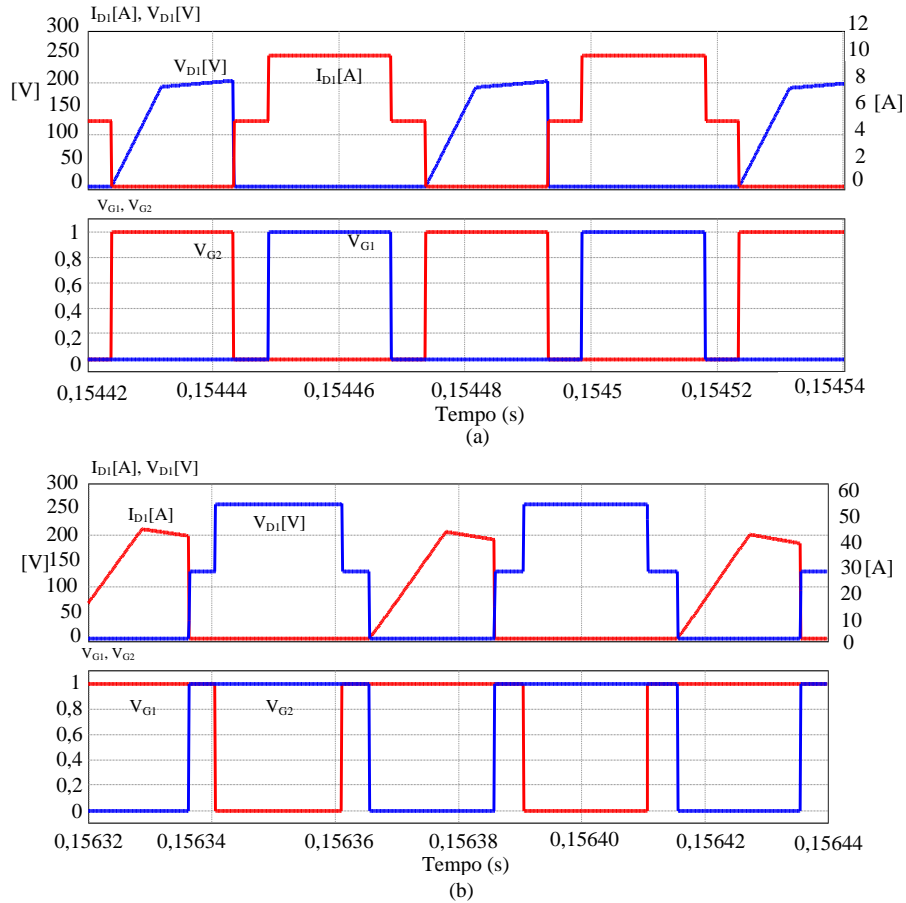
Figura 4.10 - Formas de onda da tensão e da corrente no diodo D_1 para um ciclo da rede.



Fonte: A própria autora.

Na Figura 4.11 podem ser vistas as formas de onda da tensão (V_{D1}) e corrente do diodo (I_{D1}) para um ciclo da rede. A Figura 4.11 (a) para o modo de não sobreposição dos interruptores e (b) para o modo de sobreposição.

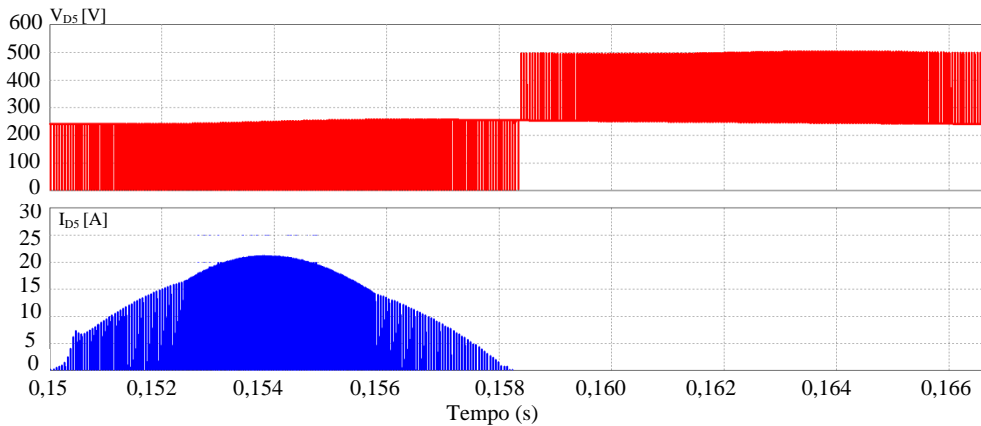
Figura 4.11 - Formas de onda da tensão e da corrente no diodo D_1 na frequência de comutação: (a) modo de não sobreposição e (b) modo de sobreposição.



Fonte: A própria autora.

A Figura 4.12 apresenta as formas de onda da tensão e da corrente do diodo D_5 para um ciclo da rede. É importante destacar que os diodos D_5 - D_8 apresentam formas semelhantes. Os valores eficaz e de pico da corrente do diodo D_5 são, respectivamente, 4,59 A e 20,2 A. O valor máximo tensão sobre o diodo D_5 é 501,8 V.

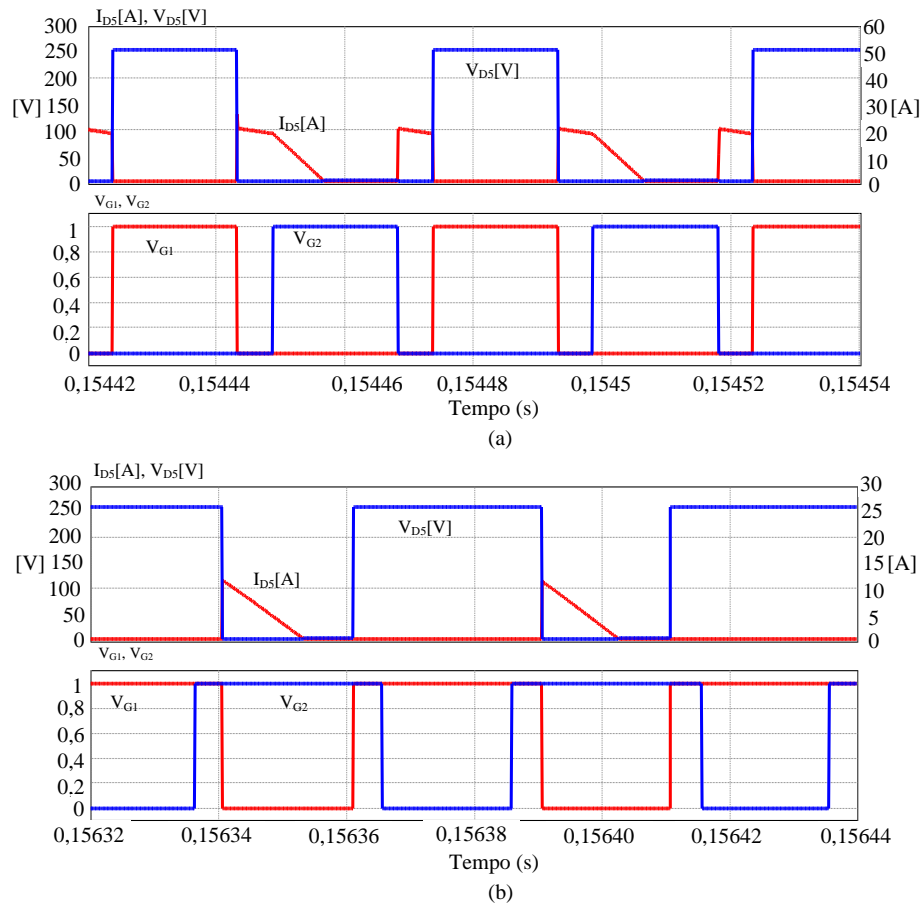
Figura 4.12 - Formas de onda da tensão e da corrente no diodo D_5 para um ciclo da rede.



Fonte: A própria autora.

Na Figura 4.13 podem ser observadas as formas de onda da tensão e corrente do diodo D_5 na frequência de comutação. A Figura 4.13 (a) para o modo de não sobreposição (*non-overlapping mode*) dos interruptores e (b) para o modo de sobreposição (*orvelapping mode*).

Figura 4.13 - Formas de onda da tensão e da corrente no diodo D_5 na frequência de comutação: (a) modo de não sobreposição e (b) modo de sobreposição.

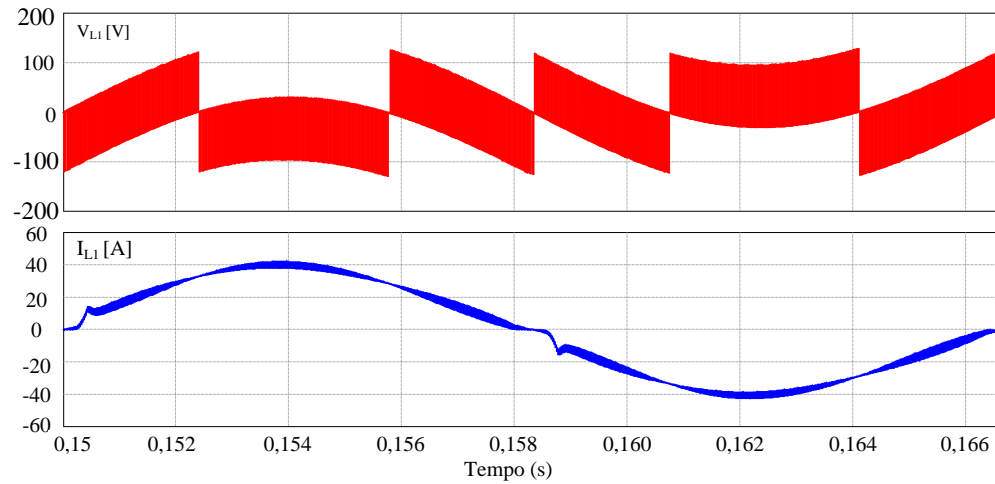


Fonte: A própria autora.

A Figura 4.14 apresenta as formas de onda da tensão e corrente do indutor L_1 para um ciclo da rede. Os valores eficaz e de pico da corrente do indutor L_1 são os mesmos valores da corrente de entrada. Na figura pode-se observar que a tensão sobre o indutor é influenciada pela comutação em alta frequência, e a corrente que circula sobre ele é praticamente senoidal em baixa frequência.

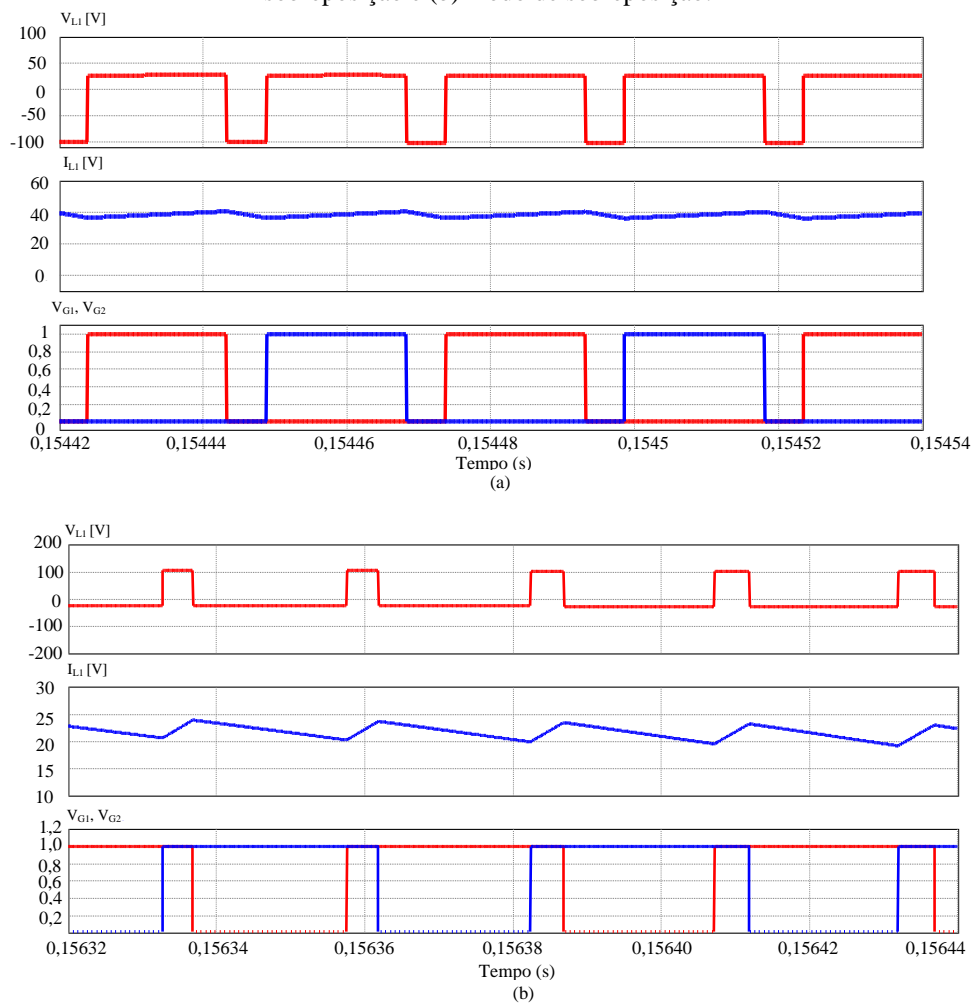
A Figura 4.15 apresenta as formas de onda da tensão e corrente do indutor L_1 na frequência de comutação. A Figura 4.15 (a) para o modo de não sobreposição dos interruptores e (b) para o modo de sobreposição.

Figura 4.14 - Formas de onda da tensão e da corrente no indutor *boost* L_l para um ciclo da rede.



Fonte: A própria autora.

Figura 4.15 - Formas de onda da tensão e da corrente no indutor L_l na frequência de comutação: (a) modo de não sobreposição e (b) modo de sobreposição.

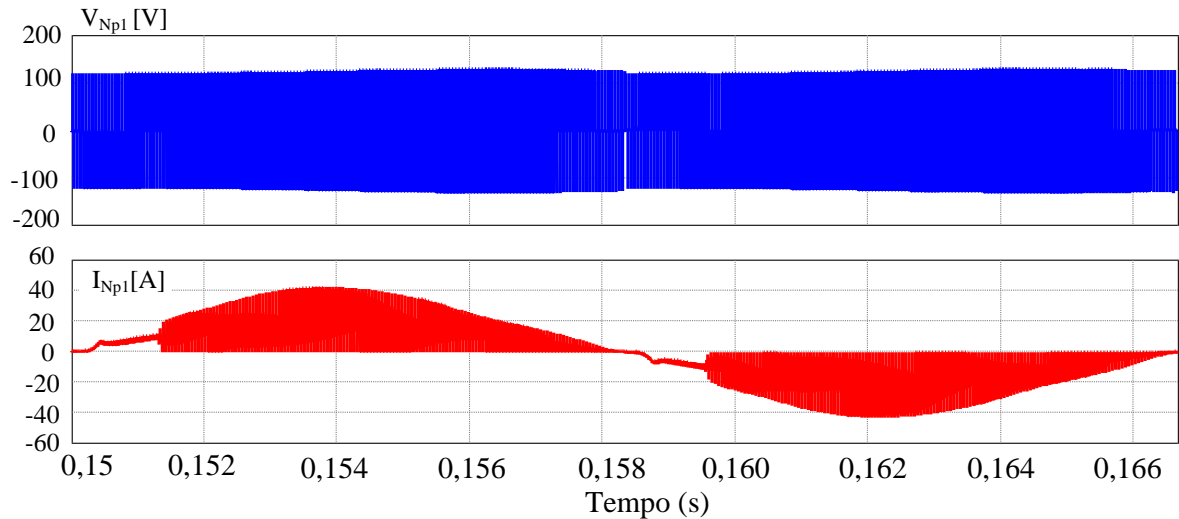


Fonte: A própria autora.

A Figura 4.16 mostra as formas de onda da tensão e corrente no enrolamento N_{p1} , representando os enrolamentos primários do transformador T_r (valor de dispersão igual $1 \mu\text{H}$),

para um ciclo da rede. Os valores eficaz e máximo da corrente no enrolamento N_{p1} são, respectivamente 16,52 A e 40,22 A.

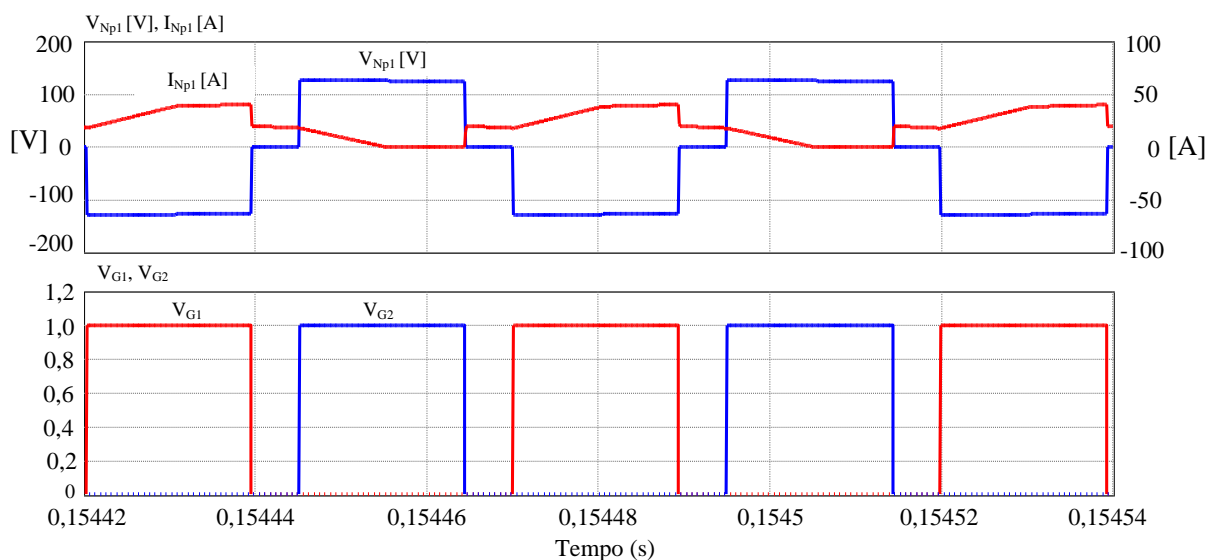
Figura 4.16 - Formas de onda da tensão e da corrente no enrolamento primário N_{p1} para um ciclo da rede.



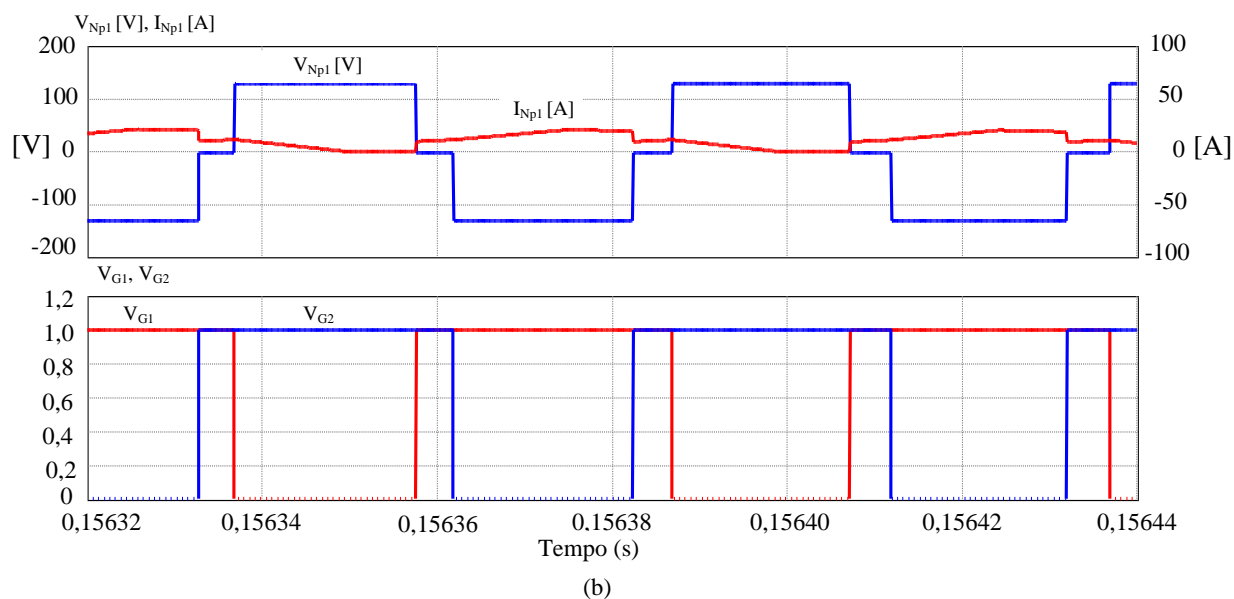
Fonte: A própria autora.

A Figura 4.17 apresenta as formas de onda da tensão e corrente nos enrolamentos primários do transformador T_r na frequência de comutação. A Figura 4.17 (a) para o modo de não sobreposição dos interruptores e (b) para o modo de sobreposição.

Figura 4.17 - Formas de onda da tensão e da corrente nos enrolamentos primários de T_r na frequência de comutação: (a) modo de não sobreposição e (b) modo de sobreposição.



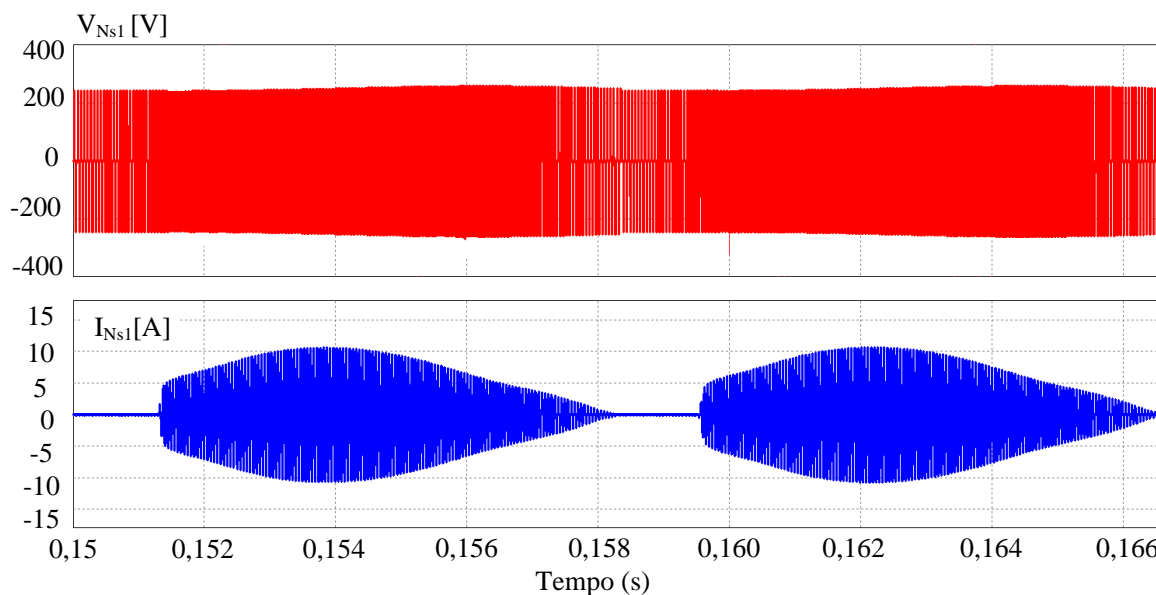
(a)



Fonte: A própria autora.

A Figura 4.18 apresenta as formas de onda da tensão e corrente nos enrolamentos secundários do transformador T_r (valor de dispersão igual a $0,4 \mu\text{H}$) para um ciclo da rede. Os valores eficaz e de pico da corrente do enrolamento N_{s1} são, respectivamente 4,5 A e 10,6 A.

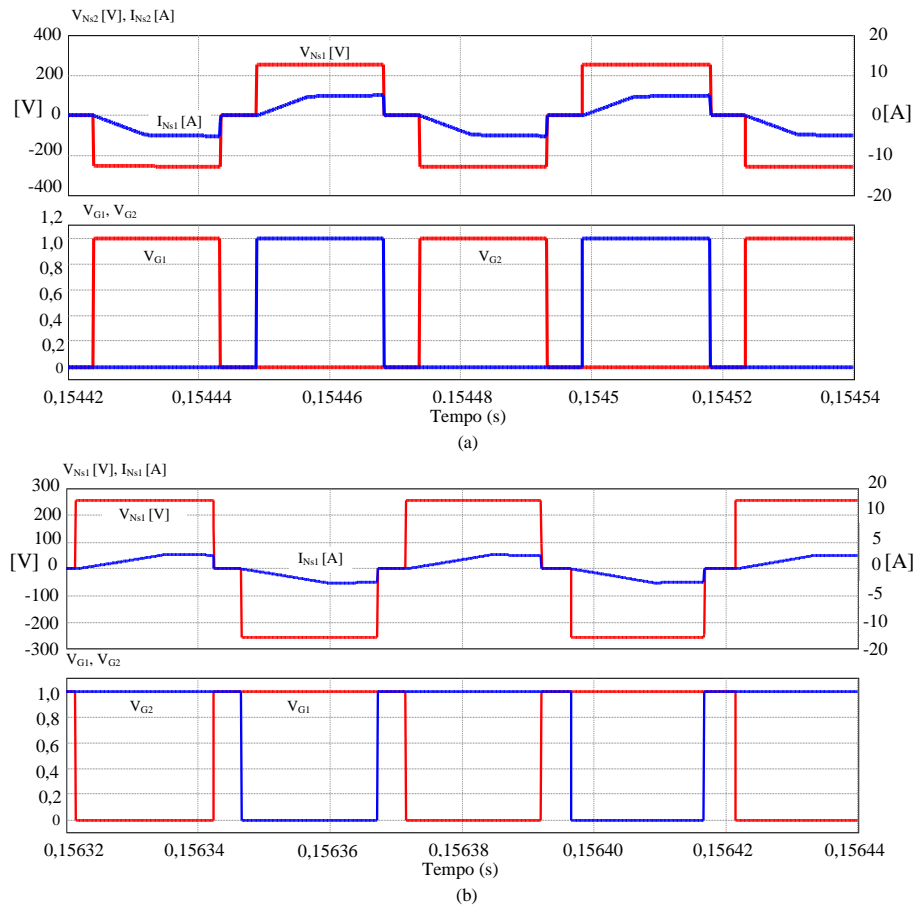
Figura 4.18 - Formas de onda da tensão e da corrente no enrolamento secundário N_{s1} para um ciclo da rede.



Fonte: A própria autora.

A Figura 4.19 apresenta as formas de onda da tensão e corrente nos enrolamentos secundários do transformador T_r na frequência de comutação. A Figura 4.19 (a) para o modo de não sobreposição dos interruptores e (b) para o modo de sobreposição.

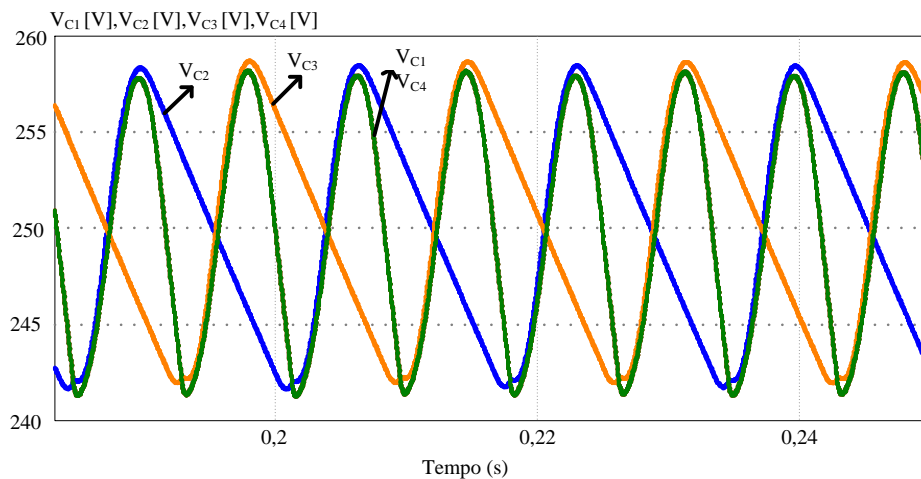
Figura 4.19 - Formas de onda da tensão e da corrente no enrolamento secundário do T_1 na frequência de comutação: (a) modo de não sobreposição e (b) modo de sobreposição.



Fonte: A própria autora.

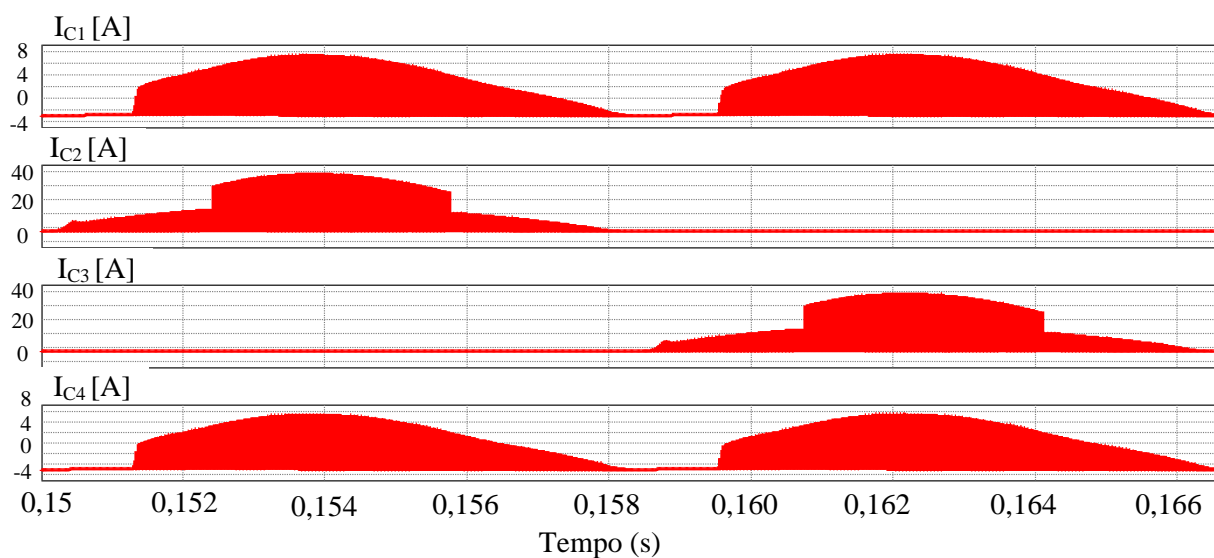
A Figura 4.20 mostra as formas de onda da tensão nos capacitores de saída superior (V_{C1}), inferior (V_{C1}) e intermediários (V_{C2} e V_{C3}). Pode-se observar que a ondulação de tensão é praticamente a mesma. Já na Figura 4.21 é possível observar as formas de onda da corrente nos capacitores do barramento.

Figura 4.20 - Formas de onda tensão nos capacitores do filtro de saída.



Fonte: A própria autora.

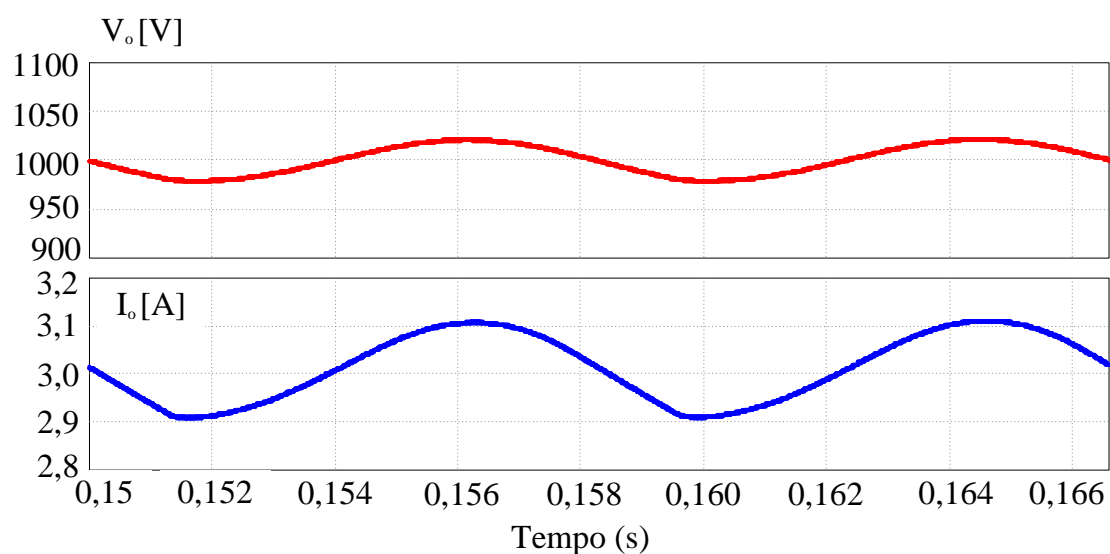
Figura 4.21 - Formas de onda das correntes nos capacitores do barramento.



Fonte: A própria autora.

Na Figura 4.22 são mostradas as formas de onda da tensão e da corrente na saída, a plena carga. Pode ser observado, nesta figura, que a tensão possui ondulação dentro do limite estabelecido e está regulada em torno do valor médio igual a 1000 V. O valor médio da corrente é igual a de 2,98 A e a potência de saída é igual a 2,966 kW. O rendimento do conversor simulado é de 97%.

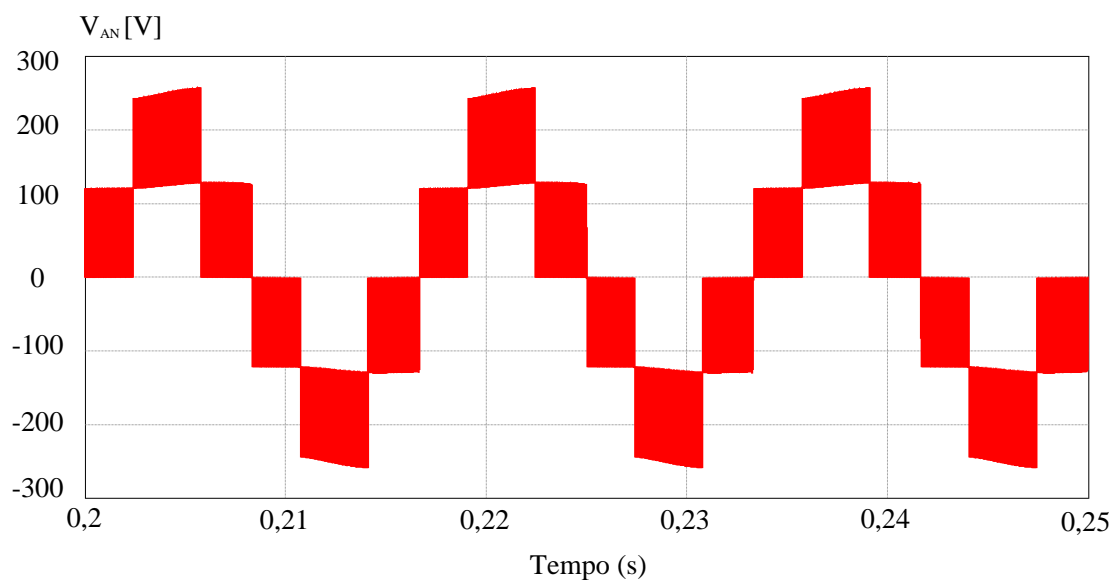
Figura 4.22 - Formas de onda: (a) da tensão e (b) da corrente de saída, no barramento CC, para um ciclo da rede.



Fonte: A própria autora.

A tensão após o indutor *boost*, entre o ponto *A* e o ponto *N*, está representada na Figura 4.23. Pode-se observar que a célula de comutação proporciona os cinco níveis de tensão.

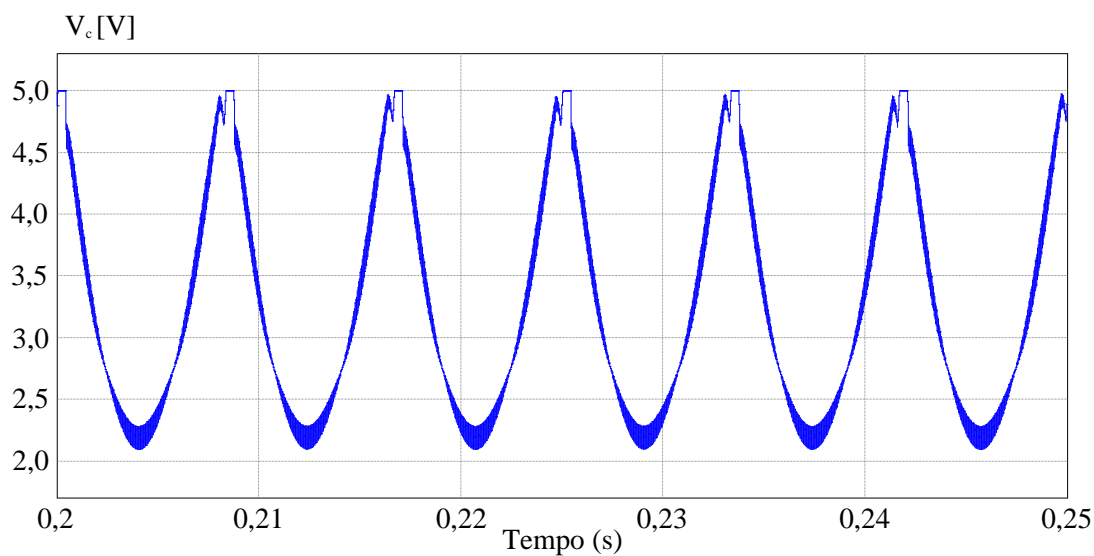
Figura 4.23 - Forma de onda da tensão V_{AN} .



Fonte: A própria autora.

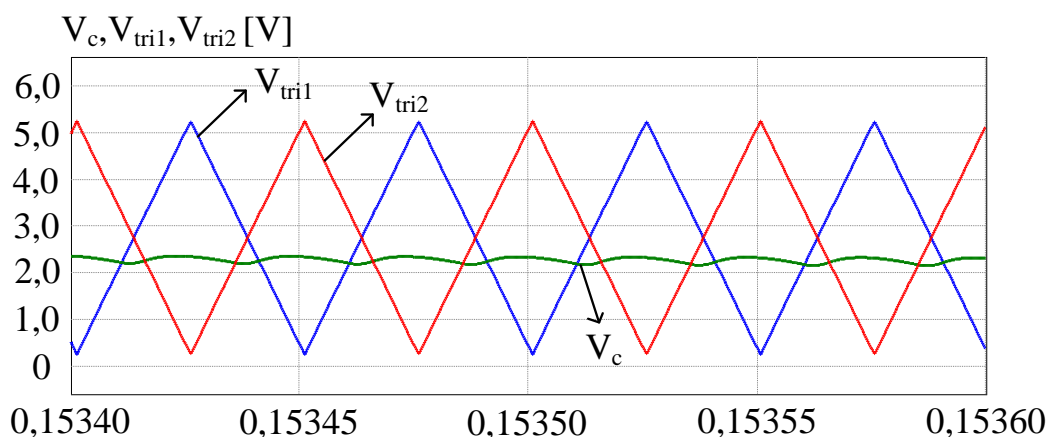
Na Figura 4.24 está a forma de onda da tensão de controle V_c do conversor para um ciclo da rede, e através da Figura 4.25 pode ser observada a tensão de controle e as formas de onda das ondas triangulares defasadas 180° entre si.

Figura 4.24 - Formas de onda da tensão de controle.



Fonte: A própria autora.

Figura 4.25 - Formas de onda das portadoras e da moduladora.



Fonte: A própria autora.

A Tabela 4.1 apresenta uma comparação entre os valores teóricos, obtidos analiticamente apresentados no Capítulo 3, e os valores obtidos por simulação, apresentados neste capítulo, para fins de validação das equações de esforços.

Ao analisar os resultados dos cálculos dos erros percentuais, percebe-se que esses valores são menores que 5%, validando as equações dos esforços de corrente.

Tabela 4.1 - Comparação dos valores teóricos com os respectivos valores simulados para o conversor proposto.

Componentes	Medição	Valor teórico	Valor simulado	Erro (%)
Interruptores S_1, S_2, S_3, S_4	RMS [A]	15,34	15,19	-1,01
	AVG [A]	9,36	9,60	2,48
	Pico [A]	40,18	40,57	0,97
Diodos pontes retificadoras	RMS [A]	3,21	3,20	-0,25
	AVG [A]	1,56	1,51	-3,58
	Pico [A]	10,04	10,10	0,55
Diodos D_5, D_6, D_7, D_8	RMS [A]	4,48	4,60	2,61
	AVG [A]	1,56	1,51	-3,51
	Pico [A]	20,09	20,20	0,55

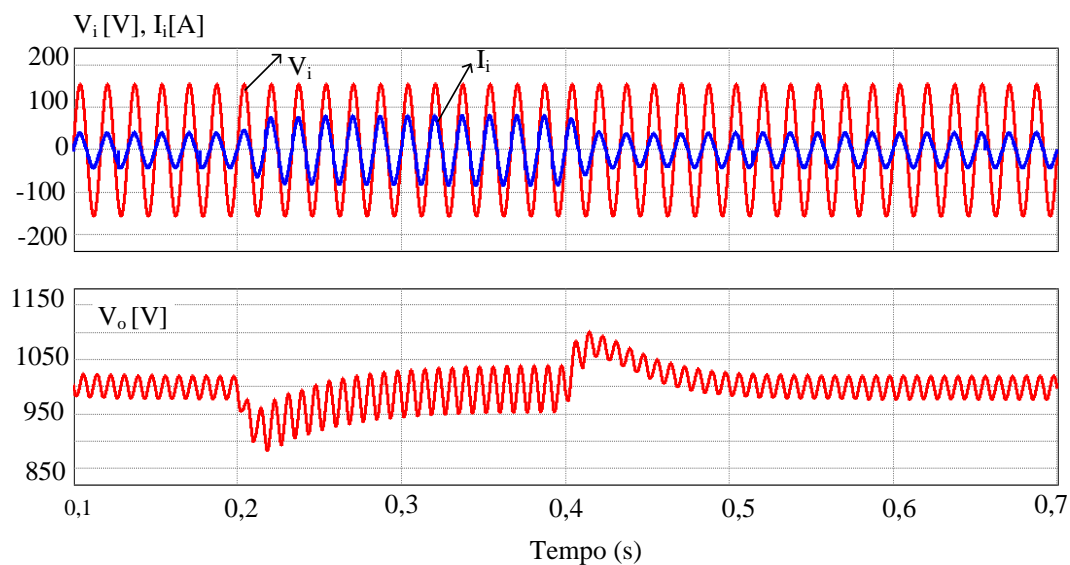
Fonte: A própria autora.

4.4 FORMAS DE ONDA EM REGIME DINÂMICO

As formas de onda apresentadas, neste item, foram resultantes da simulação para o conversor proposto funcionando em tensão nominal de entrada. Foi aplicado degrau de carga de 100% para 50% da carga resistiva na saída do conversor CA-CC CCME-TTM, e vice-versa.

A Figura 4.26 mostra as formas de onda da tensão (V_i) e da corrente (I_i) na entrada do conversor, e a tensão de saída (V_o) durante o degrau de carga de 50% a 100% e vice-versa.

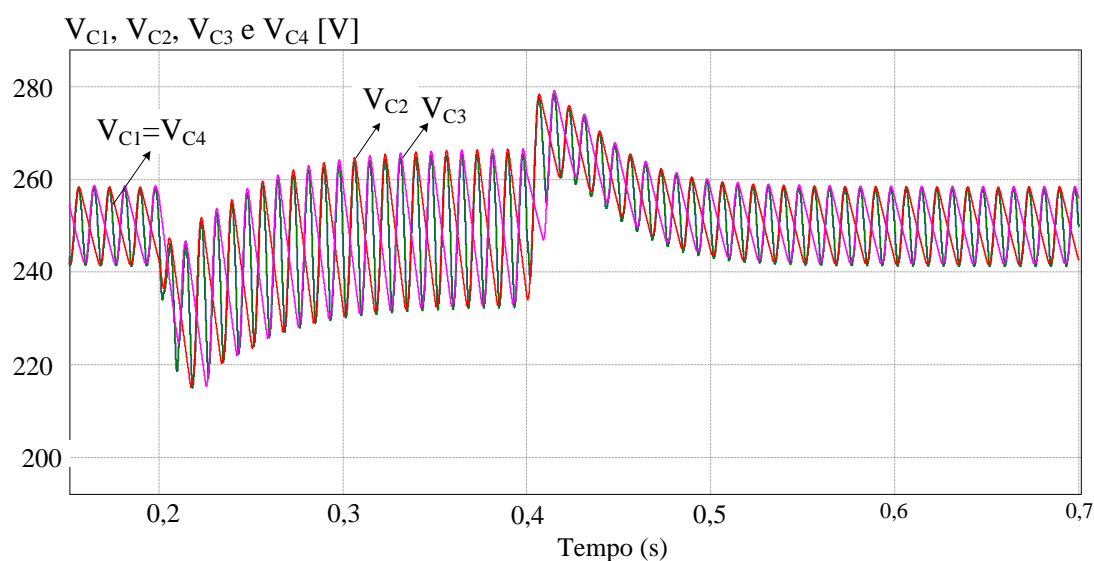
Figura 4.26 - Tensão e corrente de entrada e tensão de saída - degrau de carga de 100% para 50% e vice-versa.



Fonte: A própria autora.

Pode ser observado na Figura 4.26 que há um aumento no valor da corrente de entrada, durante alguns instantes, buscando manter a potência do sistema, visto que houve uma redução temporária de carga. Após a normalização da carga, houve a diminuição desta corrente, permanecendo durante todo o intervalo de simulação, a potência constante.

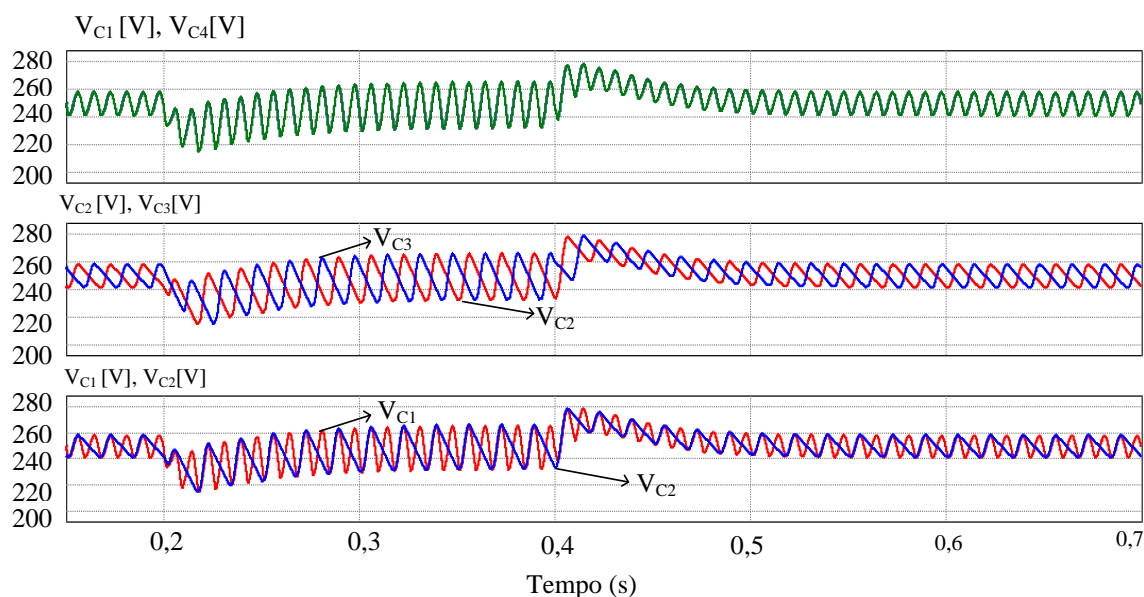
Figura 4.27 - Tensão sobre os capacitores de saída – degrau de carga de 100% para 50% e vice-versa.



Fonte: A própria autora.

A Figura 4.28 mostra as formas de onda nos capacitores do barramento CC durante o degrau de carga. É possível ver o comportamento dos capacitores das extremidades (C_1 e C_4) separadamente dos capacitores centrais (C_2 e C_3), e o funcionamento do controle buscando estabilizar o sistema. Também é possível perceber a diferença no tempo de carregamento e descarregamento dos capacitores centrais e extremos.

Figura 4.28 - Formas de onda das tensões nos capacitores do barramento CC - durante degrau de carga.



Fonte: A própria autora.

4.5 TABELAS E GRÁFICOS

Para verificar o comportamento do conversor com relação ao balanceamento das tensões nos capacitores do filtro de saída com desequilíbrios de cargas, foram realizadas simulações para levantar curvas de tensão sobre os capacitores em função de percentuais de desequilíbrios de potência, 0% (cargas completamente balanceadas) a 100% (desequilíbrio crítico) em etapas de 10%.

Para realizar a análise foi determinada a faixa de variação da tensão de entrada igual a 30%, sendo considerado 10% acima de 110V (121V) e 20% abaixo de 110V (88V). Em toda a faixa de tensão de entrada, na situação de carga equilibrada, cada carga resistiva consome um quarto da potência total de saída, ou seja 750 W, resultando em um total de 3 kW para as condições equilibradas.

Testes de simulações foram realizados considerando tensões de entrada eficazes iguais a 88V, 110V e 121V e os desbalanceamentos nos resistores R_2 e R_3 em seis condições distintas (100%; 80%; 60%; 40%; 20%; e 0%) variando a potência consumida pelos resistores R_1 e R_4

nos percentuais de desequilíbrios de potência. Os cenários utilizados para as simulações podem ser observados na Tabela 4.2, de acordo com o perfil de carga mencionado.

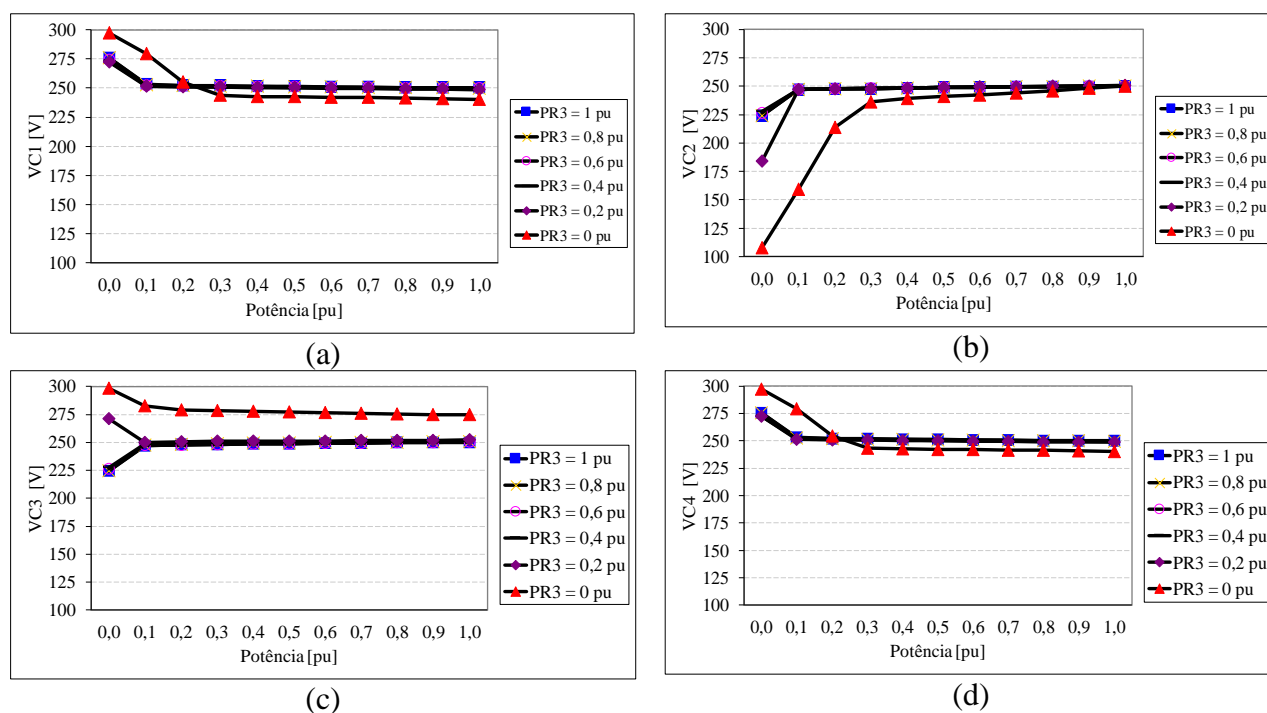
Tabela 4.2 - Cenários utilizados para simulação.

<i>Cenário 1</i>		<i>Cenário 2</i>		<i>Cenário 3</i>		<i>Porcentagem da carga [%]</i>
$V_i = 88 \text{ V}$		$V_i = 110 \text{ V}$		$V_i = 121 \text{ V}$		
$P_{R2} \text{ [W]}$	$P_{R3} \text{ [W]}$	$P_{R2} \text{ [W]}$	$P_{R3} \text{ [W]}$	$P_{R2} \text{ [W]}$	$P_{R3} \text{ [W]}$	
750	750	750	750	750	750	100%
750	600	750	600	750	600	90%
750	450	750	450	750	450	80%
750	300	750	300	750	300	70%
750	150	750	150	750	150	60%
750	0	750	0	750	0	50%
600	750	600	750	600	750	40%
450	750	450	750	450	750	30%
300	750	300	750	300	750	20%
150	750	150	750	150	750	10%
0	750	0	750	0	750	0%

Fonte: A própria autora.

A Figura 4.29 mostra o comportamento das tensões nos quatro capacitores de saída para o primeiro cenário utilizado para a simulação: $V_i = 88\text{V}$, $P_{R2} = 750 \text{ W}$ e o desbalanço é feito em P_{R3} para os seis pontos estabelecidos.

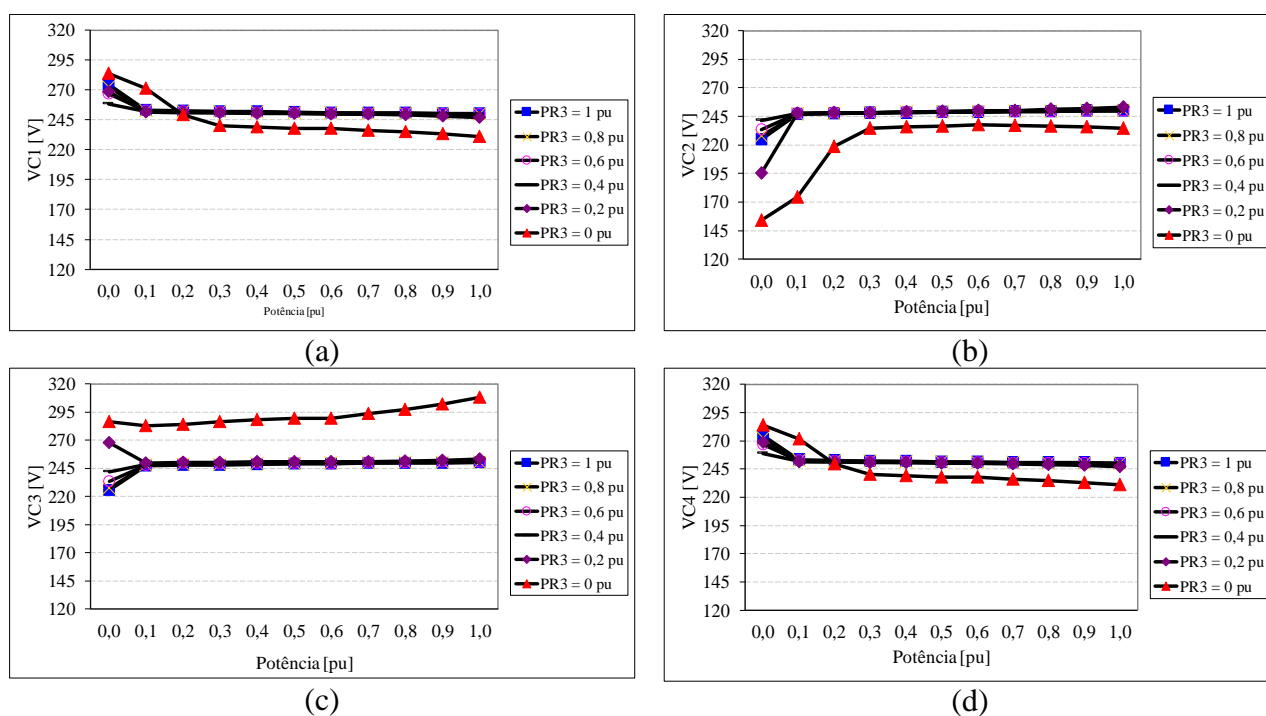
Figura 4.29 - Comportamento das tensões nos capacitores de saída para o cenário 1 e $P_{R2} = 750 \text{ W}$. (a) V_{C1} , (b) V_{C2} , (c) V_{C3} e (d) V_{C4} .



Fonte: A própria autora.

A Figura 4.30 mostra o comportamento das tensões nos quatro capacitores de saída para o segundo cenário utilizado na simulação: $V_i = 110 \text{ V}$, $P_{R2} = 750 \text{ W}$ e o desbalanço é feito em P_{R3} para os seis pontos estabelecidos.

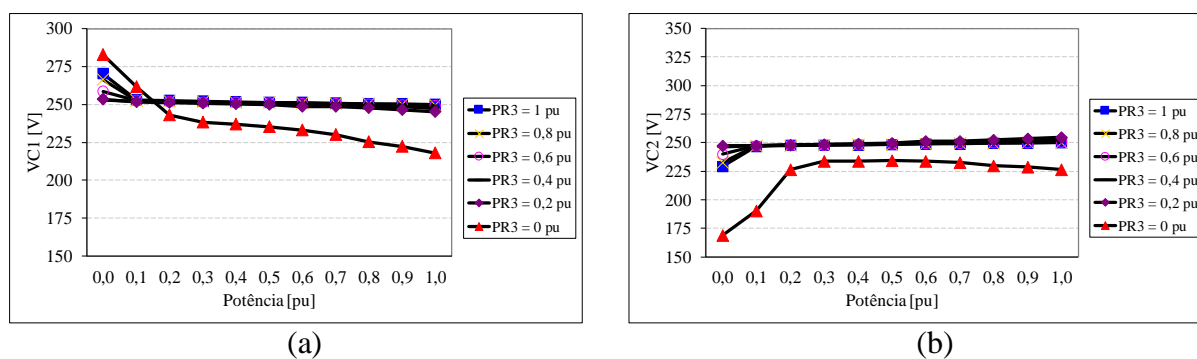
Figura 4.30 - Comportamento das tensões nos capacitores de saída para o cenário 2 e $P_{R2} = 750 \text{ W}$. (a) V_{C1} , (b) V_{C2} , (c) V_{C3} e (d) V_{C4} .

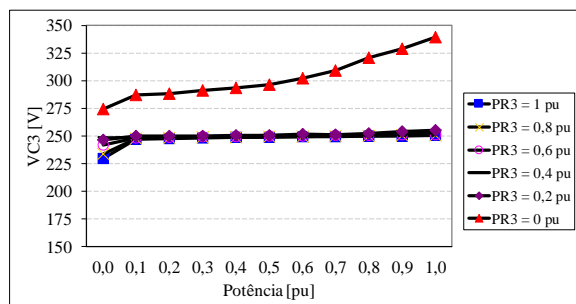


Fonte: A própria autora.

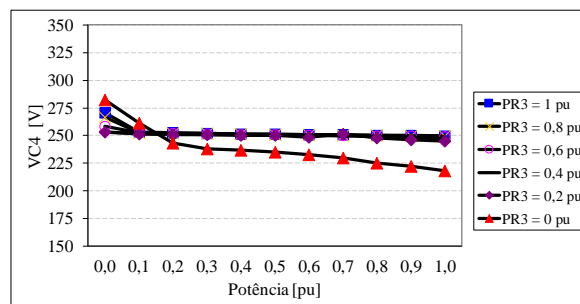
A Figura 4.31 mostra o comportamento das tensões nos quatro capacitores de saída para o terceiro cenário utilizado para a simulação: $V_i = 121 \text{ V}$, $P_{R2} = 750 \text{ W}$ e o desbalanço é feito em P_{R3} para os seis pontos estabelecidos.

Figura 4.31 - Comportamento das tensões nos capacitores de saída para o cenário 3 e $P_{R2} = 750 \text{ W}$. (a) V_{Co1} , (b) V_{Co2} , (c) V_{Co3} e (d) V_{Co4} .





(c)

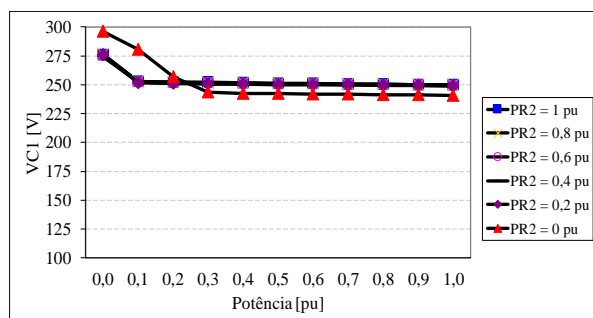


(d)

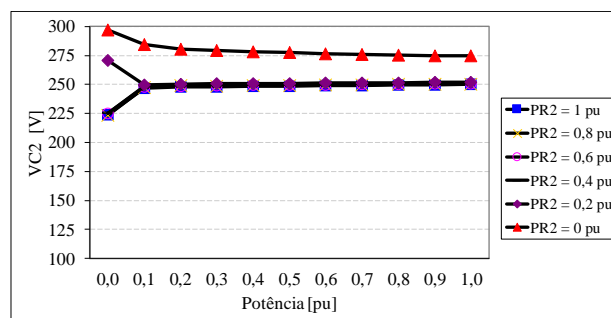
Fonte: A própria autora.

A Figura 4.32 mostra o comportamento das tensões nos quatro capacitores de saída para o primeiro cenário utilizado para a simulação: $V_i = 88$ V, $P_{R3} = 750$ W e o desbalanço é feito em P_{R2} para os seis pontos escolhidos.

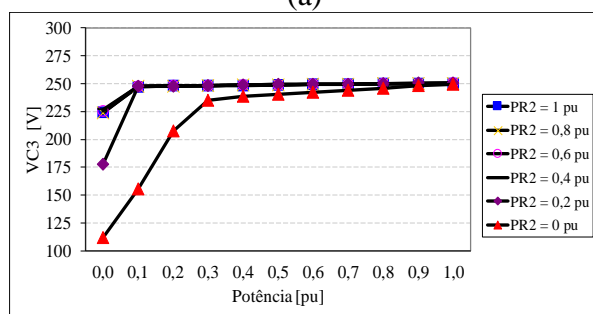
Figura 4.32 - Comportamento das tensões nos capacitores de saída para o cenário 1 e $P_{R3} = 750$ W. (a) V_{C1} , (b) V_{C2} , (c) V_{C3} e (d) V_{C4} .



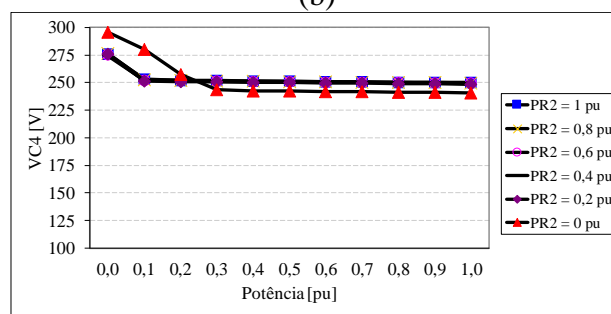
(a)



(b)



(c)

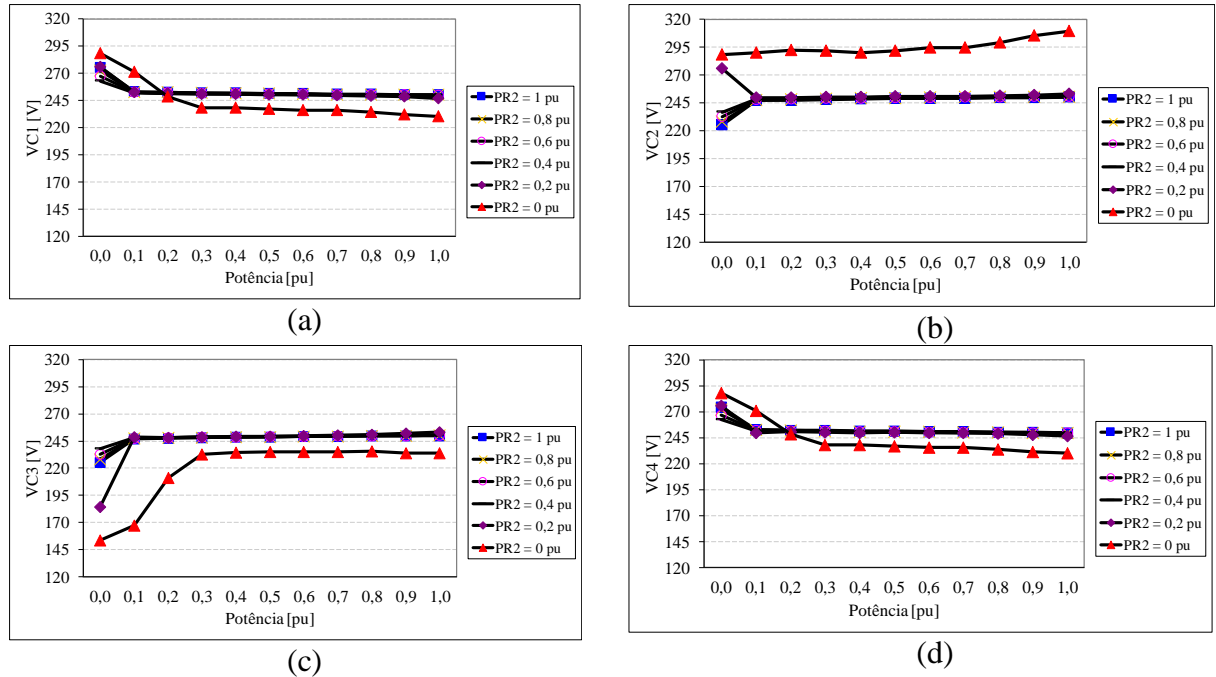


(d)

Fonte: A própria autora.

A Figura 4.33 mostra o comportamento das tensões nos quatro capacitores de saída para o primeiro cenário utilizado para a simulação: $V_i = 110$ V, $P_{R3} = 750$ W e o desbalanço é feito em P_{R2} para os seis pontos escolhidos.

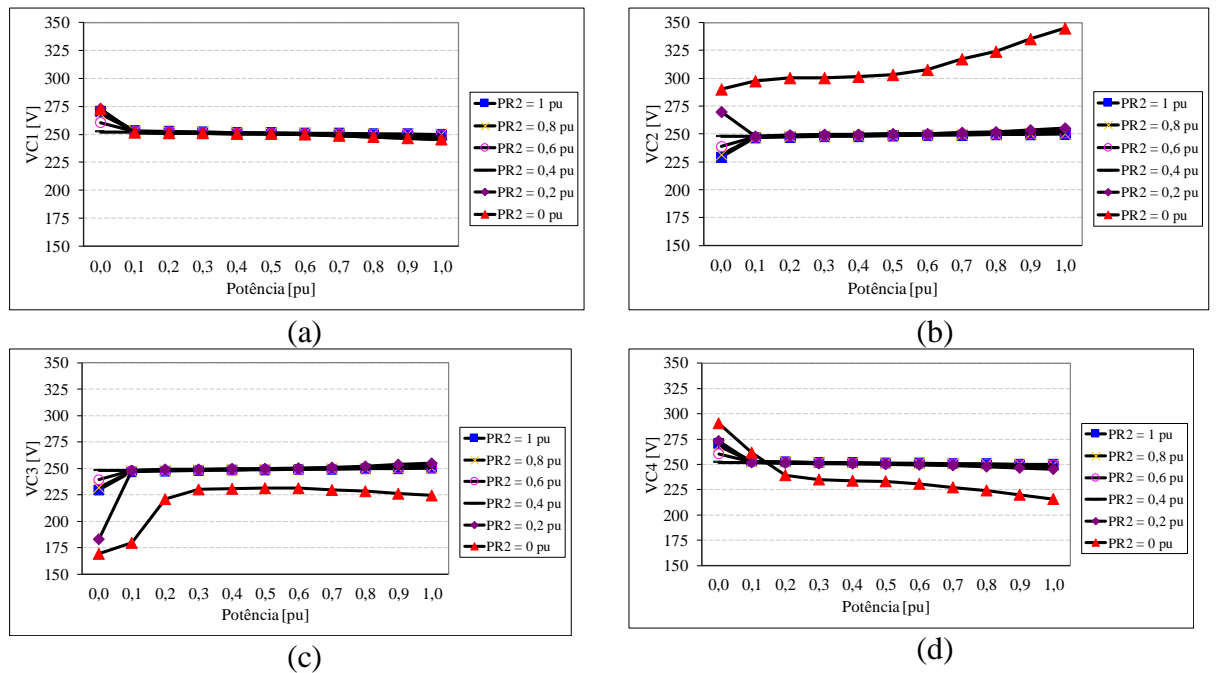
Figura 4.33 - Comportamento das tensões nos capacitores de saída para o cenário 2 e $P_{R3} = 750$ W. (a) V_{C1} , (b) V_{C2} , (c) V_{C3} e (d) V_{C4} .



Fonte: A própria autora.

Na Figura 4.34 é possível visualizar o comportamento das tensões nos quatro capacitores de saída para o primeiro cenário utilizado para a simulação: $V_i = 121$ V, $P_{R3} = 750$ W e o desbalanço é feito em P_{R2} para os seis pontos escolhidos.

Figura 4.34 - Comportamento das tensões nos capacitores de saída para o cenário 3 e $P_{R3} = 750$ W. (a) V_{C1} , (b) V_{C2} , (c) V_{C3} e (d) V_{C4} .



Fonte: A própria autora.

Analisando as Figura 4.29 a Figura 4.34 pode ser observado o bom funcionamento do conversor com relação as desbalanceamento de tensão nos capacitores para diversas variações de carga. Pode ser notado também que para desbalanços de potência abaixo de 0,1 pu, as tensões ficam desbalanceadas e que é um comportamento do conversor para o controle adotado. Mas é válido ressaltar que já é bastante severo desbalancear até 0,1 pu.

4.6 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Durante o capítulo 4, foram apresentados os resultados obtidos durante a simulação do conversor projetado. Algumas conclusões podem ser obtidas desses resultados. Dentre essas conclusões pode-se afirmar que a simulação validou a análise realizada no capítulo 2 e o projeto feito no capítulo 3.

Pôde-se também verificar o princípio de funcionamento do conversor, no qual é possível verificar um alto fator de potência, e que a tensão de saída se manteve regulada com balanceamento adequado nos capacitores de filtro de saída.

Com os resultados obtidos em regime permanente e regime dinâmico, observou-se que a tensão de saída do barramento CC apresentou valor médio constante, demonstrando o correto funcionamento do controle projetado, incluindo a malha de tensão diferencial.

Análises dos gráficos levantados mostram que para um bom funcionamento do conversor, quando se leva em consideração o desbalanceamento de tensão nos capacitores para variações de carga, as tensões nos capacitores devem ser maiores ou iguais ao dobro da amplitude da tensão senoidal de entrada.

Outro ponto que pode ser observado, analisando os gráficos, é que os resultados para os cenários foram positivos, sendo que o único ponto que diverge é a vazão. Logo é necessária tensão de entrada adequada.

O conversor apresentou um alto rendimento para potência nominal, mesmo nos casos em que a tensão de entrada foi alterada, e condições de carga variadas.

5 ANÁLISE QUANTITATIVA DO CONVERSOR CA-CC MONOFÁSICO, ISOLADO E UNIDIRECIONAL, BASEADO NA CCME-TTM

5.1 INTRODUÇÃO

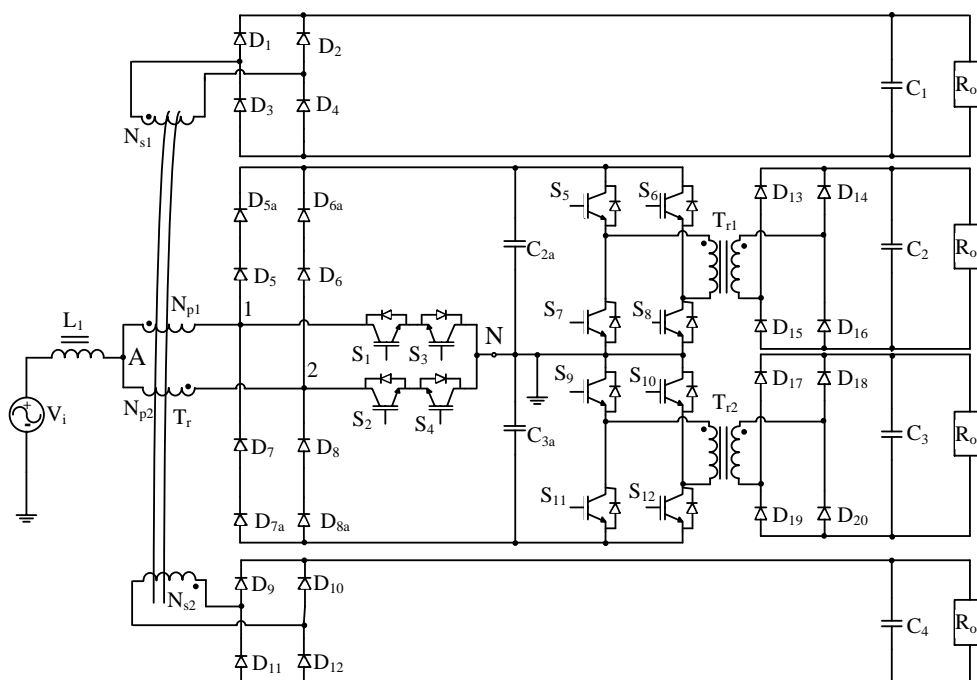
Com objetivo de dar continuidade a validação da análise teórica apresentada, e do funcionamento correto do conversor, uma outra simulação foi realizada, utilizando o *software* PSIM[®]. O circuito simulado possui saídas isoladas, podendo ser utilizado em sistemas com inversores do tipo ponte H, e é baseado no esquemático completo do conversor apresentado no Apêndice D. Para isso foram utilizados os parâmetros adotados e os valores obtidos no projeto do conversor, realizado durante o capítulo 3.

Este capítulo apresenta os resultados da simulação através das formas de onda da tensão e corrente de entrada, nos semicondutores de potência, nos componentes magnéticos, na saída e os principais sinais de controle, em regime permanente e em regime transitório. Uma análise dos resultados obtidos também faz parte deste capítulo.

5.2 CIRCUITO DE SIMULAÇÃO

Na Figura 5.1 pode ser visto o conversor CA-CC monofásico, isolado, unidirecional baseado na CCME-TTM, composto pela fonte de entrada, componentes magnéticos, capacitores, interruptores e carga.

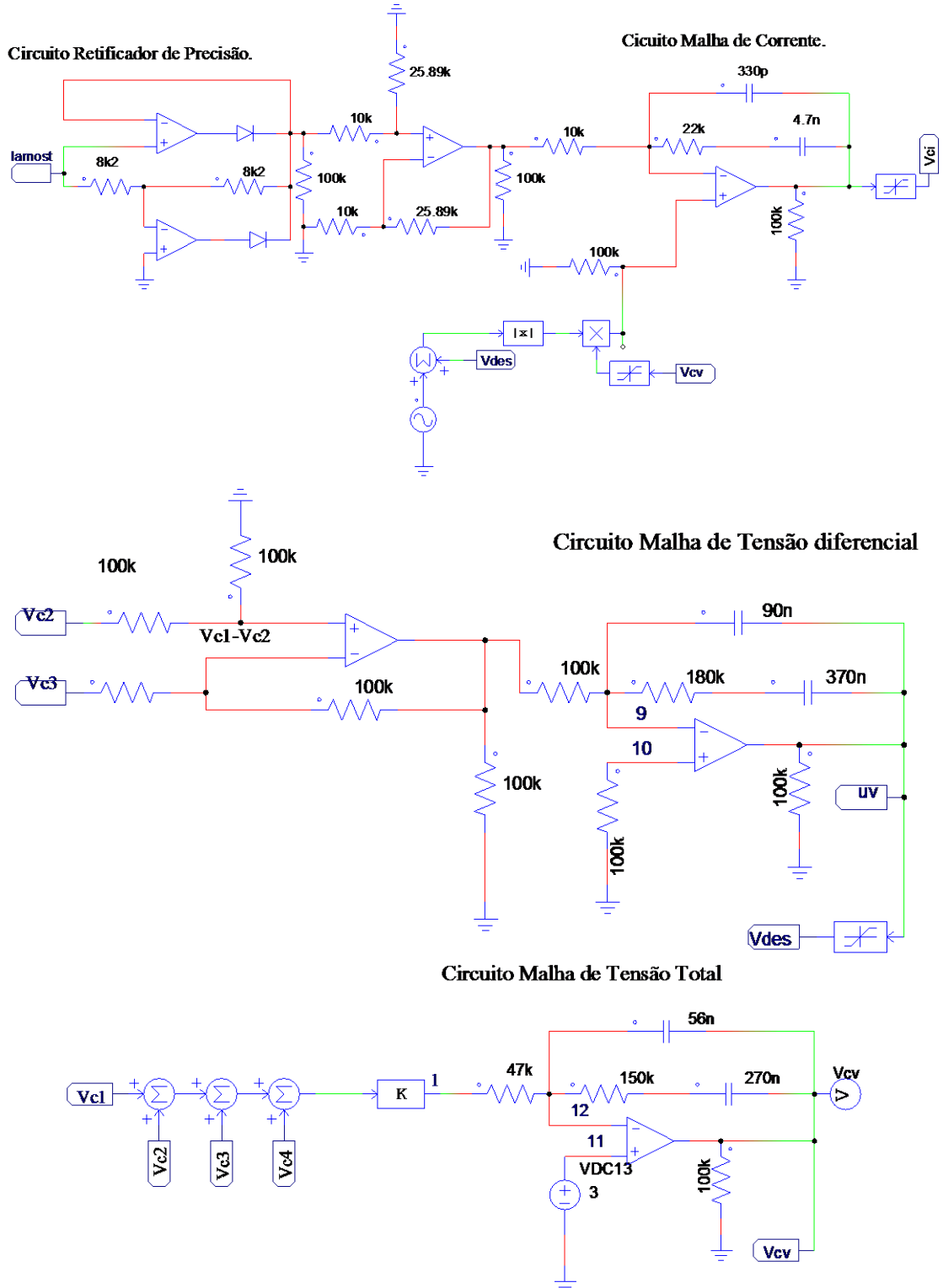
Figura 5.1 - Conversor CA-CC monofásico, isolado e unidirecional baseado na CCME-TTM.



Fonte: A própria autora.

A Figura 5.2 mostra os circuitos que compõem as três malhas de controle. Todo o controle utilizado foi semelhante ao utilizado no capítulo 4.

Figura 5.2 - Circuito de controle simulado.



Fonte: A própria autora.

5.3 ANÁLISE QUANTITATIVA

Durante a análise quantitativa será realizado o equacionamento para determinar os esforços de tensão e corrente nos componentes dos conversores isolados em ponte. Todo o equacionamento é baseado nas formas de onda teóricas e será útil para dimensionar cada componente do projeto.

Os conversores isolados em ponte estão operando em malha aberta, projetados para que os interruptores comutem em 20 kHz utilizando modulação PWM com a razão cíclica igual a 0,49.

5.3.1 Esforços de tensão e corrente nos interruptores S_5 - S_{12}

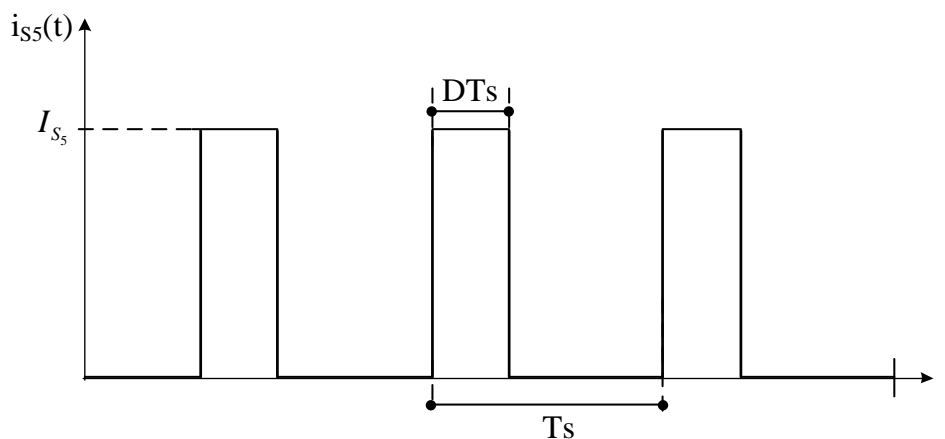
Durante esta seção serão definidos os esforços de tensão e corrente nos interruptores S_5 - S_{12} dos conversores isolados em ponte. A análise dos esforços para esses interruptores será baseada no interruptor S_5 , sendo para os demais interruptores são idênticos que apresentam os mesmos esforços de tensão e corrente que o interruptor citado.

A máxima tensão a ser aplicada sobre o interruptor S_5 é determinada pela equação (5.1) e é igual a um quarto da tensão de saída.

$$V_{S7_pico} = \frac{V_o}{4} = \frac{1000}{4} = 250 \text{ V} \quad (5.1)$$

Para realizar a análise da corrente nos interruptores, durante um ciclo de comutação, a amplitude dessa corrente pode ser considerada constante, como mostra a Figura 5.3.

Figura 5.3 - Detalhe da corrente da forma de onda da corrente no interruptor S_5 .



Fonte: A própria autora.

Utilizando a equação (5.2) e observando a figura anterior, é possível obter o valor da corrente média instantânea no interruptor S_5 .

$$i_{S5} = \frac{1}{T_s} \int_0^T i_{S5}(\theta) \cdot d\theta = \frac{1}{T_s} \int_0^T i_{S5_pico}(\theta) \cdot d\theta = D \cdot i_{S5_pico} \quad (5.2)$$

Sabendo que:

$$d(\theta) = 1 - \frac{V_o}{V_i} \cdot \text{sen}(\theta) = 1 - \frac{4}{\beta} \cdot \text{sen}(\theta) \quad (5.3)$$

$$i_{S5}(\theta) = I_{S5_pico} \cdot \text{sen}(\theta) \quad (5.4)$$

A corrente média instantânea, considerando um ciclo da tensão de entrada, é definido pela equação (5.5):

$$I_{S5_AVG} = \frac{1}{2\pi} \cdot \left[2 \cdot \int_0^{\frac{\pi}{2}} [1 - (1 - D(\theta))] \cdot \left(\frac{I_{L1_pico} \cdot \text{sen}(\theta)}{6} - I_o \right) d(\theta) + \int_{\pi}^{2\pi} I_o d(\theta) \right] \quad (5.5)$$

A corrente média que circula em cada interruptor, considerando a tensão de entrada nominal e razão cíclica máxima, é obtida a partir de (5.5).

$$I_{S5_AVG} = I_{out} \cdot \left[\frac{\beta \cdot (104 \cdot \beta - 30 \cdot \pi \cdot \eta - 24 \cdot \pi - 9)}{60 \cdot \pi \cdot \eta \cdot \beta} + \frac{1}{\pi \cdot \beta} \right] + 1 = I_{out} \cdot \left[\frac{(104 \cdot 1,607 - 30 \cdot \pi \cdot 0,96 - 24 \cdot \pi - 9)}{60 \cdot \pi \cdot 0,96} + \frac{1}{\pi \cdot 1,607} \right] + 1 = 1,46 \text{ A}$$

A corrente eficaz que circula pelos interruptores, considerando um ciclo da tensão de entrada, é definida pela equação (5.6).

$$I_{S5_RMS} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \left[2 \cdot \int_0^{\frac{\pi}{2}} [1 - (1 - D(\theta))] \cdot \left(\frac{I_{L1_pico} \cdot \text{sen}(\theta)}{6} - I_o \right)^2 d(\theta) + \int_{\pi}^{2\pi} I_o^2 d(\theta) \right]} \quad (5.6)$$

Admitindo-se tensão de entrada nominal e razão cíclica máxima, a corrente eficaz que circula em cada interruptor é obtida a partir de (5.6).

$$I_{S5_RMS} = \frac{I_{out}}{10 \cdot \eta} \sqrt{\frac{(100 \cdot \pi \cdot \eta^2 + 66 \cdot \pi \cdot \eta - 264 \cdot \eta \cdot \beta + 44,8 \cdot \pi \cdot \beta^2 - 120 \cdot \beta)}{\pi} - \frac{100 \cdot \eta^2}{\pi \cdot \beta}}$$

$$I_{S5_RMS} = \frac{3}{10 \cdot 0,96} \sqrt{\frac{(100 \cdot \pi \cdot 0,96^2 + 66 \cdot \pi \cdot 0,96 - 264 \cdot 0,96 \cdot 1,607 + 44,8 \cdot \pi \cdot 1,607^2 - 120 \cdot 1,607)}{\pi} - \frac{100 \cdot 0,96^2}{\pi \cdot 1,607}} = 2,459 \text{ A}$$

O valor máximo da corrente repetitiva que circula pelos interruptores é calculado pela equação (5.7), adotando a tensão de entrada máxima:

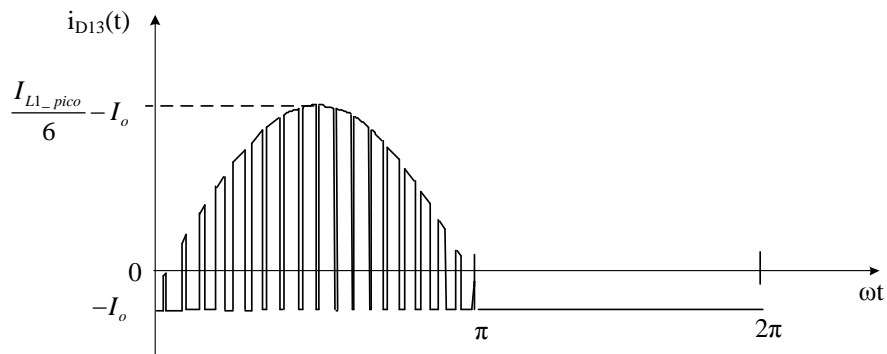
$$I_{S5_pico} = \frac{I_{L1_pico}}{3} - I_o = \frac{40,177}{3} - 3 = 10,39 \text{ A} \quad (5.7)$$

5.3.2 Esforços de tensão e corrente nos diodos $D_{13} - D_{20}$

Os diodos $D_{13} - D_{20}$ comutam em alta frequência e possuem formas de onda similares. Durante o semiciclo positivo da tensão alternada de entrada conduzem os diodos $D_{13} - D_{16}$ e, durante o semiciclo negativo conduzem os diodos D_{17} e D_{20} . Deste modo a análise será feita baseada no diodo D_{13} , e será suficiente para dimensionar esses semicondutores.

A Figura 5.4 representa a forma de onda teórica da corrente no diodo D_{13} para um ciclo da tensão de entrada.

Figura 5.4 - Forma de onda teórica da corrente no diodo D_{13} .



Fonte: A própria autora.

Ao representar esta forma de onda em um ciclo de comutação, a amplitude desta corrente pode ser considerada constante. Com base nessa informação, na definição de valor eficaz e os limites de integração, apresentados na Figura 5.4, tem-se, para um ciclo da tensão de entrada:

$$I_{D13_RMS} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \left[2 \cdot \int_0^{\pi} [1 - (1 - D(\theta))] \cdot \left(\frac{I_{L1_pico} \cdot \text{sen}(\theta)}{6} - I_o \right)^2 d(\theta) + \int_{\pi}^{2\pi} I_o^2 d(\theta) \right]} \quad (5.8)$$

Admitindo-se tensão de entrada nominal e razão cíclica máxima, a corrente eficaz em cada diodo do conversor isolado é obtida a partir de (5.8).

$$I_{D13_RMS} = \frac{I_{out}}{5 \cdot \eta} \sqrt{\frac{\beta \cdot \pi \cdot \eta \cdot (25 \cdot \eta + 16,5) + \beta^2 \cdot (-66 \cdot \eta + 11,2 \cdot \pi \cdot \beta - 30) - 25 \cdot \eta^2}{\beta \cdot \pi}}$$

$$I_{D13_RMS} = I_{D13_RMS} = \frac{3}{5 \cdot 0,96} \sqrt{\frac{1,607 \cdot \pi \cdot 0,96 \cdot (25 \cdot 0,96 + 16,5) + 1,607^2 \cdot (-66 \cdot 0,96 + 11,2 \cdot \pi \cdot 1,607 - 30) - 25 \cdot 0,96^2}{1,607 \cdot \pi}} = 2,459 \text{ A}$$

Com base na definição da corrente média e observando os limites de integração da Figura 5.4, tem-se a equação (5.9).

$$I_{D13_AVG} = \frac{1}{2\pi} \cdot \left[2 \cdot \int_0^{\frac{\pi}{2}} [1 - (1 - D(\theta))] \cdot \left(\frac{(I_{L1_pico} \cdot \text{sen}(\theta))}{6} - I_o \right) d(\theta) + \int_{\pi}^{2\pi} I_o d(\theta) \right] \quad (5.9)$$

Considerando os mesmos parâmetros utilizados para o cálculo do valor eficaz da corrente nos diodos, e utilizando a equação (5.9), é possível determinar o valor médio da corrente $D_{13} - D_{20}$.

$$I_{D13_AVG} = \frac{I_{out}}{60 \cdot \pi \cdot \eta \cdot \beta} \cdot [\beta \cdot (104 \cdot \beta - 30 \cdot \pi \cdot \eta - 24 \cdot \pi - 9) + 60 \cdot \eta] + 1$$

$$I_{D13_AVG} = \frac{3}{60 \cdot \pi \cdot 0,96 \cdot 1,607} \cdot [1,607 \cdot (104 \cdot 1,607 - 30 \cdot \pi \cdot 0,96 - 24 \cdot \pi - 9) + 60 \cdot 0,96] + 1 = 1,46 \text{ A}$$

O valor máximo da corrente repetitiva que circula pelos diodos $D_{13} - D_{20}$ pode ser determinado pela equação (5.10):

$$I_{D13_pico} = \frac{I_{L1_pico}}{3} - I_o = \frac{40,177}{3} - 3 = 10,39 \text{ A} \quad (5.10)$$

O valor máximo da tensão reversa aplicada ao diodo D_{13} é igual a um quarto do valor da tensão CC de carga, e pode ser representada pela equação (5.11).

$$V_{D13_m\acute{a}x} = \frac{V_o}{4} = \frac{1000}{4} = 250 \text{ V} \quad (5.11)$$

5.3.3 Determinação dos esforços de tensão e corrente nos transformadores T_{r1} e T_{r2}

Neste item são apresentados os esforços de tensão e corrente do transformador T_{r1} . O cálculo das tensões sobre os enrolamentos primários e secundários do transformador T_{r1} é feito utilizando as equações (5.12) e (5.13), respectivamente. Os mesmos esforços são aplicados ao transformador T_{r2} . Esses transformadores foram projetados para que a tensão sobre eles seja igual a um quarto da tensão total de saída.

$$V_{Np1_Tr1} = V_{Np1_Tr2} = \frac{V_o}{4} = \frac{1000}{4} = 250 \text{ V} \quad (5.12)$$

$$V_{Ns1_Tr1} = V_{Ns1_Tr2} = \frac{V_o}{4} = \frac{1000}{4} = 250 \text{ V} \quad (5.13)$$

A partir das equações (5.14) e (5.15), obtém-se a corrente eficaz que circula pelo enrolamentos cada um dos enrolamentos, primário e secundário, dos transformadores T_{r1} e T_{r2} .

$$I_{Tr1_RMS_pl} = a_{Tr1} \cdot I_{Tr1_RMS_sl} \quad (5.14)$$

$$I_{Tr1_RMS_sl} = I_o \quad (5.15)$$

Admitindo-se a relação de transformação entre os enrolamentos primário e secundário dos transformadores T_{r1} e T_{r2} igual a um ($a_{Tr1} = 1$) e utilizando as equações (5.14) e (5.15) obtém-se:

$$I_{Tr1_RMS_sl} = 3 \text{ A}$$

$$I_{Tr1_RMS_pl} = 1 \cdot 3 = 3 \text{ A}$$

5.3.3.1 Potência processada pelos transformadores T_{r1} e T_{r2}

O cálculo da potência aparente dos transformadores T_{r1} e T_{r2} utiliza os valores eficazes de tensão nos seus enrolamentos. Desta forma pode ser determinada pela expressão (5.16).

$$S_{Proc_Tr1} = I_{Tr1_RMS_pl} \cdot V_{Np1_Tr1} \quad (5.16)$$

Substituindo os valores obtidos por meio das equações (5.12) e (5.14) na expressão (5.16), é determinado o valor da potência aparente dos transformadores T_{r1} e T_{r2} .

$$S_{Proc_Tr1} = 772,295 \text{ VA}$$

A potência média ativa é obtida utilizando a equação (5.17).

$$P = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T v(t) \cdot i(t) = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^T v_{Tr1_pl}(t) \cdot i_{Tr1_AVG_p}(t) = 724,18 \text{ W} \quad (5.17)$$

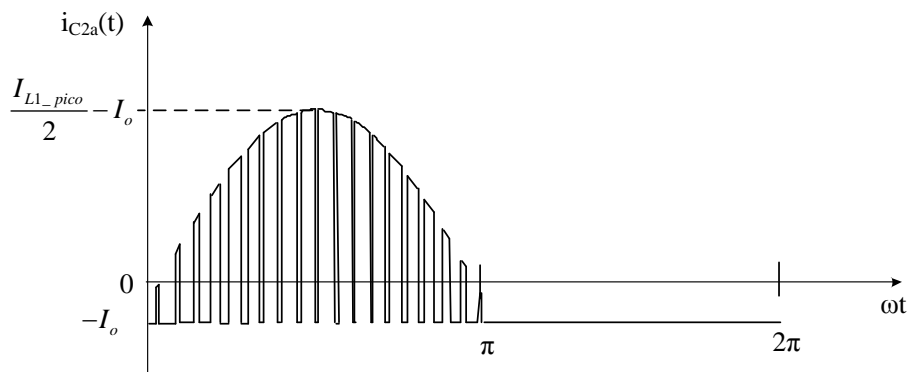
5.3.4 Determinação dos esforços de tensão e corrente nos capacitores C_{2a} e C_{3a}

O valor máximo da tensão nos capacitores C_{2a} e C_{3a} é determinado pela equação (5.18).

$$V_{C_{2a_m\acute{a}x}} = V_{C_{3a_m\acute{a}x}} = \frac{V_o}{4} \quad (5.18)$$

A Figura 5.5 mostra a forma de onda teórica da corrente nos capacitores C_{2a} e C_{3a} . Seguindo as considerações para a determinação do valor eficaz da corrente no capacitor C_{2a} , tem-se, para um ciclo da tensão de entrada a equação (5.19).

Figura 5.5 - Forma de onda teórica da corrente no capacitor C_{2a} .



Fonte: A própria autora.

$$i_{C_{2a_RMS}} = \sqrt{\frac{2}{\pi} \cdot \left\{ \left[\int_0^{\theta_1} (1-D(\theta)) \cdot \left(\frac{(I_{L1_pico} \cdot \text{sen}(\theta))}{4} \right)^2 d(\theta) \right] + \left[\int_{\theta_1}^{\pi/2} (1-D(\theta)) \cdot \left(\frac{(I_{L1_pico} \cdot \text{sen}(\theta))}{2} - 3 \cdot I_o \right)^2 d(\theta) \right] \right\}} \quad (5.19)$$

Admitindo-se tensão de entrada nominal, o valor eficaz da corrente nos capacitores C_{2a} e C_{3a} , utilizando a equação(5.19) é:

$$i_{C_{2a_RMS}} = \frac{I_{out}}{\eta} \cdot \sqrt{\left[\frac{6,1 \cdot \beta^2 + 4 \cdot \beta \cdot (-35 \cdot \eta - 22) + \eta \cdot (60 \cdot \eta + 132)}{5 \cdot \pi} \right] - \frac{210 \cdot \eta^2}{20 \cdot \beta \cdot \pi}} = 5,38 \text{ A}$$

$$i_{C_{2a_RMS}} = \frac{3}{0,96} \cdot \sqrt{\left[\frac{6,1 \cdot 1,607^2 + 4 \cdot 1,607 \cdot (-35 \cdot 0,96 - 22) + 0,96 \cdot (60 \cdot 0,96 + 132)}{5 \cdot \pi} \right] - \frac{210 \cdot 0,96^2}{20 \cdot 1,607 \cdot \pi}} = 5,38 \text{ A}$$

5.3.5 Determinação dos esforços de tensão e corrente nos capacitores C_2 e C_3

O valor máximo da tensão nos capacitores C_2 e C_3 é determinado pela equação (5.18).

$$V_{C2_m\acute{a}x} = V_{C3_m\acute{a}x} = \frac{V_o}{4} = \frac{1000}{4} = 250 \text{ V} \quad (5.20)$$

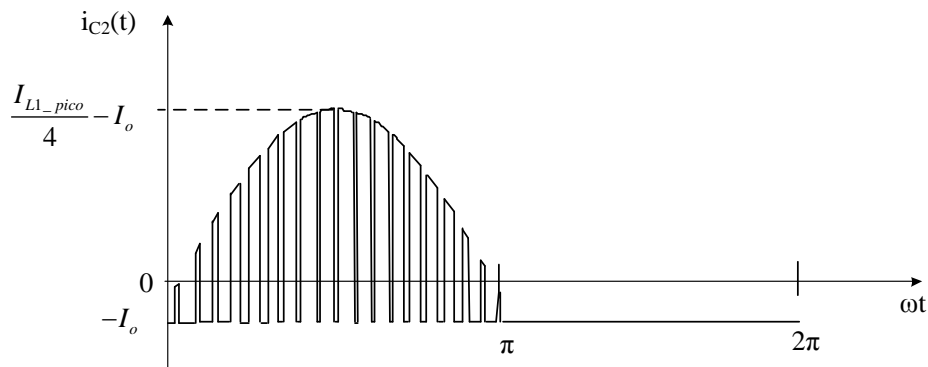
A Figura 5.6 mostra a forma de onda teórica da corrente nos capacitores C_2 e C_3 . Seguindo as considerações para a determinação do valor eficaz da corrente no capacitor C_o , tem-se, para meio ciclo da tensão de entrada:

$$i_{C2_RMS} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\theta_1} I_o^2 \cdot d(\theta) + \frac{1}{\pi} \cdot \int_{\theta_1}^{\pi} (1-D(\theta)) \cdot \left(\frac{(I_{L1_pico} \cdot \text{sen}(\theta))}{4} - I_o \right)^2 d(\theta)} \quad (5.21)$$

Admitindo-se tensão de entrada mínima e razão cíclica mínima, o valor eficaz da corrente nos capacitores C_2 e C_3 , utilizando a equação (5.19) é:

$$i_{C2_RMS} = \frac{I_o}{\eta} \cdot \sqrt{\left[\frac{\eta^2 \cdot (36 \cdot \beta + 99) + \beta \cdot (44 \cdot \beta - 62 \cdot \eta)}{10 \cdot \pi \cdot \beta} \right]} = \frac{3}{0,96} \cdot \sqrt{\left[\frac{0,96^2 \cdot (36 \cdot 1,607 + 99) + 1,607 \cdot (44 \cdot 1,607 - 62 \cdot 0,96)}{10 \cdot \pi \cdot 1,607} \right]} = 3,23 \text{ A}$$

Figura 5.6 - Forma de onda teórica da corrente no capacitor C_2 .



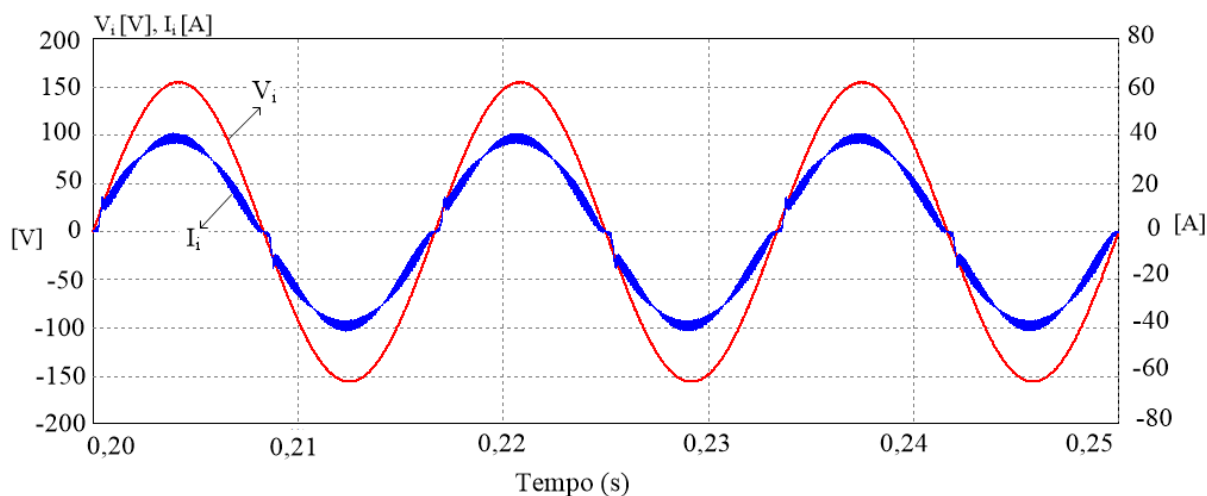
Fonte: A própria autora.

5.4 FORMAS DE ONDA EM REGIME PERMANENTE

As formas de onda apresentadas, neste capítulo, foram resultantes da simulação, em tensão nominal de entrada, operando a plena carga, distribuída uniformemente entre os quatro capacitores de saída, em regime permanente.

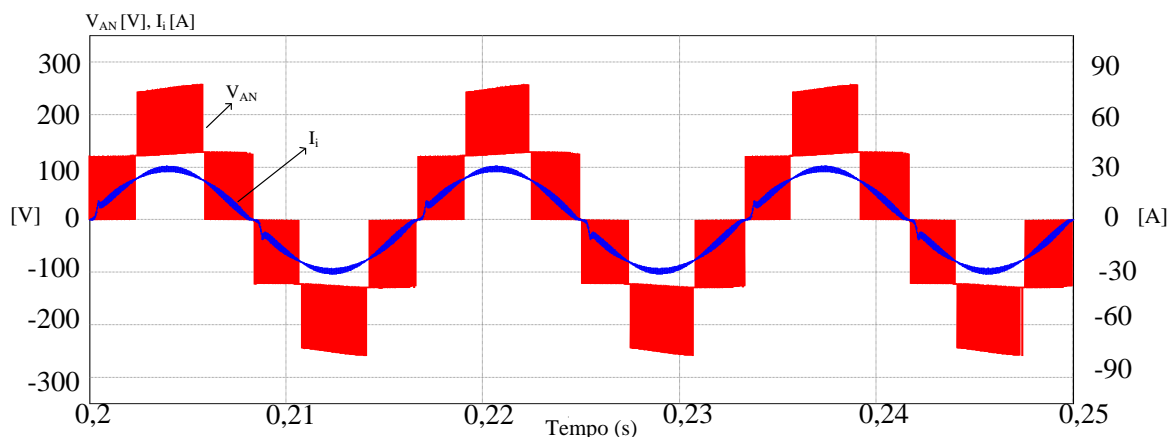
Na Figura 5.7, podem ser vistas as formas de onda da tensão (V_i) e da corrente de entrada (I_i). Observa-se que a corrente está em fase com a tensão de entrada, apresenta um fator de potência igual a 0,9930 e baixa distorção harmônica com THD_i menor que 2,5%. A corrente possui valor eficaz igual a 27,6 A e valor de pico igual a 40,5 A. A potência de entrada do conversor é de 3 kW.

Figura 5.7 - Formas de onda da tensão e corrente de entrada.



Fonte: A própria autora.

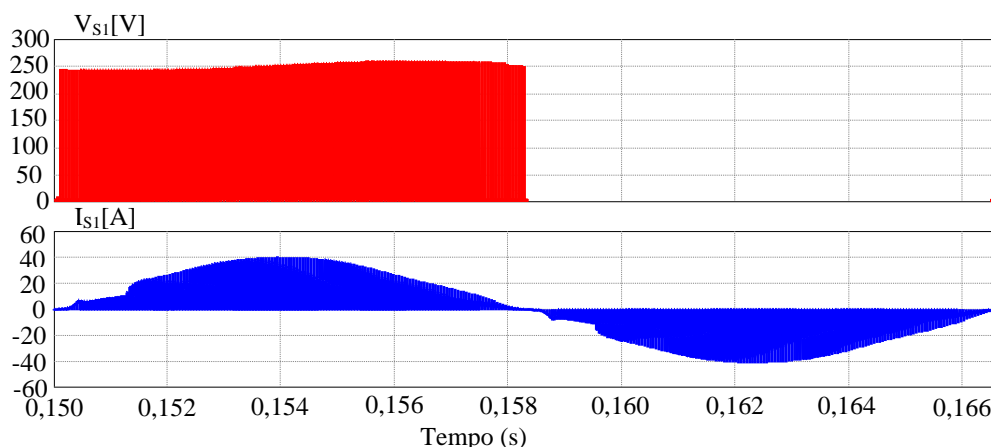
A Figura 5.8 apresenta as formas de onda de tensão V_{AN} e da corrente no indutor I_L do retificador. É possível observar a presença de cinco níveis de tensão em V_{AN} e a corrente, que flui no indutor, seguindo com formato senoidal.

Figura 5.8 - Formas de onda de tensão V_{AN} e da corrente do indutor I_L .

Fonte: A própria autora.

A Figura 5.9 apresenta as formas de onda da tensão e da corrente nos interruptores S_1 e S_3 para um ciclo da rede. Os valores da corrente eficaz e de pico são 15,19 A e 40,5 A, respectivamente. O valor máximo da tensão sobre os interruptores é de 258 V, aproximadamente um quarto da tensão total do barramento, que é 1000 V. Os demais interruptores apresentam, de forma similar, as mesmas formas de ondas.

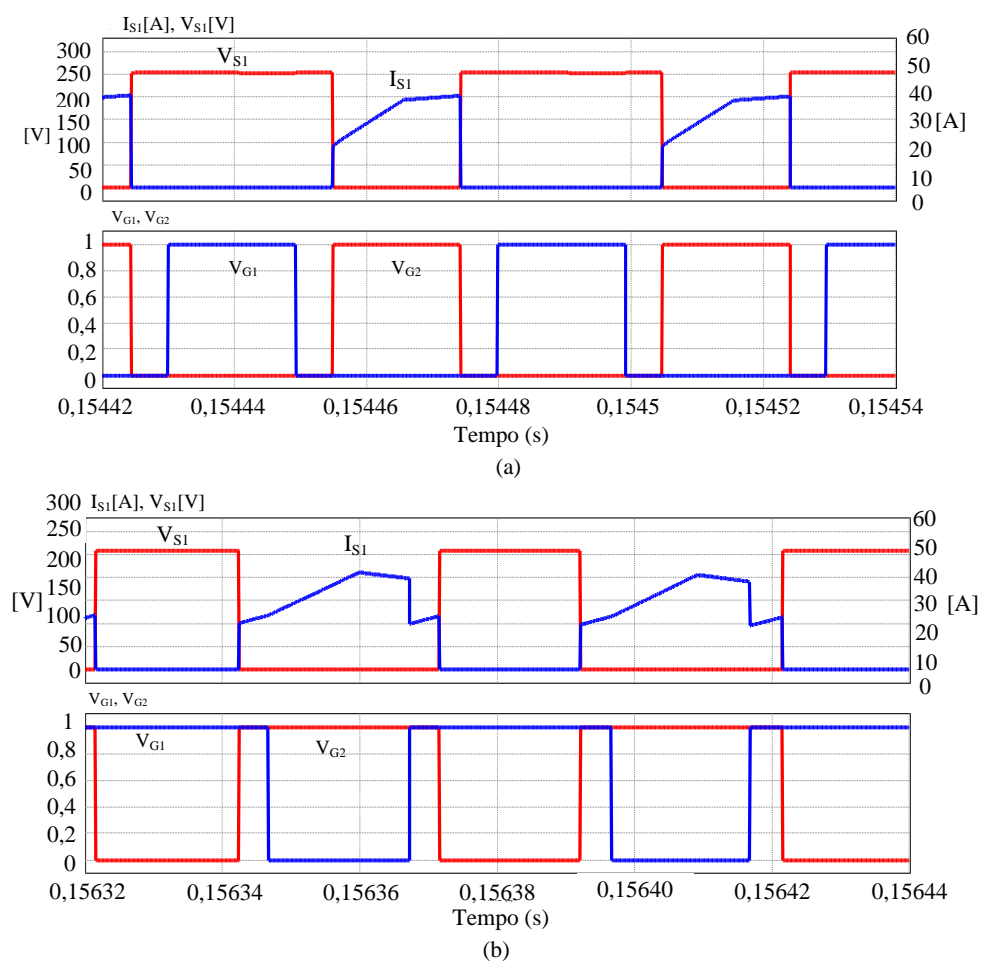
Figura 5.9 - Formas de onda da tensão e da corrente no interruptor S_1 para um ciclo da rede.



Fonte: A própria autora.

A Figura 5.10 apresenta as formas de onda da tensão V_{S1} e da corrente I_{S1} do interruptor S_1 na frequência de comutação, com os devidos pulsos de comando. A Figura 5.10 mostra para os modos (a) de não-sobreposição dos interruptores e (b) de sobreposição.

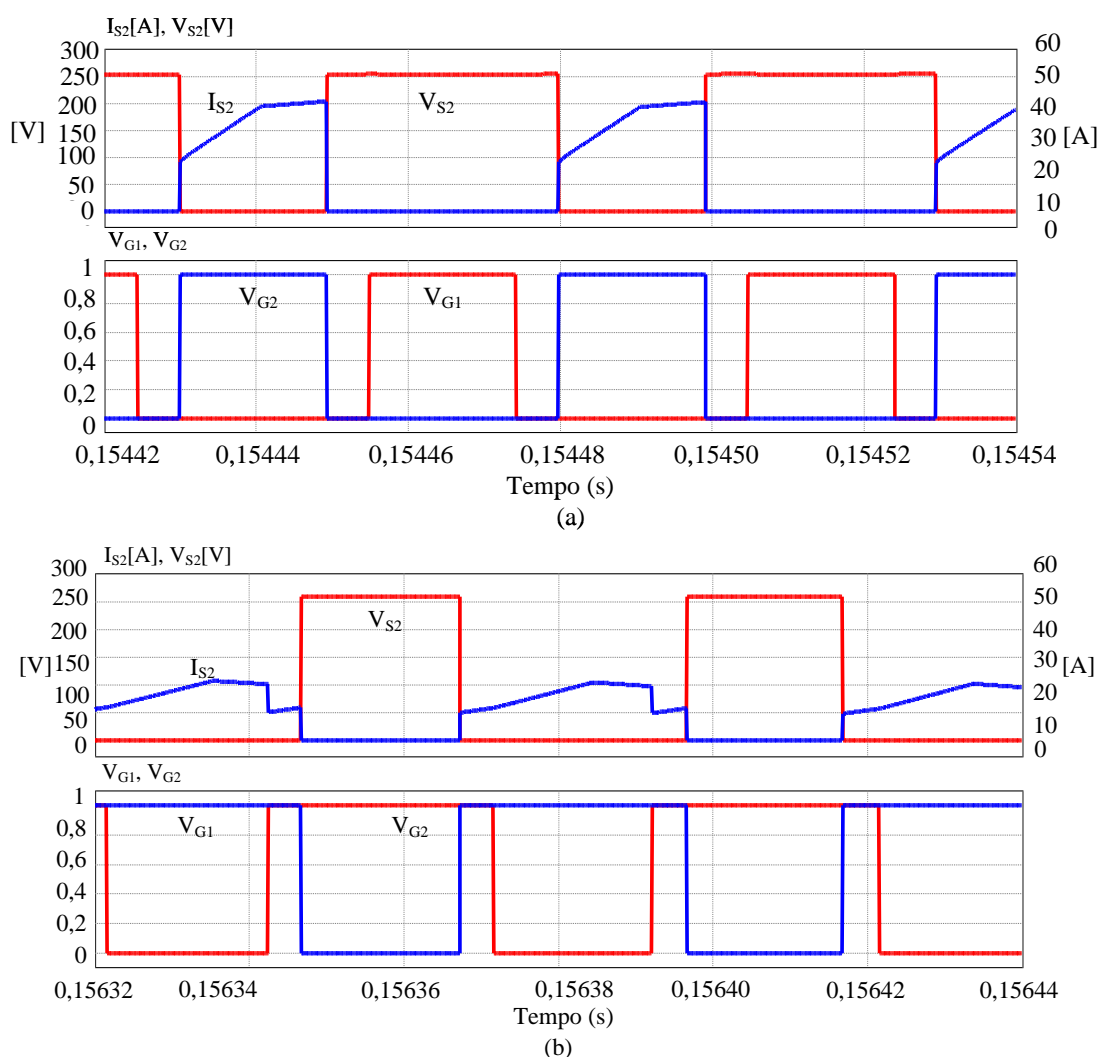
Figura 5.10 - Formas de onda da tensão e da corrente no interruptor S_1 na frequência de comutação: (a) modo de não sobreposição e (b) modo de sobreposição.



Fonte: A própria autora.

A Figura 5.11 apresenta as formas de onda da tensão V_{S2} e corrente I_{S2} do interruptor S_2 na frequência de comutação, com os devidos pulsos de comando. A Figura 5.11 mostra, (a) modo de não sobreposição dos interruptores e (b) modo de sobreposição.

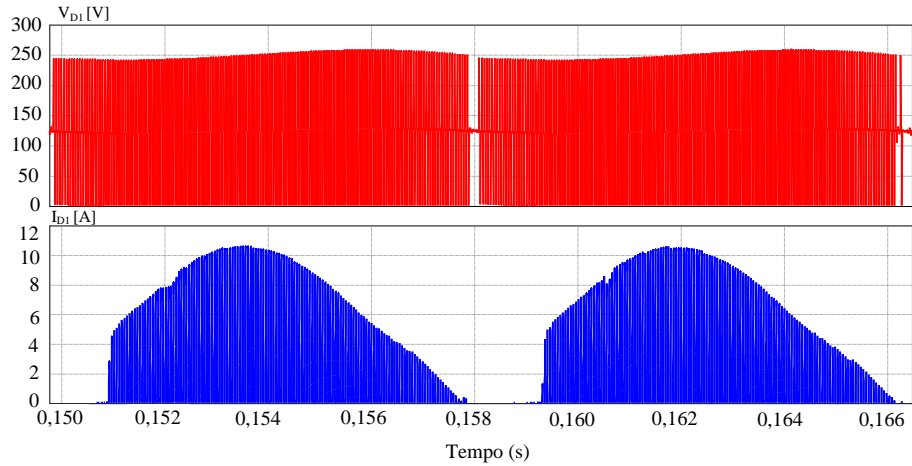
Figura 5.11 - Formas de onda da tensão e da corrente no interruptor S_2 na frequência de comutação: (a) modo de não sobreposição e (b) modo de sobreposição.



Fonte: A própria autora.

A Figura 5.12 apresenta as formas de onda da tensão e da corrente no diodo D_1 , representando os diodos que compõem as pontes retificadoras, para um ciclo da rede. Os valores da corrente eficaz e de pico são 3,18 A e 10,1 A, respectivamente. O valor máximo da tensão sobre esses diodos é 258 V, ou seja, aproximadamente um quarto da tensão de total do barramento CC.

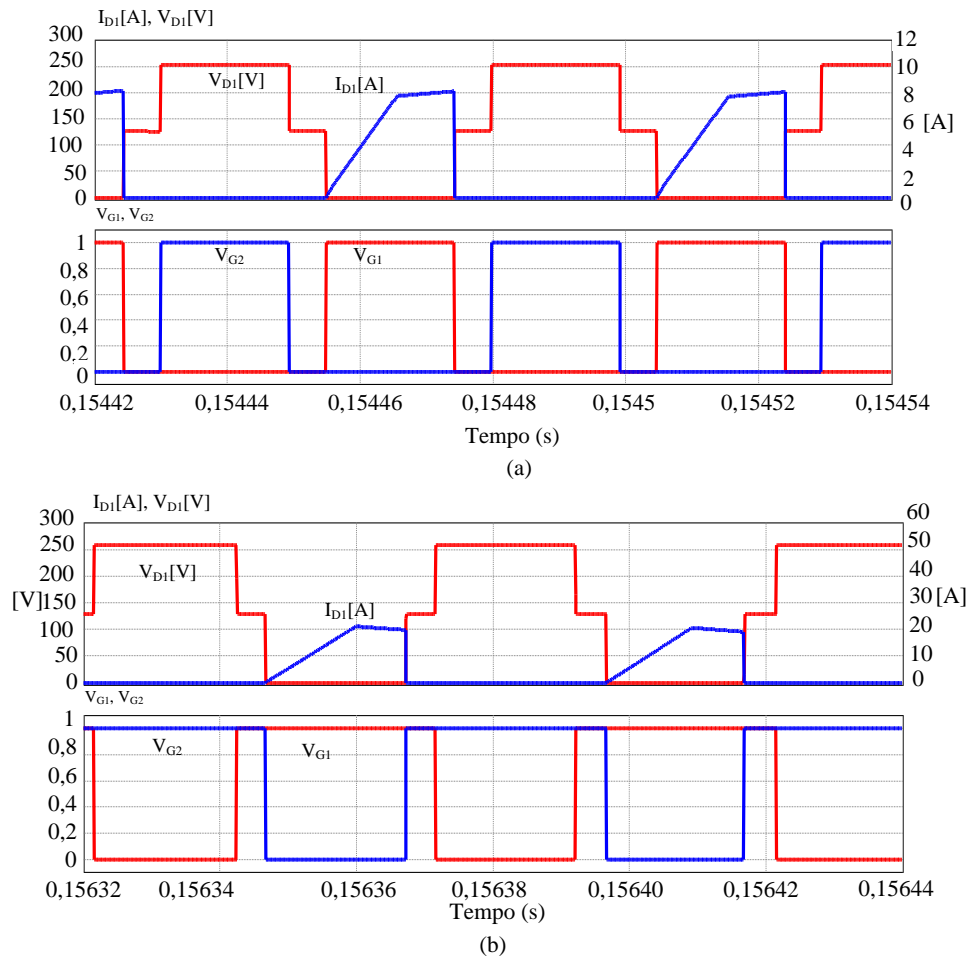
Figura 5.12 - Formas de onda da tensão e da corrente no diodo D_1 para um ciclo da rede.



Fonte: A própria Autora.

A Figura 5.13 apresenta as formas de onda da tensão V_{D1} e corrente do diodo I_{D1} para um ciclo da rede. A Figura 5.13 mostra (a) para o modo de não sobreposição dos interruptores e (b) para o modo de sobreposição.

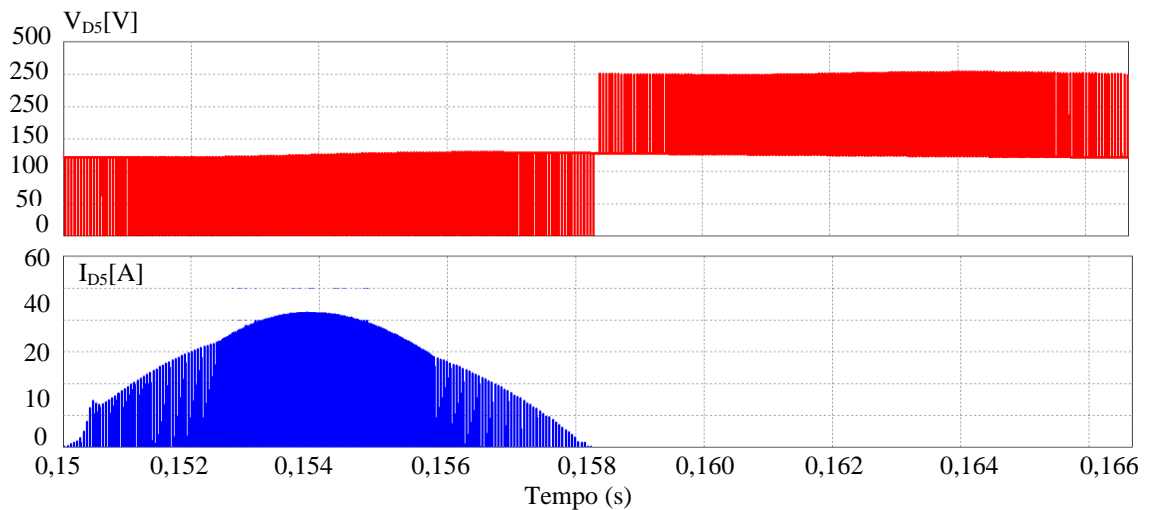
Figura 5.13 - Formas de onda da tensão e da corrente no diodo D_1 na frequência de comutação: (a) modo de não sobreposição e (b) modo de sobreposição.



Fonte: A própria autora.

A Figura 5.14 apresenta as formas de onda da tensão e corrente do diodo D_5 para um ciclo da rede. É importante destacar que os diodos D_5 - D_8 apresentam de forma semelhante às mesmas formas de onda. Os valores da corrente eficaz e de pico do diodo D_5 são, respectivamente, 4,59 A e 20,2 A. O valor máximo da tensão sobre o diodo D_5 é de 258 V.

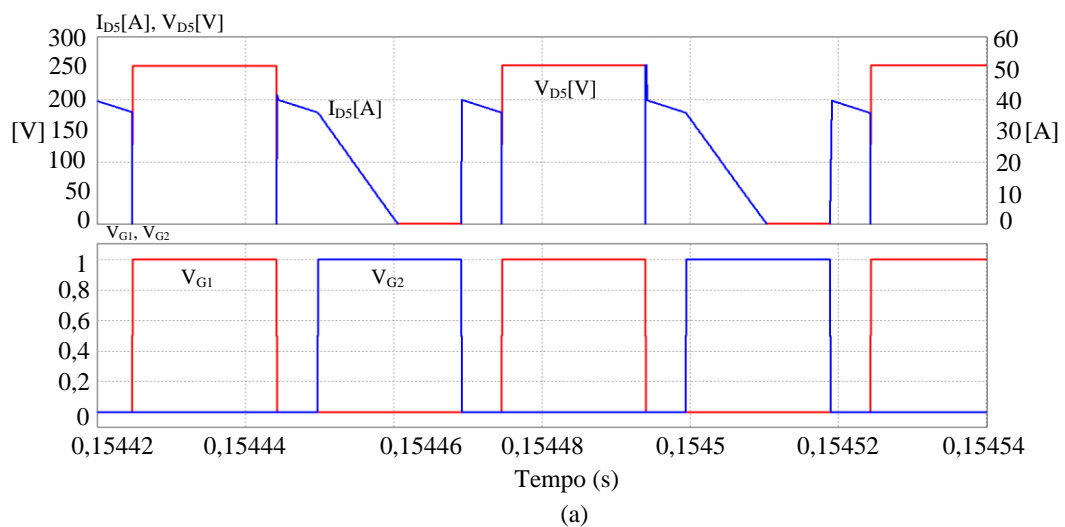
Figura 5.14 - Formas de onda da tensão e da corrente no diodo D_5 para um ciclo da rede.

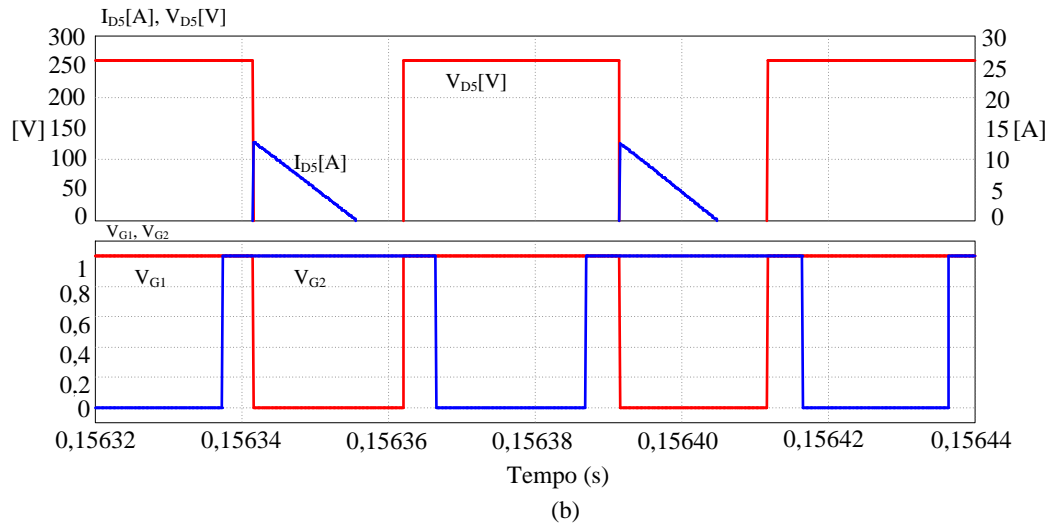


Fonte: A própria autora.

A Figura 5.15 apresenta as formas de onda da tensão e corrente do diodo D_5 na frequência de comutação. A Figura 5.15 mostra (a) para o modo de não sobreposição (*non-overlapping mode*) dos interruptores e (b) para o modo de sobreposição (*orvelapping mode*).

Figura 5.15 - Formas de onda da tensão e da corrente no diodo D_5 na frequência de comutação: (a) modo de não sobreposição e (b) modo de sobreposição.

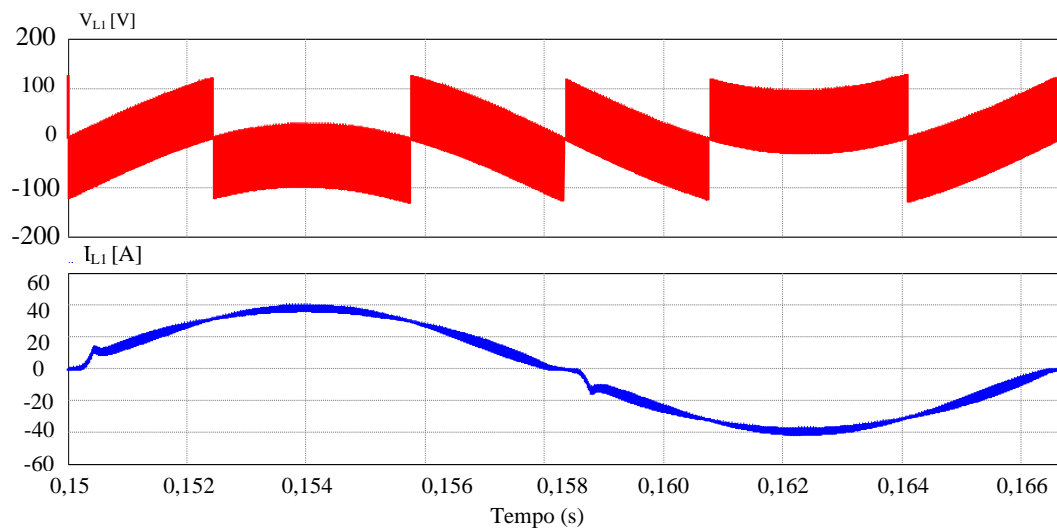




Fonte: A própria autora.

A Figura 5.16 apresenta as formas de onda da tensão e corrente do indutor L_1 para um ciclo da rede. Os valores eficaz e de pico da corrente do indutor L_1 são os mesmos valores da corrente de entrada. Na figura pode-se observar que a tensão sobre o indutor é influenciada pela comutação em alta frequência e a corrente de que circula através ele, é praticamente senoidal em baixa frequência.

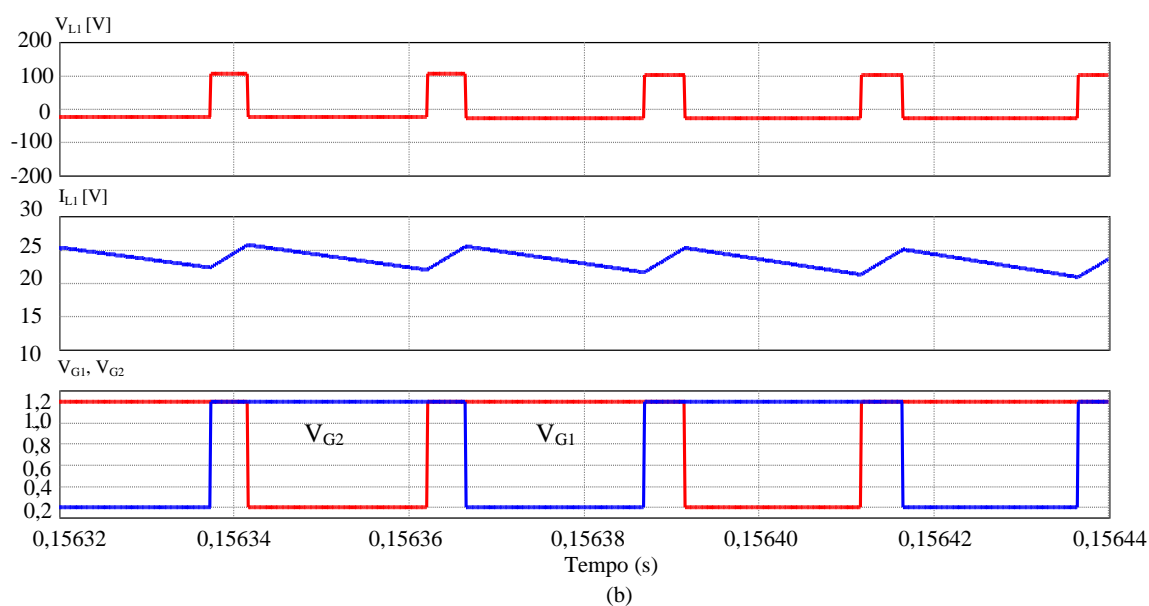
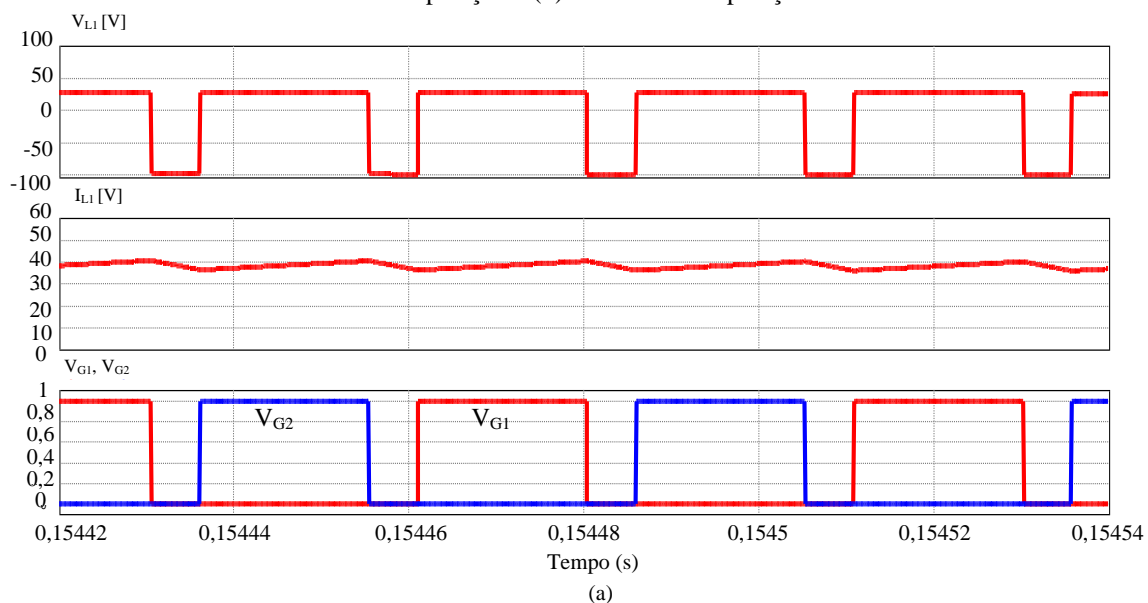
Figura 5.16 - Formas de onda da tensão e da corrente no indutor *boost* L_1 para um ciclo da rede.



Fonte: A própria autora.

A Figura 5.17 apresenta as formas de onda da tensão e corrente do indutor L_1 na frequência de comutação. A Figura 5.17 (a) para o modo de não sobreposição dos interruptores e (b) para o modo de sobreposição.

Figura 5.17 - Formas de onda da tensão e da corrente no indutor L_l na frequência de comutação: (a) modo de não sobreposição e (b) modo de sobreposição.

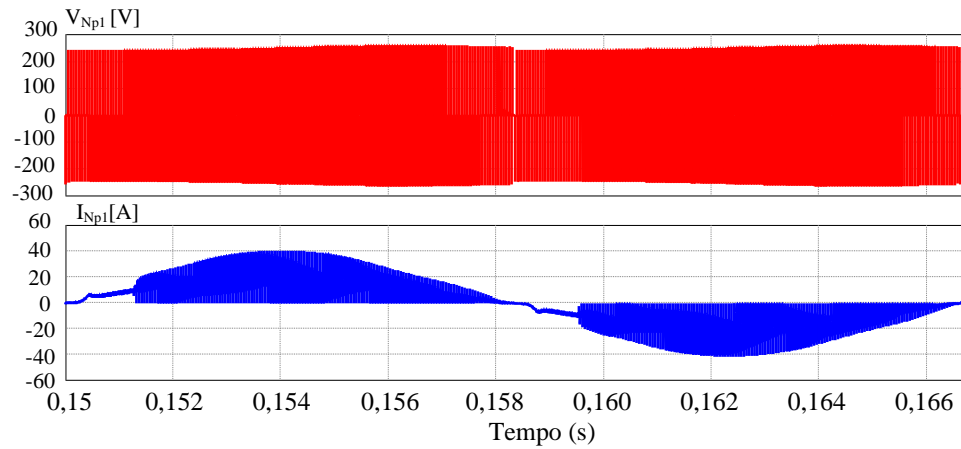


Fonte: A própria autora.

A Figura 5.18 apresenta as formas de onda da tensão e corrente no enrolamento N_{pI} , representando os enrolamentos primários do transformador T_r , para um ciclo da rede. Os valores da corrente eficaz e máxima no enrolamento N_{pI} são, respectivamente 16,42 A e 40,5 A.

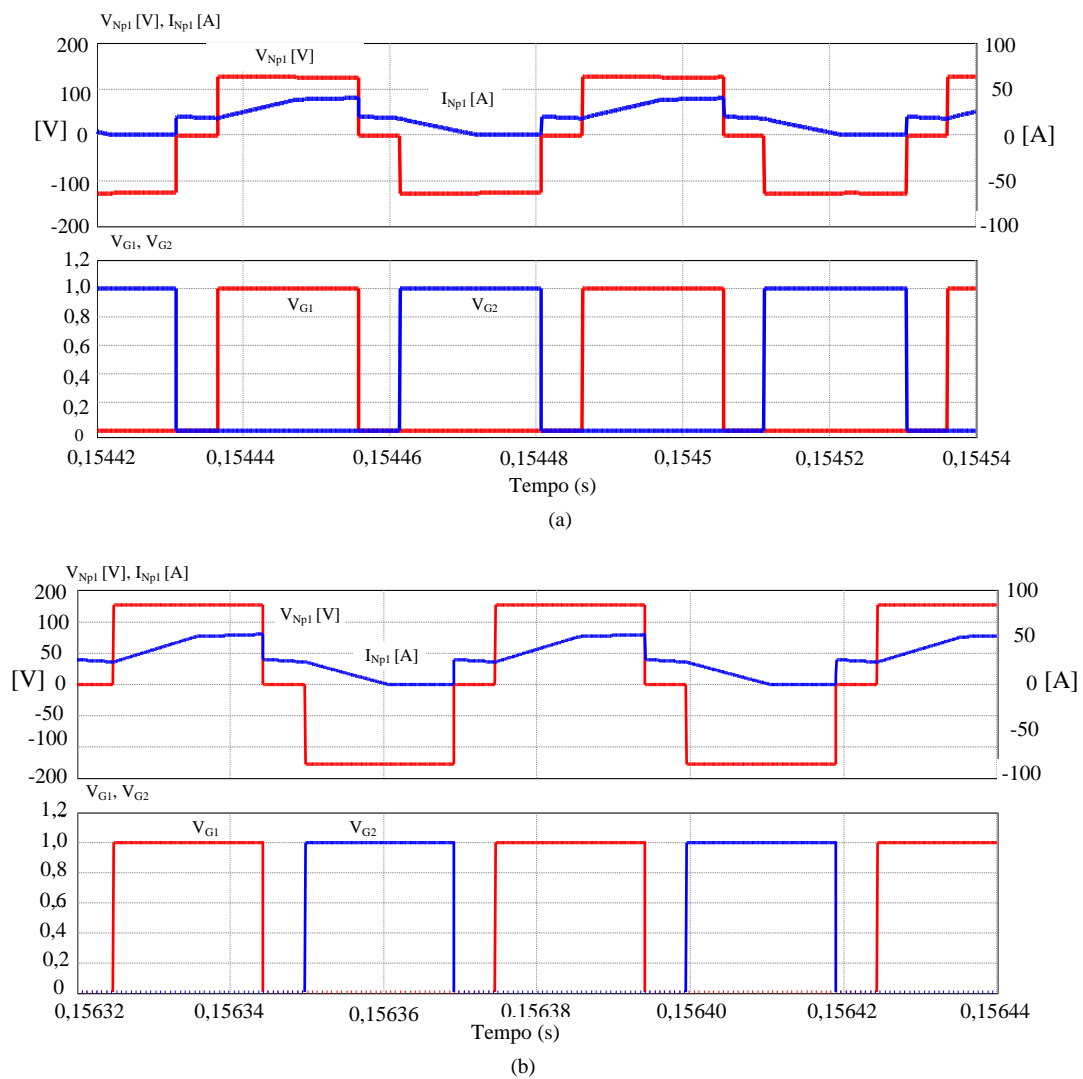
Na Figura 5.19 as formas de onda da tensão e corrente no enrolamento T_{rI} na frequência de comutação podem ser vistas. A Figura 5.19 mostra, (a) para o modo de não sobreposição dos interruptores e (b) para o modo de sobreposição.

Figura 5.18 - Formas de onda da tensão e da corrente no enrolamento primário N_{p1} para um ciclo da rede.



Fonte: A própria autora.

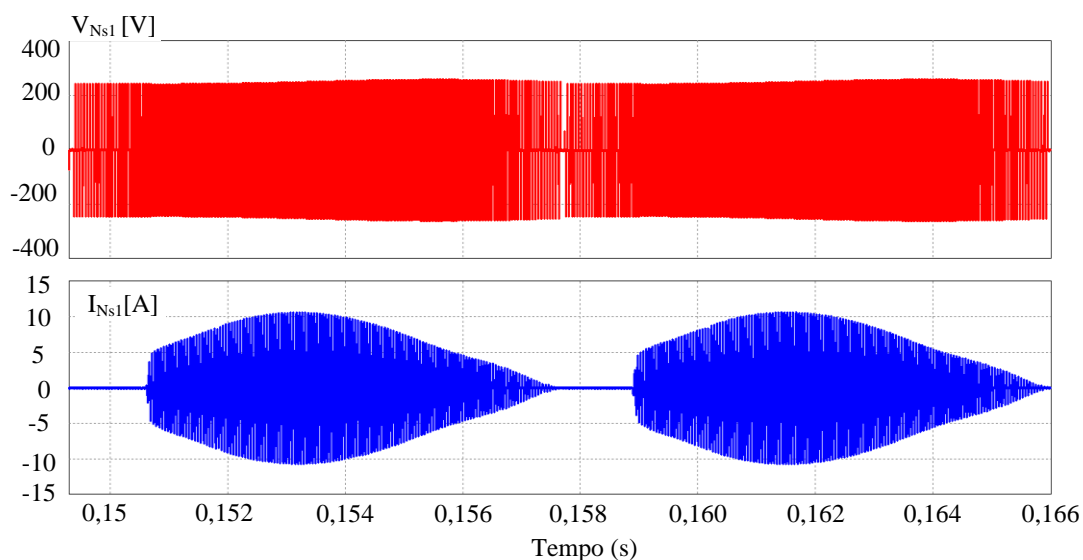
Figura 5.19 - Formas de onda da tensão e da corrente no enrolamento primário do T_r na frequência de comutação: (a) modo de não sobreposição e (b) modo de sobreposição.



Fonte: A própria autora.

A Figura 5.20 apresenta as formas de onda da tensão e corrente nos enrolamentos secundários do transformador T_{rI} para um ciclo da rede. Os valores da corrente eficaz e de pico enrolamento N_{sI} são, respectivamente 4,49 A e 10,6 A.

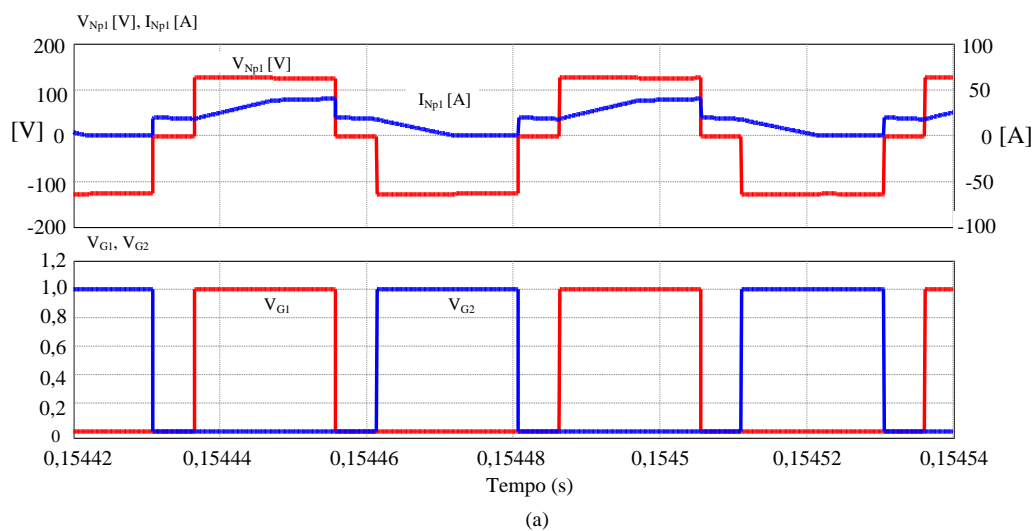
Figura 5.20 - Formas de onda da tensão e da corrente no enrolamento primário N_{sI} para um ciclo da rede.

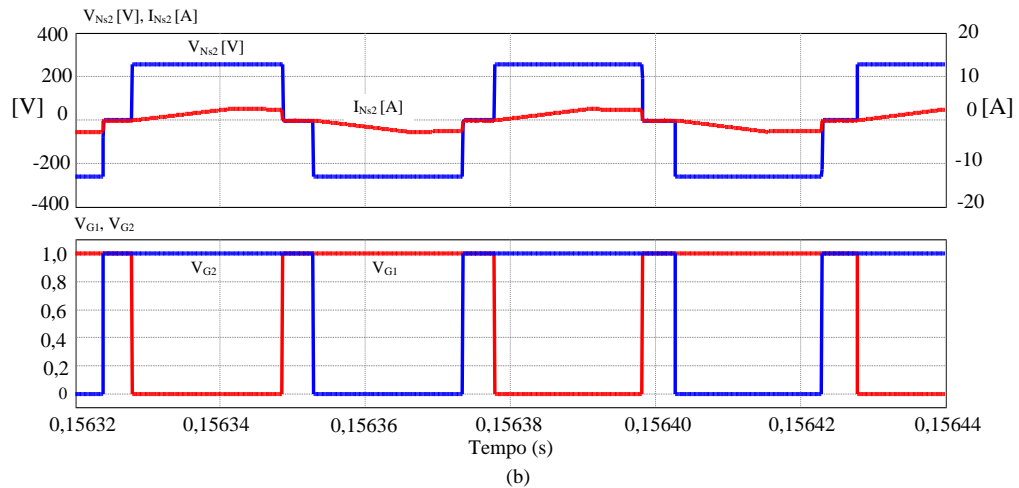


Fonte: A própria autora.

A Figura 5.21 apresenta as formas de onda da tensão e corrente no enrolamento T_{rI} na frequência de comutação. A Figura 5.21 mostra (a) para o modo de não sobreposição dos interruptores e (b) para o modo de sobreposição. Já na Figura 5.21 é possível observar as formas de onda de corrente nos capacitores do barramento.

Figura 5.21 - Formas de onda da tensão e da corrente no enrolamento secundário do T_{rI} na frequência de comutação: (a) modo de não sobreposição e (b) modo de sobreposição.

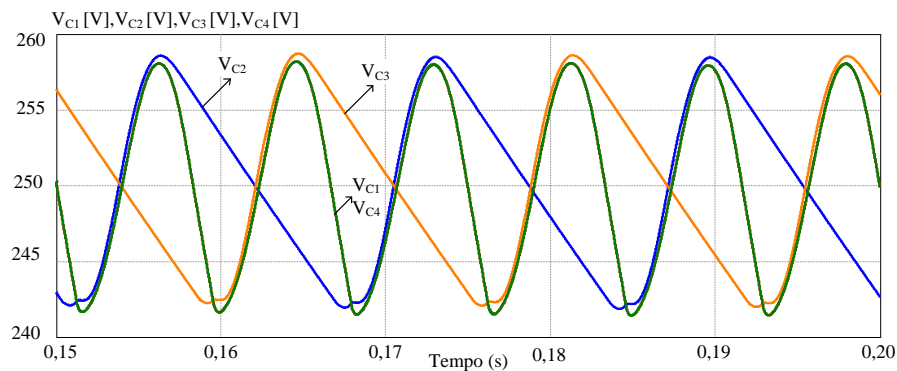




Fonte: A própria autora.

A Figura 5.22 mostra as formas de onda da tensão nos capacitores de saída superior, inferior e intermediários. Pode-se observar que a ondulação é praticamente igual.

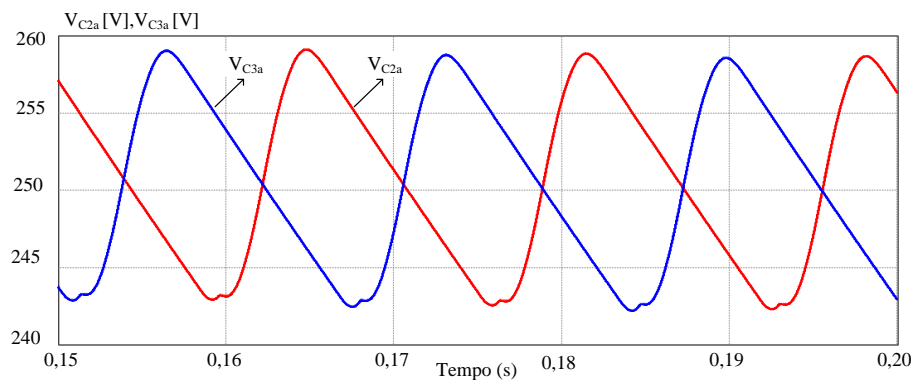
Figura 5.22 - Formas de ondada tensão nos capacitores do filtro de saída.



Fonte: A própria autora.

As formas de onda das tensões sobre os capacitores C_{2a} e C_{3a} podem ser observadas na Figura 5.23. É possível verificar na figura que a tensão sobre esses capacitores é contínua com uma pequena ondulação, cujo valor médio é igual a 250 V.

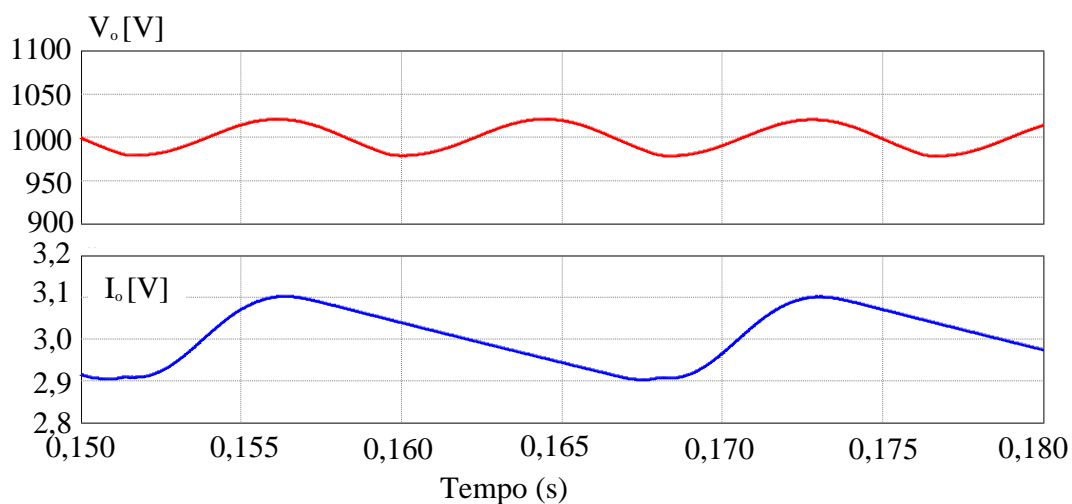
Figura 5.23 - Formas de ondada tensão nos capacitores do C_{2a} e C_{3a} .



Fonte: A própria autora.

Na Figura 5.24 são mostradas as formas de onda da tensão e da corrente na saída a plena carga. Pode ser observado, nesta figura, que a tensão possui ondulação dentro do limite estabelecido e está regulada em torno do valor médio de 1000 V. A corrente média é de 2,99 A e a potência de saída é de 2,966 kW. O rendimento do conversor simulado é de 98,9%.

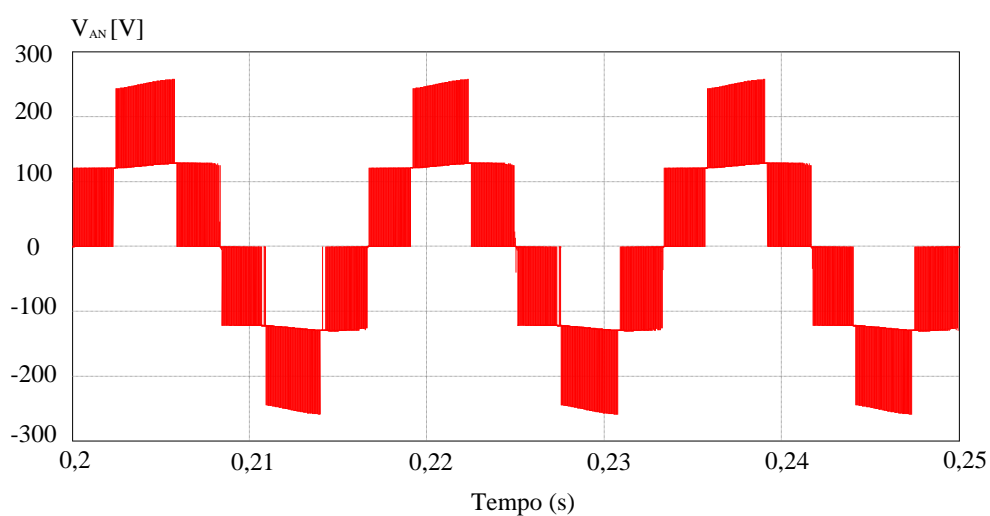
Figura 5.24 - Formas de onda da tensão e corrente no barramento CC para um ciclo da rede.



Fonte: A própria autora.

A tensão após o indutor *boost* entre o ponto A e o ponto N está representada na Figura 5.25. Pode-se observar que a célula de comutação proporciona os cinco níveis de tensão.

Figura 5.25 - Forma de onda da tensão V_{AN} .



Fonte: A própria autora.

A Tabela 5.1 apresenta uma comparação entre os valores teóricos, obtidos analiticamente e apresentados nos Capítulos 3 e 5, e os valores obtidos por simulação, para fins de validação das equações de esforços principalmente de corrente.

Ao analisar os resultados dos cálculos dos erros percentuais, percebe-se que esses valores são menores que 5%, validando as equações dos esforços de corrente.

Tabela 5.1 - Comparação dos valores teóricos com os respectivos valores simulados para o conversor proposto.

Componentes	Medição	Valor teórico	Valor simulado	Erro (%)
Interruptores S_1, S_2, S_3, S_4	RMS [A]	15,73	15,19	-3,535
	AVG [A]	9,91	9,70	-2,14
	Pico [A]	40,18	40,80	1,527
Diodos das pontes retificadoras	RMS [A]	3,17	3,18	0,19
	AVG [A]	1,56	1,51	-3,51
	Pico [A]	10,04	10,20	1,53
Diodos D_5, D_6, D_7, D_8	RMS [A]	4,48	4,65	3,66
	AVG [A]	1,56	1,55	-0,84
	Pico [A]	20,09	20,40	1,53
Interruptores S_5-S_{12}	RMS [A]	2,46	2,48	0,85
	AVG [A]	1,46	1,48	1,35
	Pico [A]	10,39	10,20	-1,86
Diodos pontes retificadoras dos conversores isolados	RMS [A]	2,46	2,46	0,041
	AVG [A]	1,46	1,48	1,351
	Pico [A]	10,39	10,20	-1,863

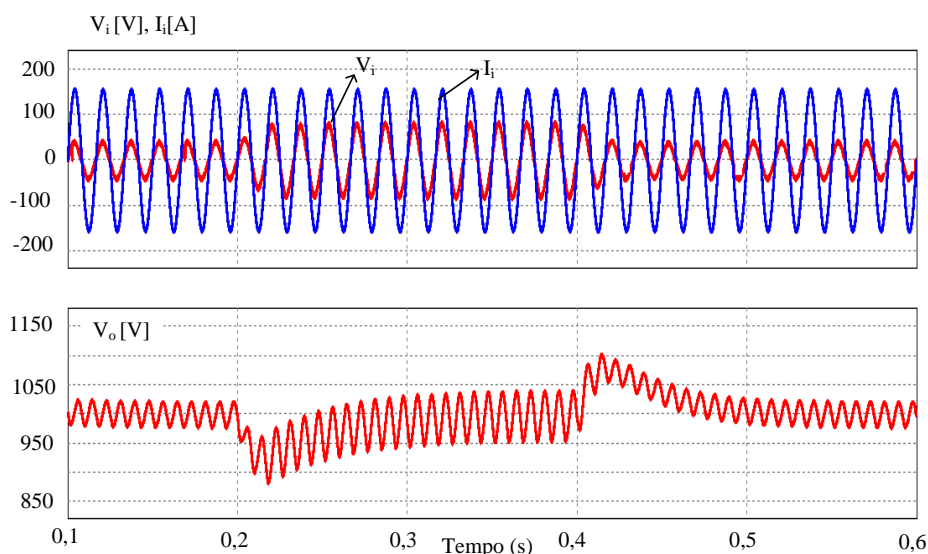
Fonte: A própria autora.

5.5 FORMAS DE ONDA EM REGIME DINÂMICO

As formas de onda apresentadas, neste item, foram resultantes da simulação para o conversor proposto funcionando em tensão nominal de entrada, sendo que foi aplicado degrau de carga de 100% para 50% da carga resistiva aplicada a saída do conversor CA-CC CCME-TTM, e vice-versa.

A Figura 5.26 apresenta as formas de onda da tensão total e da corrente na entrada do conversor, e a tensão de saída durante o degrau de carga de 50% a 100% e vice-versa. Pode ser observado que há um aumento no valor da corrente de entrada, durante alguns instantes, mantendo constante a potência do sistema, visto que houve uma redução temporária de carga. Após a normalização da carga, houve a diminuição desta corrente, permanecendo durante todo o intervalo de simulação a potência constante.

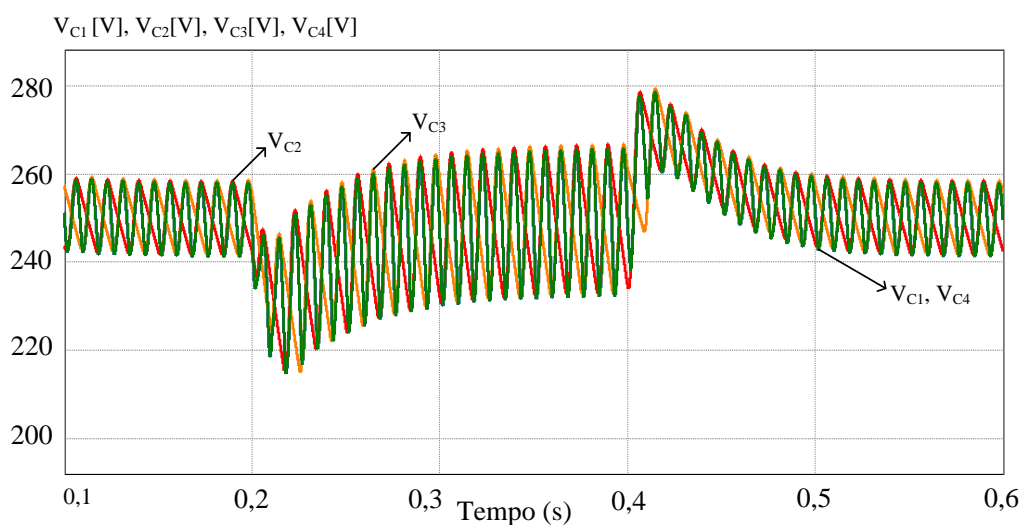
Figura 5.26 - Tensão e corrente de entrada e tensão de saída V_o – degrau de carga de 100% para 50% e vice-versa.



Fonte: A própria autora.

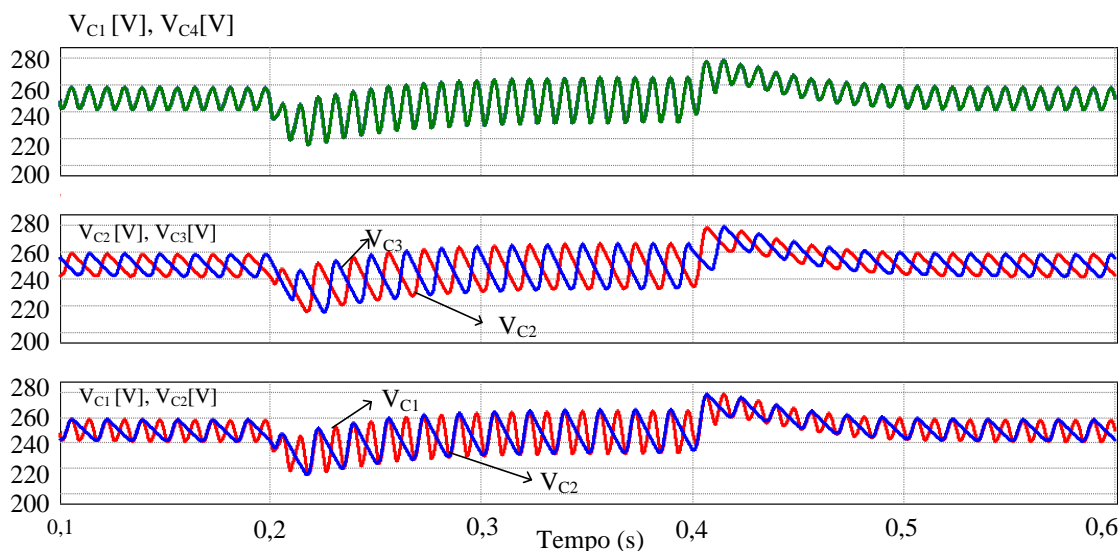
A Figura 5.27 mostra as formas de onda da tensão sobre os capacitores em série de saída. Pode-se observar que os níveis de tensão e a ondulação se manteve igual, sobre eles, durante toda a variação de carga na saída. Já a Figura 5.28 mostra as formas de onda nos capacitores do barramento CC durante o degrau de carga. É possível ver o comportamento dos capacitores das extremidades (C_1 e C_4) separadamente dos capacitores centrais (C_2 e C_3) e o funcionamento do controle buscando estabilizar o sistema. Também é possível perceber a diferença no tempo de carregamento e descarregamento dos capacitores centrais e extremos.

Figura 5.27 - Tensão sobre os capacitores de saída – degrau de carga de 100% para 50% e vice-versa.



Fonte: A própria autora.

Figura 5.28 - Formas de onda das tensões nos capacitores do barramento CC, durante degrau de carga.



Fonte: A própria autora.

5.6 TABELAS E GRÁFICOS

Para verificar o comportamento do conversor com relação ao balanceamento das tensões nos capacitores do filtro de saída com desequilíbrios de cargas, foram realizadas simulações para levantar curvas de tensão sobre os capacitores em função de percentuais de desequilíbrios de potência, 0% (cargas completamente balanceadas a 100% (desequilíbrio crítico) em etapas de 10%.

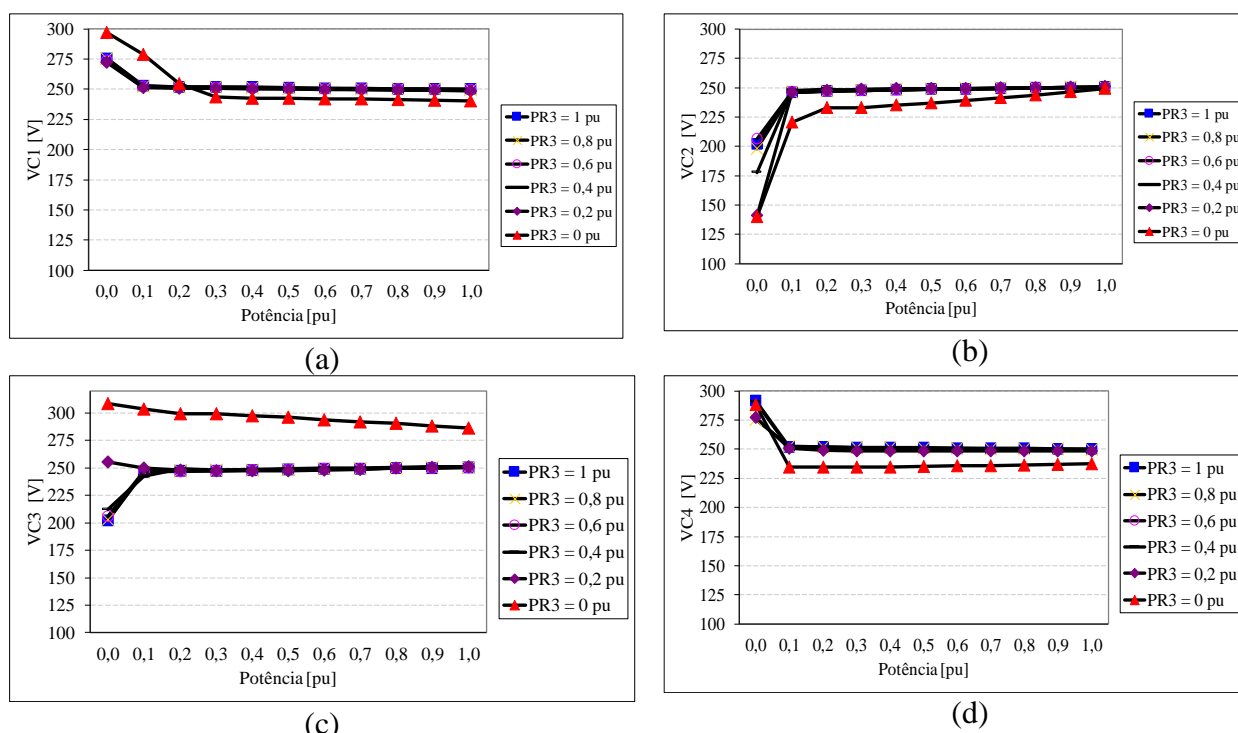
Para realizar a análise foi determinado a faixa de variação da tensão de entrada igual a 30%, sendo considerado 10% acima de 110V (121V) e 20% abaixo de 110V (88V). Em toda a faixa de tensão de entrada, na situação de carga equilibrada, cada carga resistiva consome 750 W, resultando em um total de 3 kW para as condições equilibradas. Testes de simulações foram realizados considerando tensões de entrada eficazes iguais a 88V, 110V e 121V e os desbalanceamentos nos resistores R_2 e R_3 em seis condições distintas (100%; 80%; 60%; 40%; 20%; e 0%) variando a potência consumida pelos resistores R_1 e R_4 nos percentuais de desequilíbrios de potência. Os cenários utilizados para as simulações podem ser observados na Tabela 5.2, de acordo com o perfil de carga mencionado.

A Figura 5.29 mostra o comportamento das tensões nos quatro capacitores de saída para o primeiro cenário utilizado para a simulação: $V_i = 88V$, $P_{R2} = 750 W$ e o desbalanço é feito em P_{R3} para os seis pontos escolhidos.

Tabela 5.2 - Cenários utilizados para simulação.

Cenário 1 $V_i = 88 \text{ V}$		Cenário 2 $V_i = 110 \text{ V}$		Cenário 3 $V_i = 121 \text{ V}$		Porcentagem da carga [%]
$P_{R2} \text{ [W]}$	$P_{R3} \text{ [W]}$	$P_{R2} \text{ [W]}$	$P_{R3} \text{ [W]}$	$P_{R2} \text{ [W]}$	$P_{R3} \text{ [W]}$	
750	750	750	750	750	750	100%
750	600	750	600	750	600	90%
750	450	750	450	750	450	80%
750	300	750	300	750	300	70%
750	150	750	150	750	150	60%
750	0	750	0	750	0	50%
600	750	600	750	600	750	40%
450	750	450	750	450	750	30%
300	750	300	750	300	750	20%
150	750	150	750	150	750	10%
0	750	0	750	0	750	0%

Fonte: A própria autora.

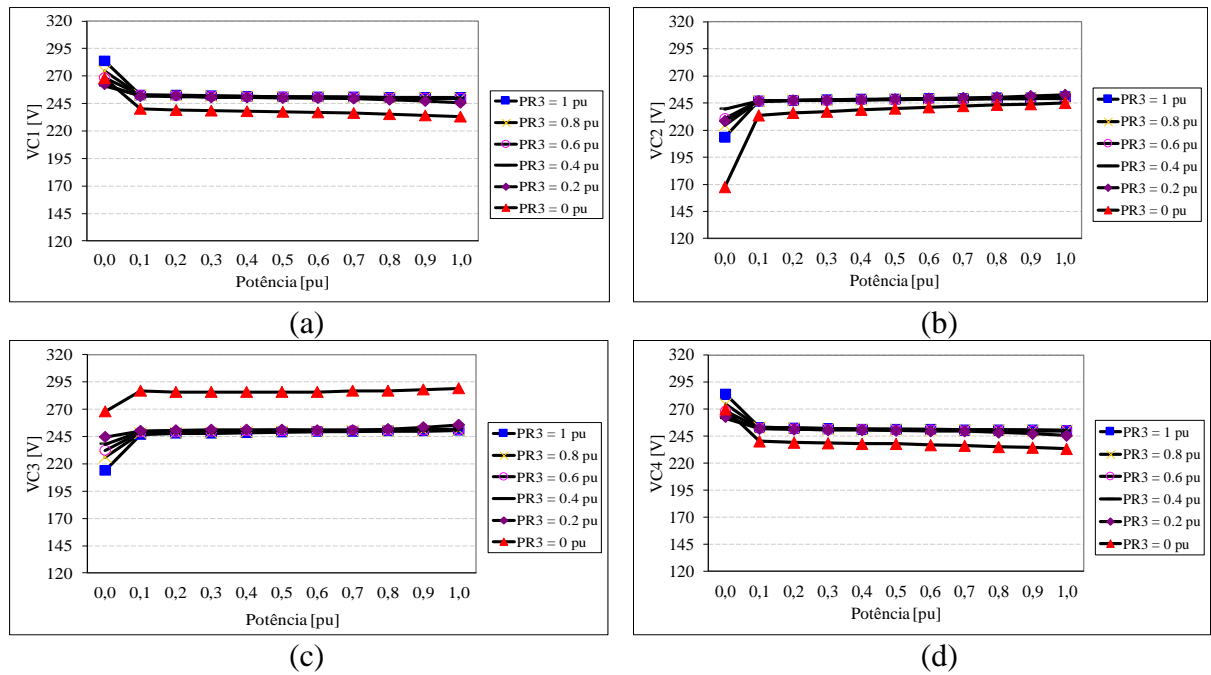
Figura 5.29 - Comportamento das tensões nos capacitores de saída para o cenário 1 e $P_{R02} = 750 \text{ W}$. (a) V_{Co1} , (b) V_{Co2} , (c) V_{Co3} e (d) V_{Co1} .

Fonte: A própria autora.

A Figura 5.30 mostra o comportamento das tensões nos quatro capacitores de saída para o segundo cenário utilizado para a simulação: $V_i = 110 \text{ V}$, $P_{R2} = 750 \text{ W}$ e o desbalanço é feito em P_{R3} para os seis pontos escolhidos.

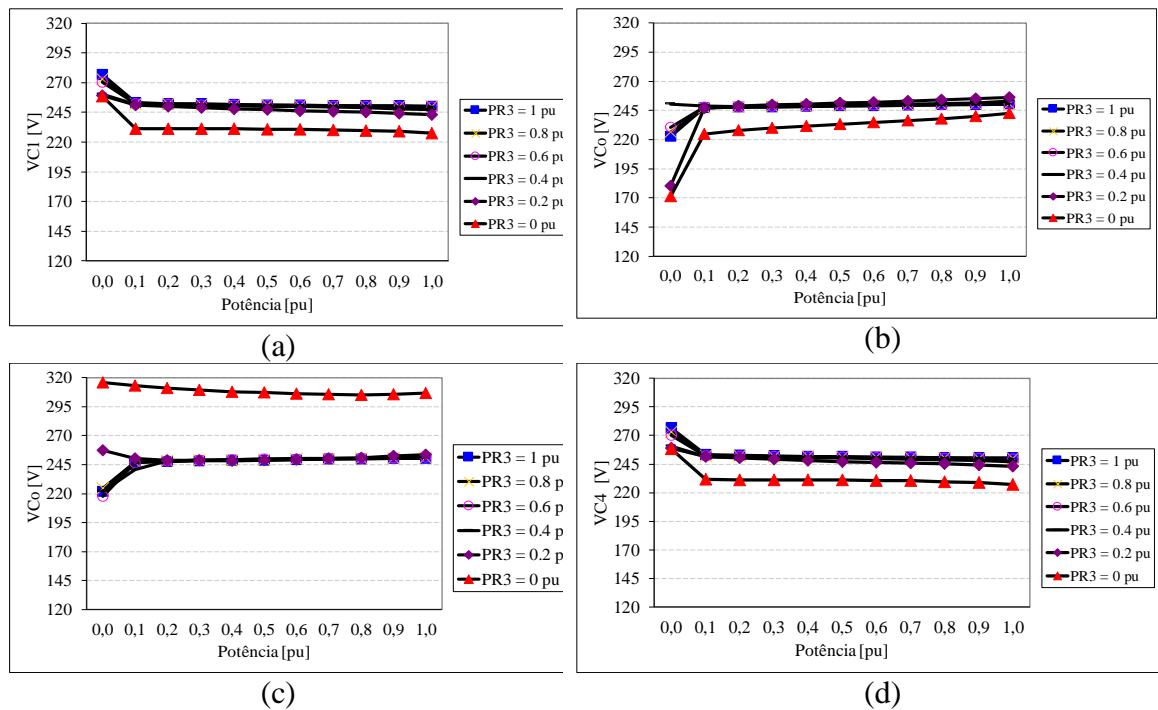
A Figura 5.31 mostra o comportamento das tensões nos quatro capacitores de saída para o terceiro cenário utilizado para a simulação: $V_i = 121 \text{ V}$, $P_{R2} = 750 \text{ W}$ e o desbalanço é feito em P_{R3} para os seis pontos escolhidos.

Figura 5.30 - Comportamento das tensões nos capacitores de saída para o cenário 2 e $P_{R02} = 750$ W. (a) V_{Co1} , (b) V_{Co2} , (c) V_{Co3} e (d) V_{Co1}



Fonte: A própria autora.

Figura 5.31 - Comportamento das tensões nos capacitores de saída para o cenário 3 e $P_{R02} = 750$ W. (a) V_{Co1} , (b) V_{Co2} , (c) V_{Co3} e (d) V_{Co4} .

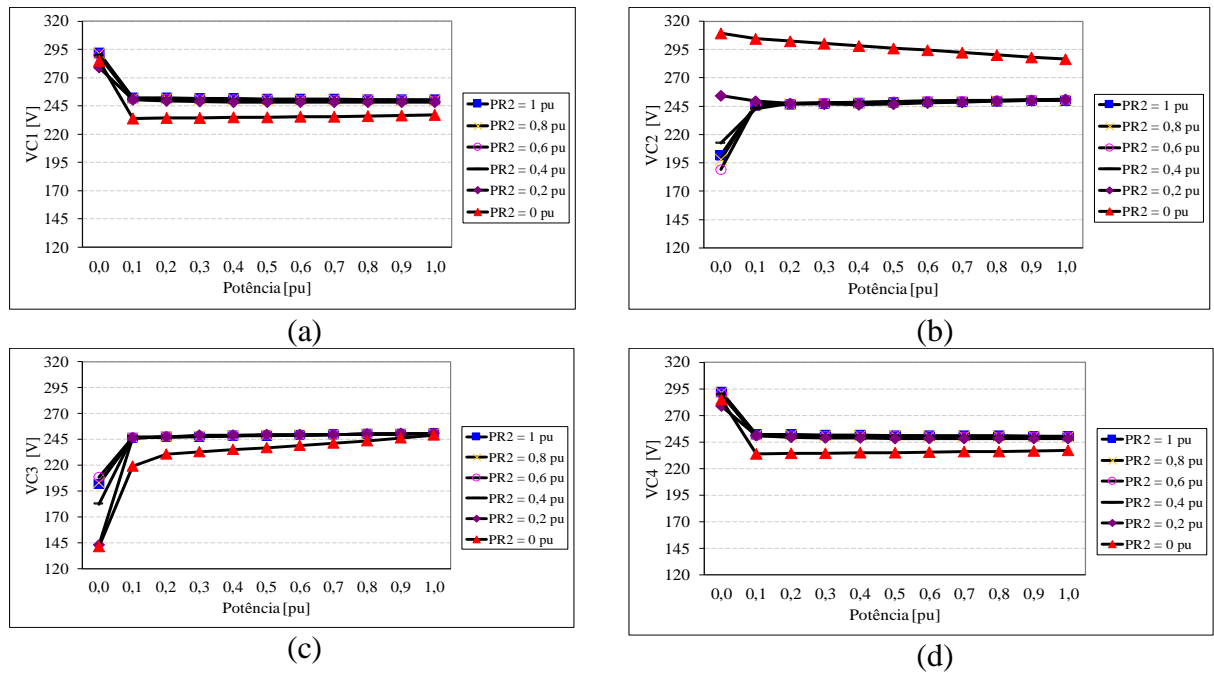


Fonte: A própria autora.

A Figura 5.32 mostra o comportamento das tensões nos quatro capacitores de saída para o primeiro cenário utilizado para a simulação: $V_i = 88$ V, $P_{R3} = 750$ W e o desbalanço é feito em P_{R2} para os seis pontos escolhidos.

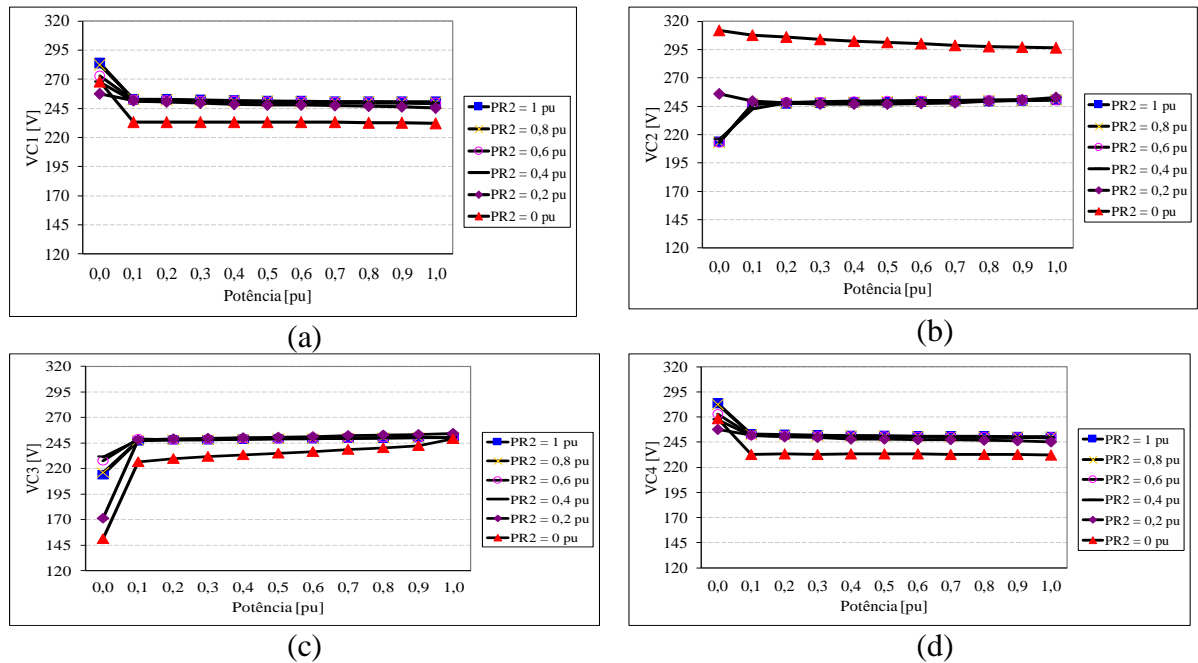
A Figura 5.33 mostra o comportamento das tensões nos quatro capacitores de saída para o primeiro cenário utilizado para a simulação: $V_i = 110 \text{ V}$, $P_{R3} = 750 \text{ W}$ e o desbalanço é feito em P_{R2} para os seis pontos escolhidos.

Figura 5.32 - Comportamento das tensões nos capacitores de saída para o cenário 1 e $P_{R03} = 750 \text{ W}$. (a) V_{Co1} , (b) V_{Co2} , (c) V_{Co3} e (d) V_{Co4} .



Fonte: A própria autora.

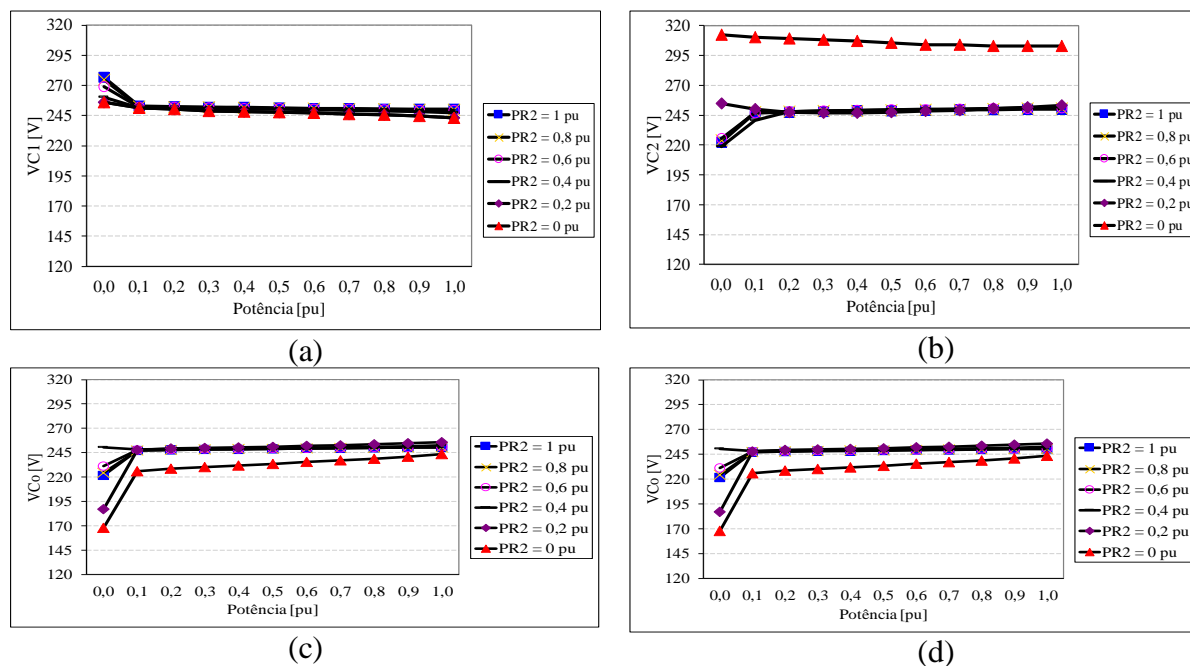
Figura 5.33 - Comportamento das tensões nos capacitores de saída para o cenário 2 e $P_{R03} = 750 \text{ W}$. (a) V_{Co1} , (b) V_{Co2} , (c) V_{Co3} e (d) V_{Co4} .



Fonte: A própria autora.

A Figura 5.34 mostra o comportamento das tensões nos quatro capacitores de saída para o primeiro cenário utilizado para a simulação: $V_i = 121$ V, $P_{R3} = 750$ W e o desbalanço é feito em P_{R2} para os seis pontos escolhidos.

Figura 5.34 - Comportamento das tensões nos capacitores de saída para o cenário 3 e $P_{R03} = 750$ W. (a) V_{Co1} , (b) V_{Co2} , (c) V_{Co3} e (d) V_{Co1} .



Fonte: A própria autora.

Analisando as Figura 5.29 a Figura 5.34 pode ser observado o bom funcionamento do conversor com relação ao desbalanceamento de tensão nos capacitores para diversas variações de carga. Pode ser notado também que para desbalanços de potência abaixo de 0,1 pu, as tensões ficam desbalanceadas e que é um comportamento do conversor para o atual controle. Mas é valido ressaltar que já é bastante severo desbalancear até 0,1 pu.

5.7 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo 5, foram apresentadas a análise do conversor proposto com saídas isoladas. Foram apresentados os resultados obtidos durante a simulação do conversor projetado.

Algumas conclusões podem ser obtidas desses resultados. Dentre essas conclusões pode-se afirmar que a simulação validou as análises realizadas nos capítulos 2 e 5 e as especificações do capítulo 3.

O conversor, com as saídas isoladas acopladas, manteve o mesmo princípio de funcionamento do conversor apresentado nos capítulos iniciais, mantendo alto fator de potência, e tensão de saída regulada com balanceamento adequado nos capacitores de filtro de saída.

Com os resultados obtidos em regime permanente e regime dinâmico de carga, observou-se que a tensão de saída do barramento CC apresentou valor médio constante, demonstrando o correto funcionamento do controle projetado, incluindo a malha de tensão diferencial.

Análises dos gráficos levantados mostram que para um bom funcionamento do conversor, quando se leva em consideração o desbalanceamento de tensão nos capacitores para variações de carga, as tensões nos capacitores devem ser maiores ou iguais ao dobro da amplitude da tensão senoidal de entrada.

6 CONCLUSÃO GERAL

O permanente crescimento da geração distribuída, somado ao desenvolvimento progressivo da indústria, contribui para o aumento da energia processada de diferentes fontes de energia. Com toda essa expansão existe a necessidade de se adequar as características das fontes de energia elétrica as das cargas. Diante disto, foi apresentada neste trabalho uma nova topologia de conversor CA-CC monofásico, baseado na célula de comutação de múltiplos estados tipo T modificado para aplicações em média tensão, tais como estações de recarga de bateria de veículos elétricos, sistemas de propulsão de trens elétricos, subestações em portos chamadas de *on-shore substations for ships*, subestações de potência que utilizam transformadores de estado sólido e plantas eólicas de geração *on-shore* ou *off-shore*.

No capítulo 1 deste trabalho foi apresentado um levantamento de topologias monofásicas e trifásicas com PFC, que possuem tensões simétricas de saída. Também foi exposta a preocupação que existe em manter balanceada a tensão no barramento CC, distribuída adequadamente em seus capacitores, apresentando algumas maneiras de solucionar esse problema. É relevante mencionar que o conversor proposto possui um balanceamento natural da tensão sobre os capacitores que compõem o barramento CC de saída, não necessitando de circuitos adicionais para propiciar tal balanceamento, como por exemplo os circuitos propostos por Hasegawa (2011); Karunadasa et al (2018) e Sano (2008). Ao trabalhar com o conversor que possui as saídas isoladas, é possível destacar a isolação em alta frequência que proporciona um volume menor dos elementos magnéticos ao comparar com topologias em que a isolação ocorre em baixa frequência, como a proposta por Kant (2018).

No capítulo 2 foram realizados estudos sobre o funcionamento do conversor. Os modos de operação e as etapas de funcionamento foram descritas. Também foi realizado um estudo quantitativo que resultou no desenvolvimento de equações para determinar as principais grandezas do conversor.

O capítulo 3 trouxe um exemplo de projeto do conversor proposto. Em seguida, no capítulo 4, foram apresentados os resultados de simulações computacionais, com base no exemplo de projeto. Dessas simulações foi possível extrair formas de onda que permitiram caracterizar a topologia. O conversor possui elevado fator de potência na entrada (0,9938), tensão de saída regulada e balanceada, mesmo sob condições de degrau de carga, baixo conteúdo harmônico (2,04%) e alto rendimento (96,7%).

O capítulo 5 trouxe a análise quantitativa da topologia com a inclusão de conversores isolados em ponte acoplados para que as saídas ficassem isoladas.

É possível perceber que o conversor possui potencial para alimentar inversores do tipo NPC e ponte H cascadeado. E quando conectados a inversores de cinco e sete níveis é possível manipular tensões senoidais acima de 1 kV, que é caracterizado como média tensão.

Nos capítulos 4 e 5 foram realizadas simulações para verificar o comportamento do conversor com relação ao balanceamento das tensões nos capacitores do filtro de saída com desequilíbrios de cargas. Com base nessas simulações, curvas de tensão sobre os capacitores em função de percentuais de desequilíbrios de potência foram obtidas. Para realizar a análise foi determinado a faixa de variação da tensão de entrada igual a 30%, sendo considerado 10% acima de 110V (121V) e 20% abaixo de 110V (88V). Em toda a faixa de tensão de entrada, na situação de carga equilibrada cada saída dissipa 750 W, em relação a potência de saída total igual a 3 kW. Depois de definido este valor, foram realizadas simulações para tensões de entrada eficazes iguais a 88V, 110V e 121V e os desbalanceamentos nos resistores R_2 e R_3 em seis pontos (100%; 80%; 60%; 40%; 20%; e 0%) variando a potência dos resistores R_1 e R_4 nos percentuais de desequilíbrios de potência.

Outra característica percebida é que o conversor mostra melhor equilíbrio de tensão sobre os capacitores C_1 e C_4 quando a tensão senoidal apresenta uma amplitude menor ou igual a metade da tensão sobre os capacitores intermediários C_2 e C_3 . Esta situação permite a operação do conversor na região do modo de sobreposição (*overlapping mode*), o qual implica que a razão cíclica dos interruptores é igual ou maior do que 0,5. Nesta condição ocorre a condução simultânea de corrente pelos interruptores controladas S_1 - S_4 , e como consequência a indução de tensão nos enrolamentos secundários do transformador é adequado o que possibilita o envio de energia aos capacitores C_1 e C_4 . Assim, o balanço de tensões nos capacitores C_1 e C_4 é favorável.

Como sugestões para trabalhos futuros:

- 1) Implementação experimental da versão monofásica, visto que devido ao cenário da pandemia decorrente do Coronavírus SARS-COV-2/COVID-19, a Pró-reitoria de Pesquisa e Pós-Graduação da Universidade Federal do Ceará fez algumas recomendações, dentre as quais, que as atividades presenciais em laboratórios ou a realização de estudos de campo fossem suspensas no prazo fixado pelo Provimento e em diretrizes futuras a serem definidas pelo Comitê de Enfrentamento ao COVID-19 na UFC, o plano de trabalho, que previa a

implementação de um protótipo em laboratório foi prejudicado na sua execução, necessitando alteração;

- 2) Realizar a análise qualitativa e quantitativa da versão trifásica e implementar um protótipo do conversor em uma versão trifásica e escala reduzida;
- 3) Testar o funcionamento do conversor com outras topologias de retificadores nos secundários;
- 4) Estudar e projetar uma versão bidirecional do conversor;
- 5) Analisar o comportamento do conversor em frequências mais elevadas de comutação; e
- 6) Estudo de outras técnicas de controle, como por exemplo técnicas de controle não-linear, para a operação do conversor.

6.1 PUBLICAÇÕES RESULTANTES

Artigos científicos completos publicados relacionados ao tema de tese do doutorado:

De revista Qualis A2:

★ LINARD, F. M. A., BASCOPE, R. P. T. **AC–DC boost converter based on T-type multi-state switching cell and output voltage balancing**. *Electronics Letters*, v. 56, p. 949-951, 2020.

De congresso:

LINARD, F. M. A. *et al.* **Conversor CA-CC Monofásico Multinível Tipo T modificado com PFC e tensões de Saída Simétrica Baseadas na CCME**. *In: XXII Congresso Brasileiro de Automática*. João Pessoa, Paraíba, Brasil: 2018.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- A. PRASAD, P. ZIOGAS, S. M. A novel passive waveshaping method for single-phase diode rectifiers. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 31, n. 6, p. 521–530, 1990.
- ABNT. **NBR 14039: Instalações elétricas de média tensão de 1,0 kV a 36,2 kV**, 2003.
- ANDERSEN, R. L.; BARBI, I. A Three-Phase Current-Fed Push – Pull. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 24, n. 2, p. 358–368, 2009.
- ANDERSEN, R. L.; BARBI, I. A ZVS-PWM three-phase current-fed push-pull DC-DC converter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 60, n. 3, p. 838–847, 2013.
- BASCOPE, R. P. T. ; PERIN, A. J. **O Transistor IGBT Aplicado em Eletrônica de Potência**. 1ª ed. Porto Alegre: [s.n.].
- BATSCHAUER, A. L.; MUSSA, S. A.; HELDWEIN, M. L. Three-phase hybrid multilevel inverter based on half-bridge modules. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 59, n. 2, p. 668–678, 2012.
- CACAU, R. G. D. A. **Inversor de cinco níveis baseado na célula de comutação de múltiplos estados tipo T**. [s.l: s.n.].
- DEWAN, S. B. Optimum Input and Output Filters for a Single-Phase Rectifier Power Supply. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. IA-17, n. 3, p. 282–288, 1981.
- FERREIRA NETO, J. A. **Análise Comparativa de Inversores Multiníveis monofásicos baseados em células de comutação com elevação da capacidade de corrente**. [s.l.] Universidade Federal do Ceará, 2014.
- HASEGAWA, K.; AKAGI, H. A new DC-voltage-balancing circuit including a single coupled inductor for a five-level diode-clamped PWM inverter. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 47, n. 2, p. 841–852, 2011.
- KANT, P.; SINGH, B. A multi-pulse AC-DC converter fed 5-level NPC inverter based VCIMD. **2018 IEEMA Engineer Infinite Conference, eTechNxT 2018**, n. 1, p. 1–6, 2018.
- KARUNADASA, J. P. et al. High Performance AC-AC Regenerative 5-Level NPC Converter with Capacitor Voltage Balancing. **2018 2nd International Conference On Electrical Engineering, EECon 2018**, p. 1–7, 2018.
- KLEIN, J.; NALBANT, M. K. Power Factor Correction – Incentives, Standards and

Techniques. **PCIM**, p. 26–31, 1990.

KOLAR, J. W. Solid-State Transformers - On the Origins and Evolution of Key Concepts. **IEEE Industrial Electronics magazine**, n. September, p. 19–28, 2016.

KRAMER, W. et al. Advanced Power Electronic Interfaces for Distributed Energy Systems Part 1 : Systems and Topologies Advanced Power Electronic Interfaces for Distributed Energy Systems Part 1 : Systems and Topologies. **National Renewable Energy Laboratory, Cambridge, MA Rep. NREL/Tp–581–42672**, v. 1, n. March, p. 132, 2008.

LAFUENTE, C. O. et al. Modelagem Simplificada e Controle do Conversor CC-CC Boost de Alto Ganho de Tensão. **XVIII Congresso Brasileiro de Automática**, p. 1561–1567, 2010.

LEE, S.; PARK, J.; CHOI, S. A Three-Phase Current-Fed Push–Pull DC–DC Converter With Active Clamp for Fuel Cell Applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 26, n. 8, p. 2266–2277, ago. 2011.

MARCHESONI, M.; TENCA, P. Diode-clamped multilevel converters: A practicable way to balance DC-link voltages. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 49, n. 4, p. 752–765, 2002.

MCMURRAY, W. **POWER CONVERTER CIRCUITS HAVING A HIGH FREQUENCY** United States, 1970.

MELLO, L. F. P. DE. **Análise e Projeto de Fontes Chaveadas**. São Paulo: [s.n.].

MENEZES, L. M. Projeto Inversol – Desenvolvimento De Uma Fonte Ininterrupta De Energia Com Possibilidade De Uso Em Sistema Fotovoltaico. 2007.

MUHAMMAD H. RASHID. **ELETRÔNICA DE POTÊNCIA Dispositivos, circuitos e aplicações**. 4ª ed. São Paulo: [s.n.].

NODARI, L. M. **Sistema de Controle Digital com Rápida Resposta Transitória para Um Retificador Monofásico Meia-Ponte**. [s.l.] Universidade do Estado de Santa Catarina, 2011.

OGATA, K. **Engenharia de Controle Moderno**. 4ª ed. [s.l.: s.n.].

OOI, G. H. P.; MASWOOD, A. I.; LIM, Z. Five-Level Multiple-Pole PWM AC–AC Converters With Reduced Components Count. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 62, n. 8, p. 4739–4748, ago. 2015.

PAN, Z.; PENG, F. Z. A sinusoidal PWM method with voltage balancing capability for diode-clamped five-level converters. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 45,

n. 3, p. 1028–1034, 2009.

PAN, Z.; PENG, F. Z.; CORZINE, K. A. Voltage Balancing Control of Diode-Clamped Multilevel Rectifier/Inverter Systems. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 41, n. 6, p. 1698–1706, 2005.

PERAÇA, M. T. **Conversores utilizando células de comutação de quatro estados**. [s.l.] Universidade Federal de Santa Catarina, 2008.

POMILIO, J. A. **Pré-reguladores de Fator de Potência**. Disponível em: <<http://www.fee.unicamp.br/dse/antenor/pfp>>. Acesso em: 31 jan. 2019.

RECTIFIER, I. **Datasheet: Hyperfast Rectifier 30EPH06**. Disponível em: <<http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/30eph06.pdf>>. Acesso em: 26 nov. 2018.

RECTIFIER, I. **Datasheet: Ultrafast Soft Recovery Diode Irgp50B60PD**. Disponível em: <<http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irgp50b60pd.pdf>>. Acesso em: 26 nov. 2018.

SANO, K.; FUJITA, H. Voltage-balancing circuit based on a resonant switched-capacitor converter for multilevel inverters. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 44, n. 6, p. 1768–1776, 2008.

SILVEIRA, G. C. **Conversor CC-CC boost baseado na célula de comutação de três estados para alimentação de inversores com divisor capacitivo**. [s.l.] Universidade Federal do Ceará, 2011.

SINGH, B. et al. A Review of Three-Phase Improved Power Quality AC – DC Converters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 51, n. 3, p. 641–660, 2004.

TANG, W.; LEE, F. C.; RIDLEY, R. B. Small-signal modeling of average current-mode control. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 8, n. 2, p. 112–119, abr. 1993.

TODD, P. C. UC3854 Controlled Power Factor Correction Circuit Design. **Unitrode Application Note U-134**, p. 10–303, 1999.

VENABLE, H. **The K factor: A new mathematical tool for stability analysis and synthesis** *Proc. Powercon*, 1983. Disponível em: <<http://citeseerx.ist.psu.edu/viewdoc/download?doi=10.1.1.196.6850&rep=rep1&type=pdf>>

VORPÉRIAN, V. Simplified Analysis of PWM Converters Using Model of PWM Switch Part II: Discontinuous Conduction Mode. v. 26, n. 3, p. 497–505, maio 1990a.

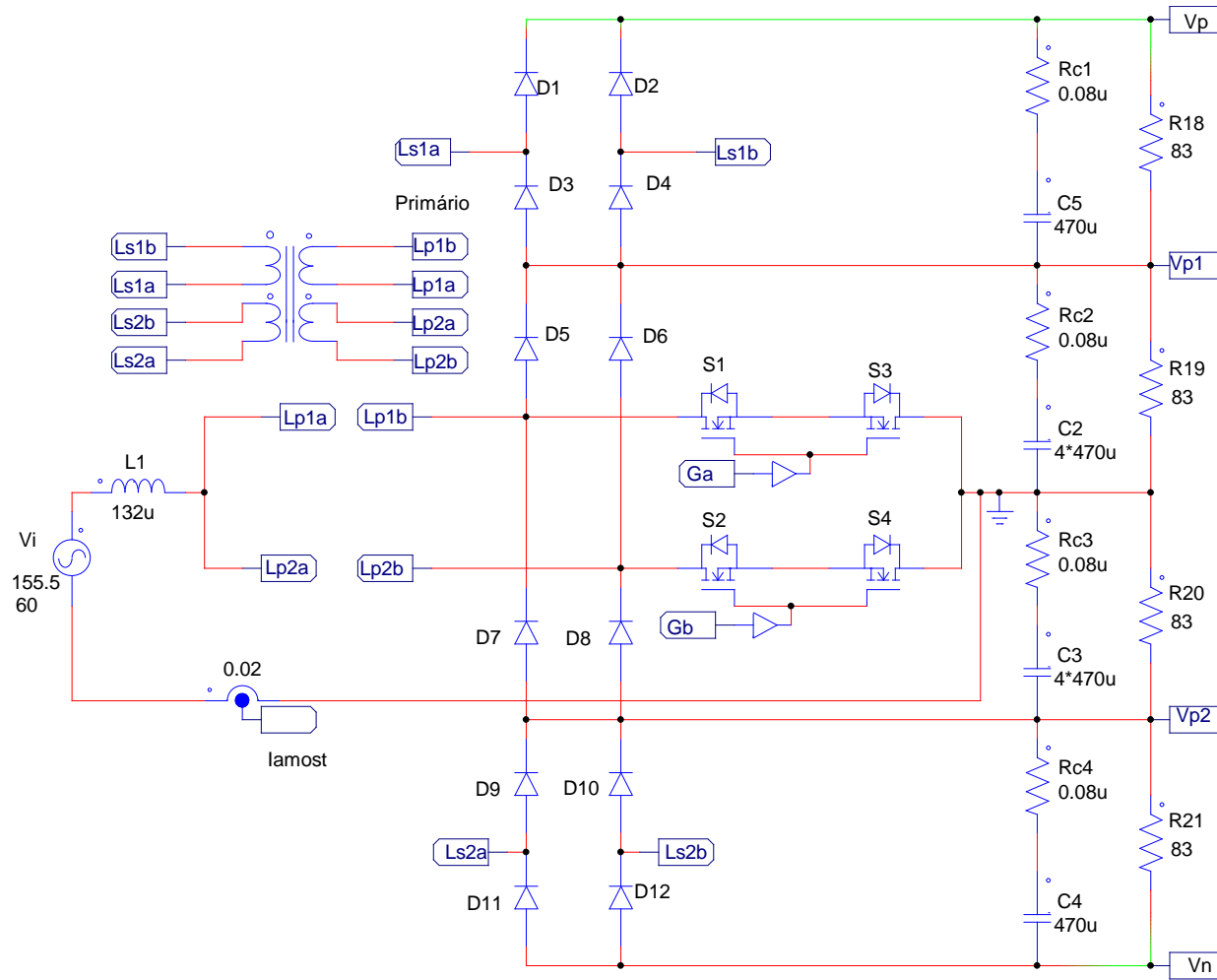
VORPÉRIAN, V. Simplified Analysis of PWM Converters Using Model of PWM Switch Part I: Continuous Conduction Mode. **IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems**, v. 26, n. 3, p. 490–496, maio 1990b.

YARAMASU, V. et al. High-power wind energy conversion systems: State-of-the-art and emerging technologies. **Proceedings of the IEEE**, v. 103, n. 5, p. 740–788, 2015.

YARAMASU, V.; WU, B. Predictive Control of a Three-Level Boost Converter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 29, n. 10, p. 5308–5322, 2014.

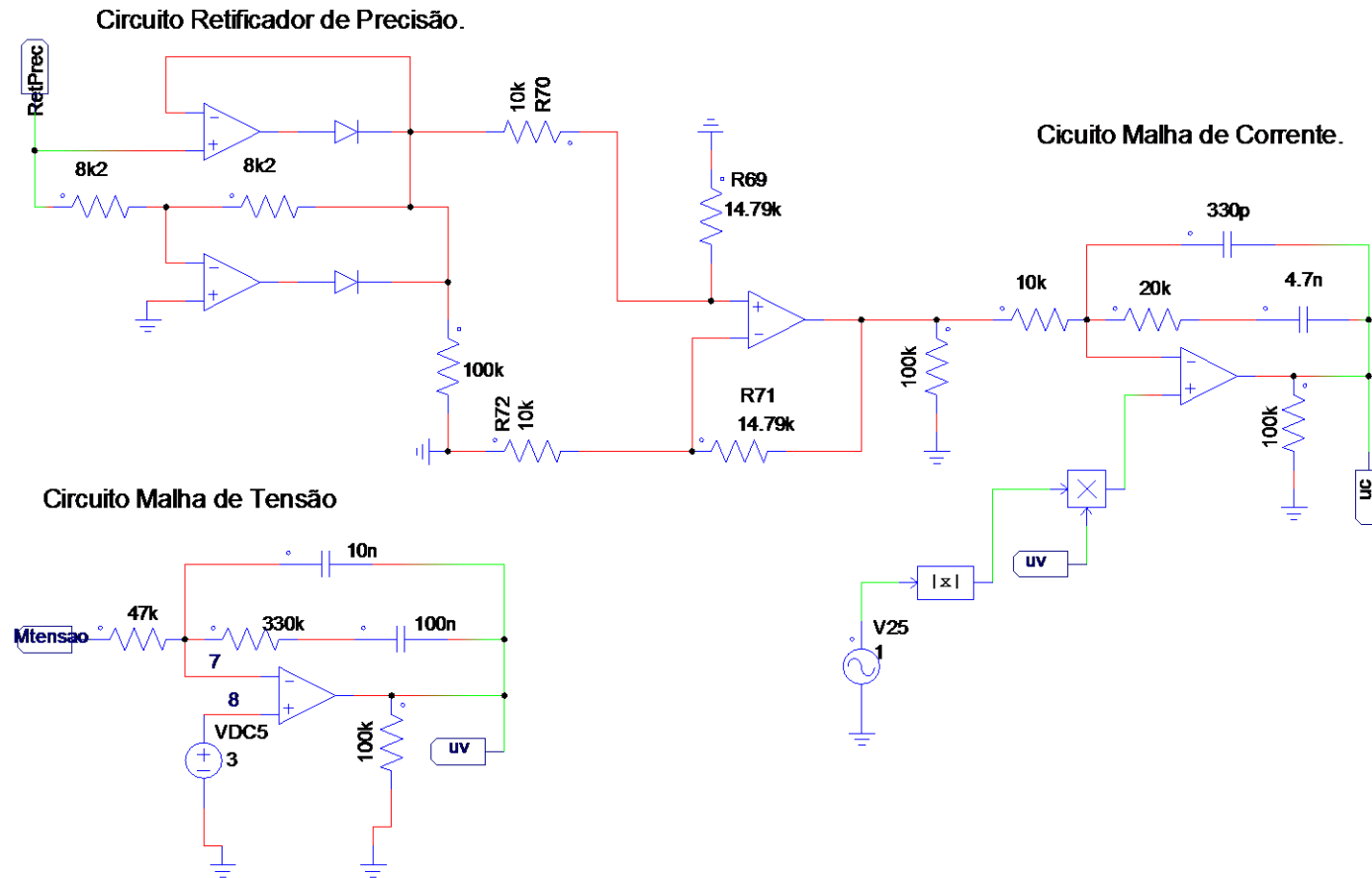
APÊNDICE A
(ESQUEMÁTICO DO CIRCUITO SIMULADO)

Figura A - 1 - Circuito de potência do conversor simulado.



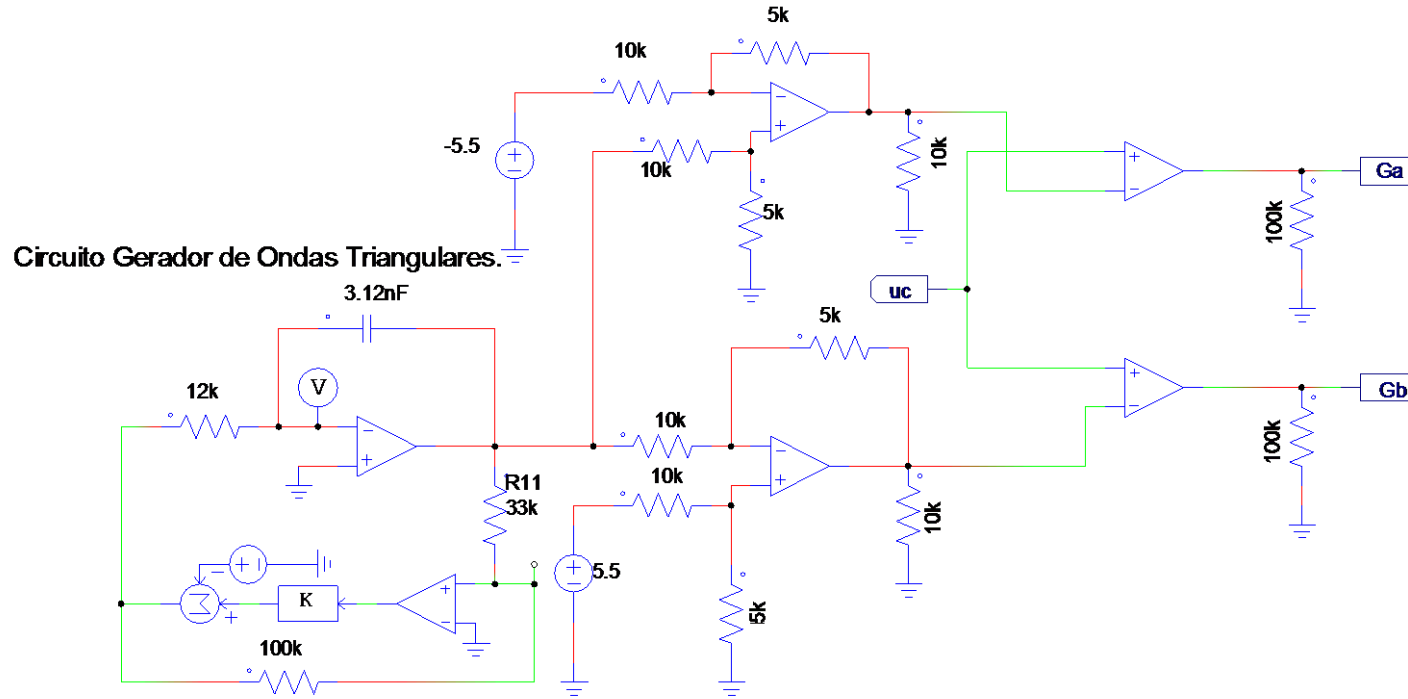
Fonte: A própria autora

Figura A - 2 - Circuito de controle do conversor simulado.



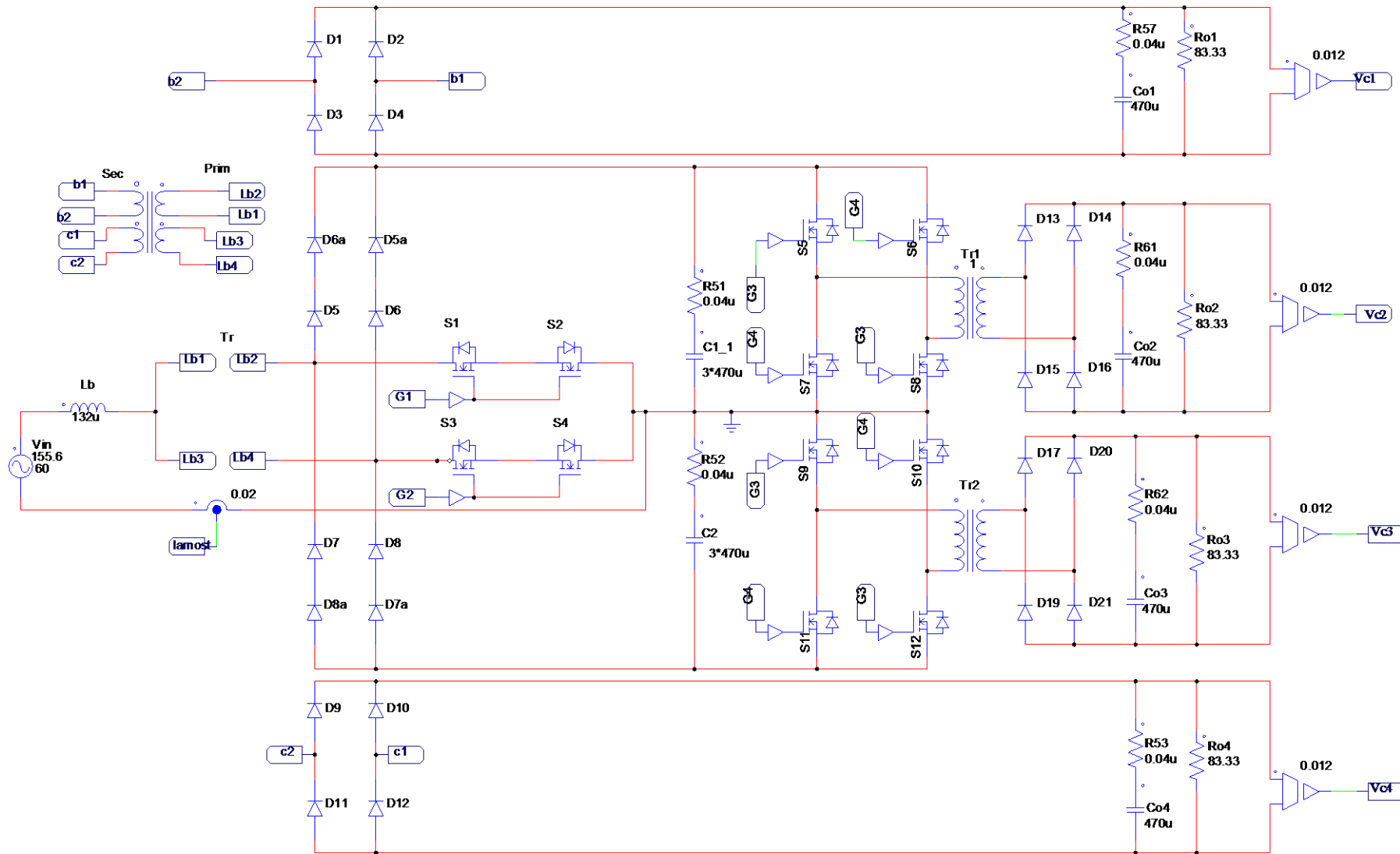
Fonte: A própria autora

Figura A - 3 - Circuito simulado da geração das ondas triangulares.



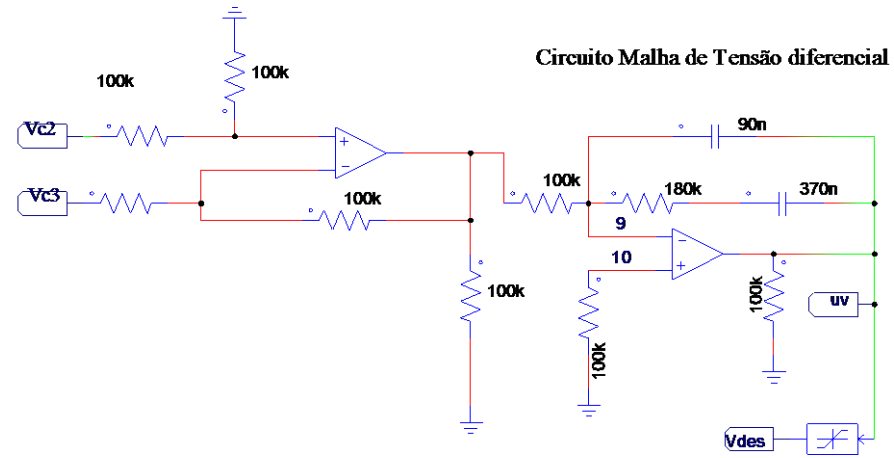
Fonte: A própria autora

Figura A - 4 - Circuito de potência do conversor simulado com saídas isoladas.



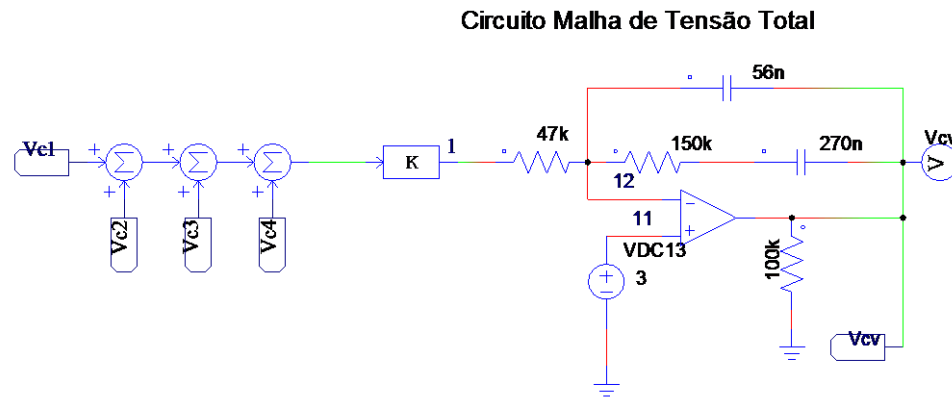
Fonte: A própria autora

Figura A - 5 - Circuito simulado da malha de tensão diferencial do conversor com saídas isoladas.



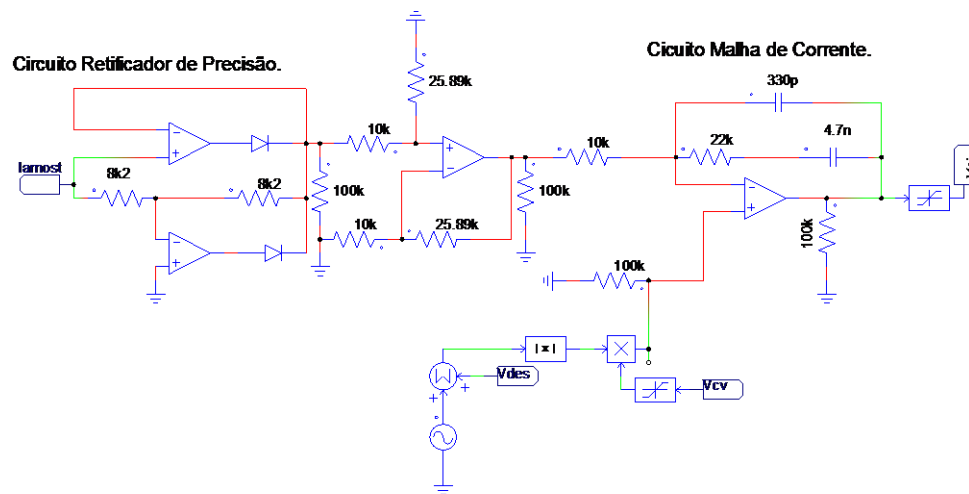
Fonte: A própria autora.

Figura A - 6 - Circuito simulado da malha de tensão externa do conversor com saídas isoladas.



Fonte: A própria autora.

Figura A - 7 - Circuito simulado da malha de corrente com saídas isoladas.

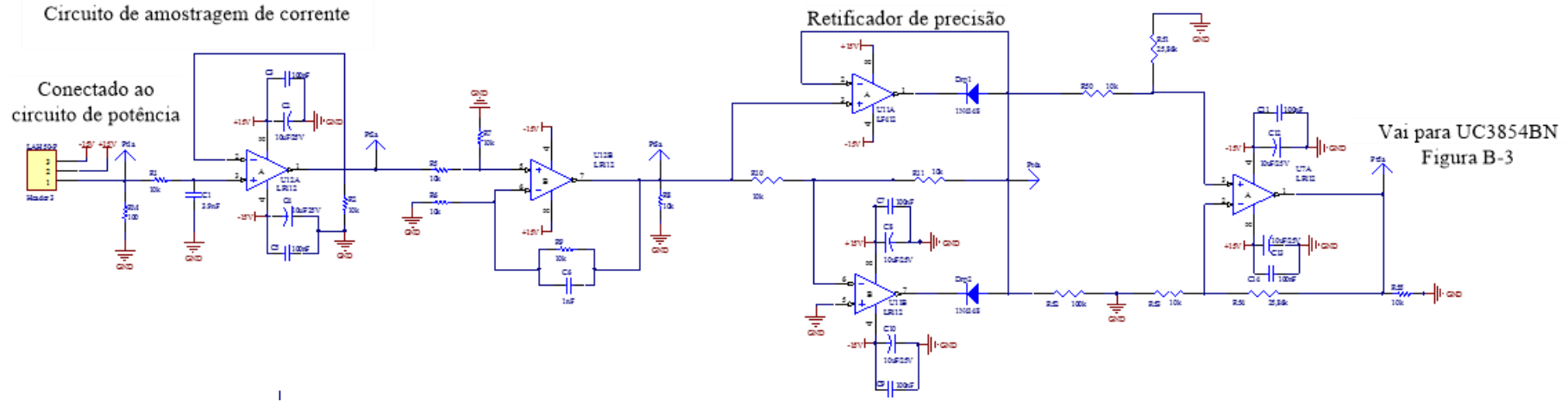


Fonte: A própria autora.

APÊNDICE B

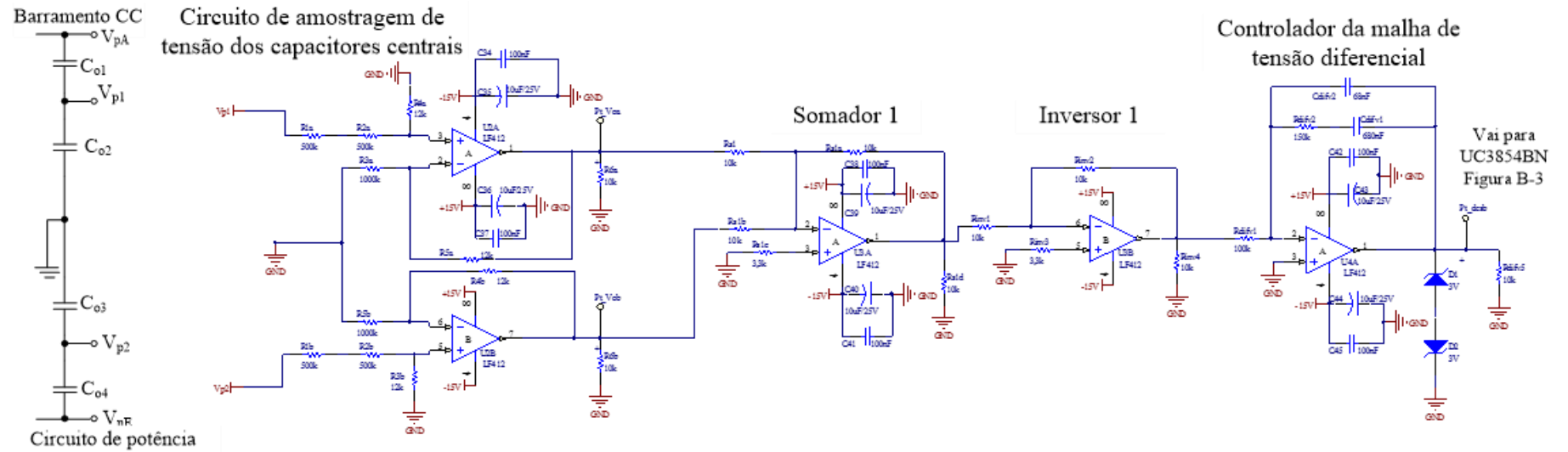
(ESQUEMÁTICO DO CIRCUITO CONTROLE UTILIZANDO O CI UC3854BN)

Figura B - 1 - Circuito de amostragem de corrente.



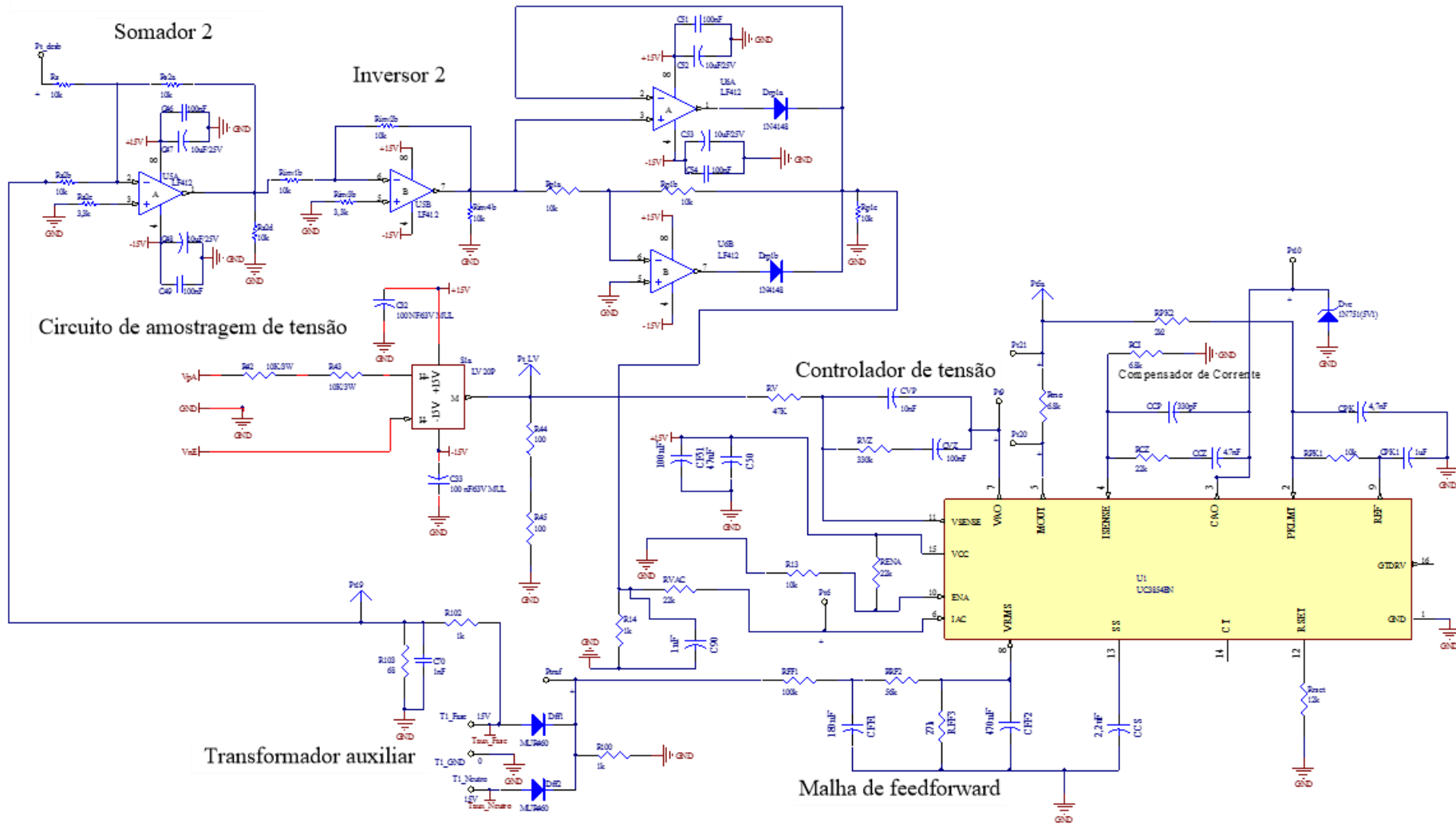
Fonte: A própria autora.

Figura B - 2 - Circuito de controle da malha de tensão diferencial.



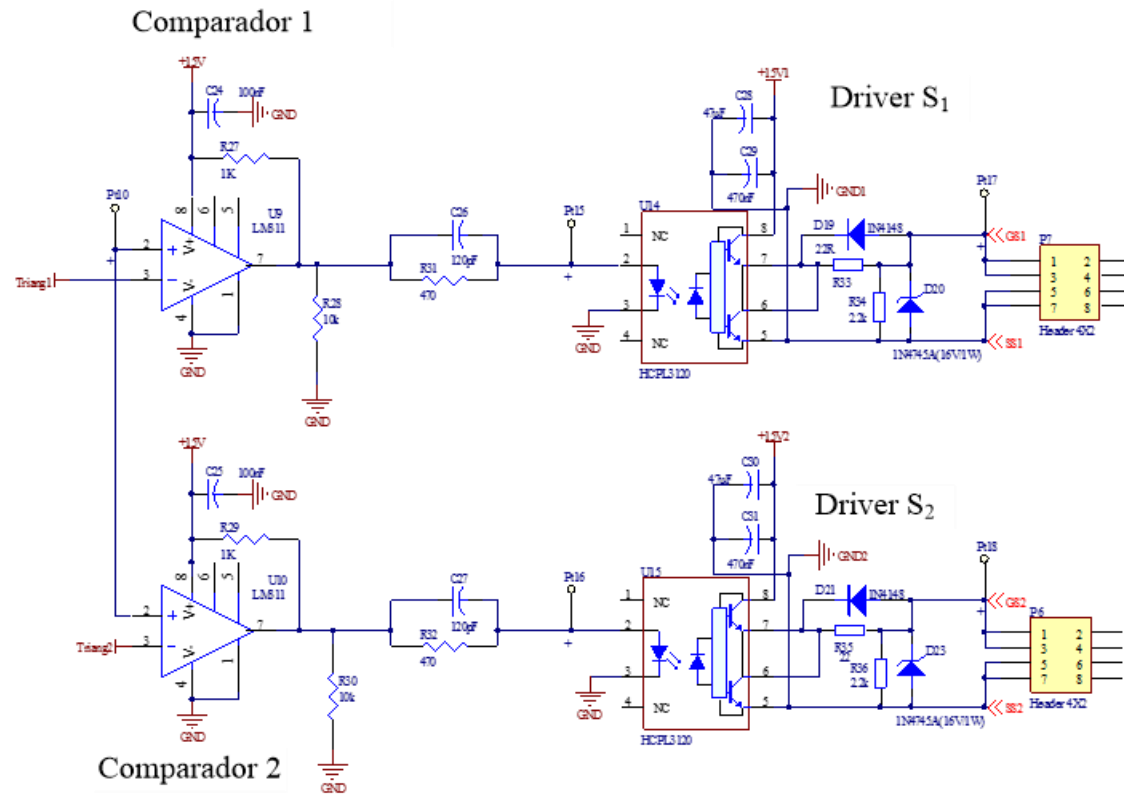
Fonte: A própria autora.

Figura B - 3 - Circuito da malha de tensão externa e conexão ao CI UC3854BN.



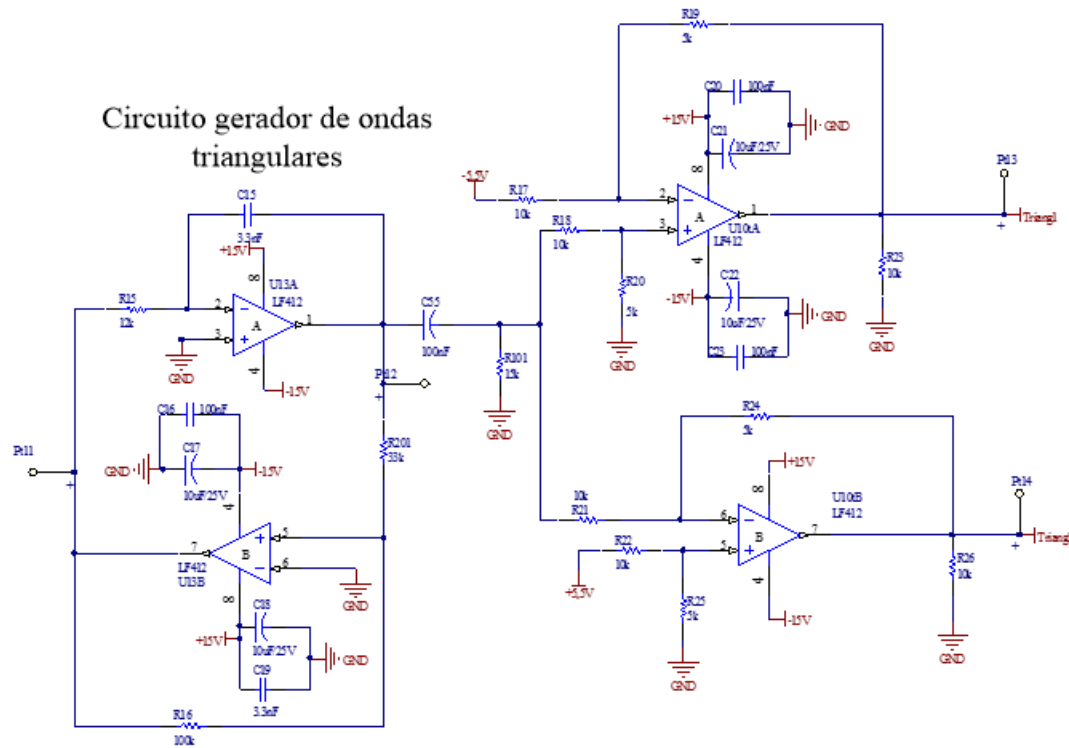
Fonte: A própria autora.

Figura B - 4 - Circuito de acionamento dos interruptores.



Fonte: A própria autora.

Figura B - 5 - Circuito gerador de ondas triangulares.



Fonte: A própria autora.