



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

JOSÉ WILLAMY MEDEIROS DE ARAÚJO

**CONVERSOR CA-CC MULTINÍVEL DE ESTÁGIO INTEGRADO PARA
APLICAÇÃO EM TRANSFORMADORES DE ESTADO SÓLIDO**

FORTALEZA

2022

JOSÉ WILLAMY MEDEIROS DE ARAÚJO

CONVERTOR CA-CC MULTINÍVEL DE ESTÁGIO INTEGRADO PARA APLICAÇÃO
EM TRANSFORMADORES DE ESTADO SÓLIDO

Tese apresentada ao Curso de Doutorado em Engenharia Elétrica do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará como parte dos requisitos para obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica. Área de Concentração: Sistemas de Energia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Demercil de Souza Oliveira Júnior.

FORTALEZA

2022

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação
Universidade Federal do Ceará
Sistema de Bibliotecas
Gerada automaticamente pelo módulo Catalog, mediante os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

A689c Araújo, José Willamy Medeiros de.

Conversor ca-cc multinível de estágio integrado para aplicação em transformadores de estado sólido / José Willamy Medeiros de Araújo. – 2022.
251 f. : il. color.

Tese (doutorado) – Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Fortaleza, 2022.

Orientação: Prof. Dr. Demercil de Souza Oliveira Júnior.

1. Conversor ca-cc multinível. 2. Correção de fator de potência. 3. Transformador de estado sólido. 4. Controle de magnetização. 5. Estágio integrado. I. Título.

CDD 621.3

JOSÉ WILLAMY MEDEIROS DE ARAÚJO

CONVERSOR CA-CC MULTINÍVEL DE ESTÁGIO INTEGRADO PARA APLICAÇÃO
EM TRANSFORMADORES DE ESTADO SÓLIDO

Tese apresentada ao Curso de Doutorado em Engenharia Elétrica do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará como parte dos requisitos para obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica. Área de Concentração: Sistemas de Energia Elétrica.

Aprovada em: 22/11/2022

BANCA EXAMINADORA

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

Prof. Dr. Cassiano Rech
Universidade Federal de Santa Maria (UFSM)

Prof. Dr. Levy Ferreira Costa
Eindhoven University of Technology (TU/e)

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

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

A Deus.

À minha mãe Maria de Jesus.

Ao meu pai José Alves.

AGRADECIMENTOS

Primeiramente, agradeço à minha mãe, Maria de Jesus Medeiros de Araújo, e ao meu pai, José Alves de Araújo, por todo amor, carinho e suporte durante minha vida.

Agradeço às minhas irmãs, Alexandra Medeiros Lima e Patrícia Medeiros dos Santos, por toda a atenção e assistência, tanto financeira quanto afetiva, que foram cruciais para que eu pudesse desenvolver meus estudos.

À minha companheira, Anna Karine Barbosa de Oliveira, pelo amor, paciência e compreensão, durante todos esses anos de doutorado. Sua cumplicidade nessa trajetória tornou meu caminho bem mais tranquilo e feliz.

Agradeço à minha amiga Marcella Facó Soares, que insistiu que eu entrasse nessa empreitada, assim como esteve presente em diversos momentos da minha vida. Certamente sem ela nem teria começado essa pós-graduação.

Agradeço à minha amiga Rosa Ângela Cortês de Brito, que pode não entender nada de engenharia elétrica, mas que me ajudou com um conhecimento muito mais importante sobre a vida entre um café e uma cerveja.

Ao meu orientador Demercil de Souza Oliveira Júnior, por acreditar no meu trabalho e por sempre estar disposto a ajudar, transmitindo sempre confiança e conhecimento.

Aos professores Cassiano Rech, René Pastor, Paulo Praça e Levy Ferreira por participarem desta banca avaliadora.

Aos demais professores e funcionários do Departamento de Engenharia Elétrica, pela contribuição direta ou indireta no trabalho durante todo o programa de pós-graduação.

Aos colegas de pós-graduação, pelas contribuições nos momentos de dificuldades ou simplesmente por fazerem parte dos momentos de descontração, como nas horas do café e *GPEC-Beer*. Em especial gostaria de citar os amigos de trabalho: Dalton de Araújo, Juliano Pacheco, Bruno Ricardo, Kristian Pessoa, Samuel Queiroz, Cícero Alisson, Samanta Gadelha, Débora Nascimento, Raimundo Nonato, Guilherme Pinheiro. Perdoem-me caso tenha esquecido o nome de alguém.

Aos órgãos governamentais, CAPES e CNPq, que contribuíram com o apoio financeiro necessário à realização deste trabalho, no sentido de promover o desenvolvimento científico e tecnológico.

Finalmente, agradeço a todos aqueles que de alguma maneira contribuíram para conclusão deste trabalho.

“A persistência é o caminho do êxito.”

(Charles Chaplin)

“Dê-me seis horas para derrubar uma árvore e
passarei as quatro primeiras afiando o
machado.”

(Abraham Lincoln)

RESUMO

Este trabalho propõe o estudo e desenvolvimento de um conversor CA-CC multinível de estágio integrado para aplicação em transformador de estado sólido. O conversor possui uma estrutura bidirecional e que pode ser modularizada para a aplicação em média tensão com três módulos por fase, sendo cada célula composta de um conversor contendo um *dual active bridge* (DAB) com uma estrutura *interleaving*. É realizada uma análise qualitativa onde é mostrada a técnica de modulação assim como a estratégia de controle necessária para o conversor. Um novo controle de magnetização multivariável é proposto para o correto funcionamento do conversor. É realizada uma análise quantitativa determinando a ondulação da corrente CA, ondulação da tensão dos capacitores e os esforços nos semicondutores assim como a análise das perdas. Os procedimentos de projeto necessários para a construção do protótipo são discutidos, evidenciando a isolação por fibra óptica, tempo de cálculo e modulador. Por fim, é realizada a validação do estudo através de resultados de simulação e experimentais. É obtida uma grande similaridade entre a modelagem desenvolvida e os valores obtidos em simulação. A bidirecionalidade da estrutura e a dinâmica das malhas de controle são validadas através de ensaios de inversão de fluxo de potência apresentando um tempo de acomodação inferior a 500 ms. Resultados experimentais com um módulo, três módulos em uma única fase e um módulo por fase no sistema trifásico são apresentados com grande similaridade com a simulação, validando as características necessárias para a aplicação em um transformador de estado sólido. A topologia é capaz de operar com fator de potência unitário e THD de 2,84 % para um módulo e 4,62 % para a estrutura trifásica. É mostrada a curva de rendimento do conversor alcançando um valor máximo de 97 % e 95,2% em condição nominal. É obtido um correto balanceamento dos módulos assim como um equilíbrio das correntes sintetizadas no sistema trifásico. A malha de controle de magnetização desenvolvida apresenta uma grande importância tendo em vista que o conversor não foi capaz de alcançar o regime nominal sem a malha. Comparações com outras estruturas são realizadas demonstrando as vantagens e desvantagens do conversor.

Palavras-chave: Conversor CA-CC multinível, correção de fator de potência, transformador de estado sólido, controle de magnetização, estágio integrado.

ABSTRACT

This work proposes the study and development of an integrated stage multi-level AC-DC converter for application in solid-state transformers. The converter has bidirectional capability and can be modularized for medium voltage application with three modules per phase, each cell being composed of a converter containing a dual active bridge (DAB) and an interleaving structure. A qualitative analysis is performed showing the modulation technique as well as the control strategy needed for the converter. A new multivariable magnetization control is proposed for the correct operation of the converter. A quantitative analysis is performed determining the AC current ripple, capacitor voltage ripple and the semiconductors efforts as well as the losses analysis. The necessary design procedures for the construction of the prototype are discussed, highlighting the fiber optic insulation, calculation time and modulator. Finally, the validation of the study is carried out through simulation and experimental results. A great similarity is obtained between the developed modeling and simulation. The bidirectionality of the structure and the control loops dynamics are validated through power flow inversion tests with an accommodation time of less than 500 ms. Experimental results with one module, three modules in a single phase and one module per phase in a three-phase system are presented with great similarity with the simulation, validating the necessary characteristics for the solid state transformer application. The topology is capable of operating with unity power factor and THD of 2.84% for one module and 4.62% for the three-phase structure. The efficiency curve of the converter is shown, reaching a maximum efficiency of 97% and 95.2% in rated condition. A correct balance of the modules is obtained, as well as a balance of the currents synthesized in the three-phase system. The developed magnetization control loop is of great importance considering that the converter was not able to reach the rated regime without it. Comparisons with other structures are performed demonstrating the advantages and disadvantages of the converter.

Keywords: Multi-level AC-DC converter, power factor correction, solid state transformer, magnetizing control, integrated-stage.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1	– Micro rede.....	28
Figura 1.2	– Classificação dos transformadores de estado sólido: (a) estágio único, (b) dois estágios com barramento de baixa tensão, (c) dois estágios com barramento de alta tensão e (d) três estágios.	29
Figura 2.1	– Conversor matricial com recuperação da energia de dispersão.....	36
Figura 2.2	– Dyna-C.	36
Figura 2.3	– Conversor matricial indireto com ressonância em série de estágio único.	37
Figura 2.4	– Conversor modular multinível.....	39
Figura 2.5	– Conversor modular multinível com <i>link</i> em alta frequência.	39
Figura 2.6	– Conversor modular multinível com <i>interleaving</i>	40
Figura 2.7	– Conversor modular com DAB.....	41
Figura 2.8	– Conversor ressonante.....	42
Figura 2.9	– TIPS.....	43
Figura 2.10	– Topologia analisada: (a) com dois transformadores e (b) integrada.	45
Figura 2.11	– Estrutura modular trifásica.	46
Figura 2.12	– Sistema de potência.	47
Figura 3.1	– Estados do secundário.	49
Figura 3.2	– Estados do primário.....	50
Figura 3.3	– Modulação utilizada no conversor.....	52
Figura 3.4	– Tensão multinível total do conversor: (a) um módulo, (b) dois módulos, (c) três módulos e (d) ponto de medição.....	53
Figura 3.5	– Três módulos: (a) tensão multinível total e (b) setor.....	54
Figura 3.6	– Estratégia de controle geral	56
Figura 3.7	– DSOGI-FLL.	57
Figura 3.8	– Componente contínua: (a) positiva, (b) negativa.....	60
Figura 3.9	– Modelo equivalente do conversor DAB.	61
Figura 3.10	– Diagrama de blocos do sistema com controle de magnetização.	65
Figura 3.11	– Controle de magnetização com modulador.	65
Figura 3.12	– Correntes no conversor.....	67
Figura 3.13	– Regiões de operação do conversor: (a) região 1, (b) região 2, (c) região 3 e (d) região 4.....	69

Figura 3.14 – Potência instantânea do conversor: (a) região 1, (b) região 2, (c) região 3 e (d) região 4.....	70
Figura 3.15 – Transição das regiões: (a) ciclo de trabalho do transformador; (b) tensão multinível; (c) tensões e corrente do transformador; (d) detalhe da tensão multinível; (e) detalhe das tensões e corrente do transformador.	75
Figura 3.16 – Análise do transformador não integrado em função da defasagem: (a) potência ativa, (b) potência total, (c) corrente eficaz e (d) fator de potência.	78
Figura 3.17 – Análise do transformador não integrado em função do índice de modulação: (a) potência ativa, (b) potência total, (c) corrente eficaz e (d) fator de potência.....	79
Figura 3.18 – Análise do transformador integrado em função do índice de modulação: (a) potência ativa, (b) potência total, (c) corrente eficaz e (d) fator de potência.	80
Figura 3.19 – Análise do transformador integrado em função do índice de modulação: (a) potência ativa, (b) potência total, (c) corrente eficaz e (d) fator de potência.	81
Figura 3.20 – Comparação entre os dois sistemas em função do índice de modulação: (a) corrente eficaz e (b) potência total.	82
Figura 3.21 – Comparação entre os dois sistemas em função da defasagem: (a) corrente eficaz e (b) potência total.....	83
Figura 3.22 – Componente em baixa frequência da corrente no transformador em função: (a) da defasagem e (b) do índice de modulação.	83
Figura 3.23 – Entrada CA do conversor.	84
Figura 3.24 – Ondulação de corrente na entrada	85
Figura 3.25 – Correntes no conversor.....	86
Figura 3.26 – Correntes nas chaves: (a) i_{S1} , (b) i_{S3} e (c) i_{S7}	88
Figura 3.27 – Correntes: (a) i_{T3} , (b) i_{D3} , (c) i_{T7} e (d) i_{D7}	89
Figura 3.28 – Corrente na chave S_3 no instante da entrada em: (a) condução e (b) bloqueio.	91
Figura 3.29 – Corrente na chave S_7 na entrada em: (a) condução e (b) bloqueio.	92
Figura 3.30 – Magnéticos do conversor.....	94
Figura 3.31 – Perdas no conversor.....	100
Figura 3.32 – Conversor ressonante LLC.	101
Figura 3.33 – Comparativo do conversor proposto com o ressonante LLC.	101
Figura 3.34 – Estrutura dos transformadores: (a) topologia com dois transformadores e (b) topologia com transformadores integrados.	102

Figura 3.35	– Perdas no transformador: (a) integrado, (b) interfase e (c) sem tap.	104
Figura 3.36	– Valor médio quase instantâneo da componente de alta frequência variando: (a) ângulo de defasagem e (b) índice de modulação.	106
Figura 3.37	– Valor médio quase instantâneo da corrente do capacitor do secundário variando: (a) ângulo de defasagem e (b) índice de modulação.	107
Figura 3.38	– Ondulação da tensão do capacitor do secundário variando: (a) ângulo de defasagem e (b) índice de modulação.....	108
Figura 3.39	– Valor médio quase instantâneo da componente de baixa frequência nas chaves de alta frequência variando: (a) ângulo de defasagem e (b) índice de modulação.....	108
Figura 3.40	– Valor médio quase instantâneo da chave de alta frequência do primário variando: (a) ângulo de defasagem e (b) índice de modulação.	109
Figura 3.41	– Valor médio quase instantâneo da corrente do capacitor primário variando: (a) ângulo de defasagem e (b) índice de modulação.	109
Figura 3.42	– Ondulação da tensão do capacitor primário variando: (a) ângulo de defasagem e (b) índice de modulação.....	110
Figura 3.43	– Valor médio quase instantâneo considerando apenas a componente da corrente de entrada variando: (a) ângulo de defasagem e (b) índice de modulação.....	111
Figura 3.44	– Valor médio quase instantâneo na corrente do capacitor em uma estrutura retificadora desacoplada variando: (a) ângulo de defasagem e (b) índice de modulação.....	112
Figura 3.45	– Ondulação do capacitor em uma estrutura retificadora desacoplada variando: (a) ângulo de defasagem e (b) índice de modulação.	112
Figura 3.46	– Comparação da ondulação no capacitor primário das estruturas desacoplados e com estágio integrado variando: (a) ângulo de defasagem e (b) índice de modulação.....	112
Figura 4.1	– Diagrama de blocos da malha de corrente.....	116
Figura 4.2	– Função de transferência de laço aberto da corrente sem compensador.....	117
Figura 4.3	– Função de transferência de laço aberto da corrente de entrada com compensador.....	118
Figura 4.4	– Resposta ao degrau da malha de corrente.....	118
Figura 4.5	– Diagrama de blocos da malha de tensão do barramento primário.....	119

Figura 4.6	– Função de transferência de laço aberto da tensão de entrada sem compensador.....	120
Figura 4.7	– Função de transferência de laço aberto da tensão de entrada com compensador.....	121
Figura 4.8	– Resposta ao degrau da malha do barramento primário.....	121
Figura 4.9	– Diagrama de blocos da malha da tensão de saída.....	122
Figura 4.10	– Função de transferência de laço aberto da tensão de saída sem compensador	123
Figura 4.11	– Função de transferência de laço aberto da tensão de saída com compensador.	124
Figura 4.12	– Resposta ao degrau da malha da tensão de saída.....	124
Figura 4.13	– Diagrama de blocos da malha de balanceamento das tensões de primário. .	125
Figura 4.14	– Função de transferência de laço aberto de balanceamento dos primários sem compensador.....	126
Figura 4.15	– Função de transferência de laço aberto de balanceamento dos primários com compensador.....	127
Figura 4.16	– Resposta ao degrau da malha de balanceamento das tensões de primário. .	127
Figura 4.17	– Resposta ao degrau da malha magnetização: (a) degrau na magnetização e (b) degrau na corrente do secundário.	129
Figura 4.18	– Rejeição de distúrbio na malha de magnetização.....	129
Figura 5.1	– Simulação em regime permanente no modo retificador com um módulo: (a) tensão multinível e tensão CA, (b) tensão e corrente CA, (c) tensão do barramento primário e secundário.	132
Figura 5.2	– Ondulação da corrente CA com um módulo.	132
Figura 5.3	– Espectro da corrente CA no modo retificador: (a) alta frequência e (b) baixa frequência.	133
Figura 5.4	– Espectro das tensões dos barramentos no modo retificador: (a) secundário e (b) primário.....	133
Figura 5.5	– Tensões e corrente do secundário do transformador no modo retificador: (a) perfil, (b) detalhe da região 4, (c) detalhe da região 2 e (d) detalhe da região 1.	134
Figura 5.6	– Simulação em regime permanente no modo inversor com um módulo: (a) tensão multinível e tensão CA, (b) tensão e corrente CA, (c) tensão no barramento primário e secundário.	135

Figura 5.7	–	Espectro da corrente CA no modo inversor: (a) alta frequência e (b) baixa frequência.	136
Figura 5.8	–	Espectro das tensões dos barramentos no modo inversor: (a) secundário e (b) primário.	136
Figura 5.9	–	Tensões e corrente do transformador no modo retificador: (a) perfil, (b) região 4, (c) região 2 e (d) região 1.	137
Figura 5.10	–	Simulação de um degrau bidirecional do modo inversor para o retificador: (a) tensão e corrente CA, (b) tensão nos barramentos primário e secundário e (c) ângulo de defasagem.	138
Figura 5.11	–	Simulação de um degrau bidirecional do modo retificador para o inversor: (a) tensão e corrente CA, (b) tensão dos barramentos primário e secundário e (c) ângulo de defasagem.	139
Figura 5.12	–	Simulação das correntes do controle de magnetização: (a) corrente de magnetização e valor médio medido e (b) corrente do secundário e valor médio medido.	140
Figura 5.13	–	Simulação de um degrau de referência na corrente de magnetização: (a) corrente de magnetização e valor médio medido, (b) sinal de controle da ponte primária, (c) corrente do secundário e valor médio medido e (d) sinal de controle da ponte secundária.	141
Figura 5.14	–	Simulação de um degrau de carga no modo retificador: (a) tensão nos barramentos primário e secundário, (b) corrente CA, (c) corrente de magnetização e valor médio medido e (d) corrente do secundário e valor médio medido.	142
Figura 5.15	–	Simulação da desativação do controle de magnetização: (a) em regime permanente e (b) durante degrau de carga de 50% no modo retificador.	143
Figura 5.16	–	Comparativo da modelagem matemática com valores simulados considerando o ângulo de defasagem fixo em 30°: (a) potência ativa, (b) potência total, (c) corrente RMS e (d) fator de potência.	144
Figura 5.17	–	Comparativo da modelagem matemática com valores simulados considerando o índice de modulação fixo em 0,8: (a) potência ativa, (b) potência total, (c) corrente RMS e (d) fator de potência.	145
Figura 5.18	–	Simulação em regime permanente no modo retificador com três módulos por fase: (a) tensões multiníveis, (b) tensões e correntes CA, (c) tensão do barramento secundário e (d) média da tensão dos barramentos primários.	147

Figura 5.19	– Simulação das tensões dos barramentos primários: (a) primeiro módulo de cada fase, (b) segundo módulo de cada fase e (c) terceiro módulo de cada fase.....	148
Figura 5.20	– Espectro da corrente para o sistema com três módulos por fase: (a) baixa frequência e (b) alta frequência.	149
Figura 5.21	– Espectro das tensões dos barramentos no modo retificador com três módulos em cada fase: (a) secundário, (b) primário e (c) média dos barramentos primários.....	149
Figura 5.22	– Ondulação da corrente CA com três módulos em cada fase.	150
Figura 5.23	– Tensões e corrente dos transformadores no modo retificador.....	151
Figura 5.24	– Correntes do secundário dos transformadores: (a) primeiro módulo de cada fase, (b) segundo módulo de cada fase e (c) terceiro módulo de cada fase..	151
Figura 5.25	– Simulação de um degrau bidirecional do modo inversor para o retificador com três módulos por fase: (a) tensão do barramento secundário e média das tensões dos barramentos primários, (b) tensão e corrente CA, (c) correntes CA e (d) ângulo de defasagem.	153
Figura 5.26	– Simulação da tensão nos barramentos primários durante degrau do modo inversor para retificador com três módulos por fase: (a) primeiro módulo de cada fase, (b) segundo módulo de cada fase e (c) terceiro módulo de cada fase.....	154
Figura 5.27	– Simulação de um degrau bidirecional do modo retificador para o inversor: (a) tensão do barramento secundário e média das tensões dos barramentos primários, (b) tensão e corrente CA, (c) correntes CA e (d) ângulo de defasagem.	155
Figura 5.28	– Simulação da tensão dos barramentos primários durante degrau do modo retificador para inversor com três módulos por fase: (a) primeiro módulo de cada fase, (b) segundo módulo de cada fase e (c) terceiro módulo de cada fase.....	156
Figura 6.1	– Protótipo montado em laboratório: (a) vista frontal, (b) vista superior e (c) diagrama de blocos da vista superior.....	159
Figura 6.2	– Detalhe do módulo de potência: (a) <i>driver</i> , (b) barramento capacitivo, (c) aquisição e comunicação modelo 1, (d) aquisição e comunicação modelo 2 e (e) módulo montado.	160

Figura 6.3	– Magnéticos do protótipo: (a) indutor de entrada, (b) indutor de transferência de potência, (c) transformador integrado e (d) módulo com magnéticos.	162
Figura 6.4	– Placas de controle e medição da porta CA: (a) vista lateral das placas, (b) vista superior das placas, (c) placa de fibras e (d) placa de medição da tensão e corrente CA.....	163
Figura 6.5	– Tarefas executadas em cada processador.	165
Figura 6.6	– Sinais presentes no sistema.....	166
Figura 6.7	– Regime permanente no modo retificador com um módulo: (a) tensão multinível e tensão de entrada, (b) tensão e corrente CA, (c) tensão do barramento primário e do secundário e (d) tensão do barramento secundário com valor filtrado.	167
Figura 6.8	– Espectro da corrente CA no modo retificador: (a) alta frequência e (b) baixa frequência.	168
Figura 6.9	– Espectro das tensões dos barramentos no modo retificador: (a) secundário e (a) primário.	169
Figura 6.10	– Tensões e corrente do secundário do transformador no modo retificador: (a) perfil, (b) região 4, (c) região 2 e (d) região 1.	170
Figura 6.11	– Regime permanente no modo inversor com um módulo: (a) tensão multinível e tensão CA, (b) tensão e corrente CA, (c) tensão no barramento primário e secundário e (d) tensão no barramento secundário com valor filtrado.....	171
Figura 6.12	– Espectro da corrente CA no modo inversor: (a) alta frequência e (b) baixa frequência.	172
Figura 6.13	– Espectro das tensões dos barramentos no modo inversor: (a) secundário e (a) primário.	173
Figura 6.14	– Tensões e corrente do secundário do transformador no modo inversor: (a) perfil, (b) região 4, (c) região 2 e (d) região 1.	174
Figura 6.15	– Degrau bidirecional do modo retificador para o inversor: (a) tensão e corrente CA, (b) tensão multinível, (c) tensão nos barramentos primário e secundário e (d) ângulo de defasagem.....	175
Figura 6.16	– Degrau bidirecional do modo inversor para o retificador: (a) tensão e corrente CA, (b) tensão multinível, (c) barramentos primário e secundário e (d) ângulo de defasagem.	176
Figura 6.17	– Tensão aplicada pela ponte primária e corrente de magnetização: (a) tensão do barramento primário 50% abaixo do valor nominal e sem malha	

	<i>feedforward</i> , (b) tensão do barramento primário na condição nominal e sem malha de <i>feedforward</i> , (c) tensão nominal com malha de <i>feedforward</i> e (d) moduladora e respectivo sinal de <i>feedforward</i> ampliado.	177
Figura 6.18	– Corrente de magnetização apenas com a ponte primária e valor médio medido: (a) tensão do barramento primário 50% abaixo do valor nominal e sem malha <i>feedforward</i> , (b) tensão do barramento primário na condição nominal e sem malha de <i>feedforward</i> e (c) tensão nominal com malha de <i>feedforward</i>	179
Figura 6.19	– Resposta a um degrau na referência da malha de controle da corrente de magnetização na situação sem carga: (a) corrente de magnetização e valor médio medido, (b) corrente do secundário e valor médio medido, (c) sinal de controle da ponte primária e (d) sinal de controle da ponte secundária.	180
Figura 6.20	– Correntes do conversor com carga: (a) corrente e tensão CA, (b) corrente do primário do transformador, (c) corrente de magnetização e valor médio medido e (d) corrente do secundário e valor médio medido.	181
Figura 6.21	– Degrau de referência na corrente de magnetização com carga aplicado em 25 ms: (a) corrente de magnetização, (b) corrente do secundário, (c) valor medido da corrente de magnetização, (d) valor medido da corrente do secundário, (e) sinal de controle da ponte primária e (f) sinal de controle da ponte secundária.	183
Figura 6.22	– Degrau de carga no modo retificador: (a) tensão dos barramentos primário e secundário, (b) corrente CA, (c) corrente de magnetização e (d) corrente do secundário.....	184
Figura 6.23	– Curva de rendimento do conversor no modo retificador.	185
Figura 6.24	– Foto térmica dos componentes passivos do conversor sem ventilação: (a) indutor de transferência de potência, (b) indutor de entrada, (c) transformador, (d) capacitores do secundário, (e) capacitores do primário, (f) dissipador secundário e (g) dissipador primário.	186
Figura 6.25	– Transformador otimizado: (a) comparação do transformador otimizado e o produzido pela empresa e (b) foto térmica do transformador otimizado sem ventilação.....	187
Figura 6.26	– Curva de rendimento do conversor com transformador otimizado.	188

Figura 6.27	– Regime permanente no modo retificador com três módulos em uma fase: (a) tensão multinível e tensão CA, (b) tensão e corrente CA, (c) tensão do barramento secundário e (d) tensão dos barramentos primários.	189
Figura 6.28	– Tensões dos barramentos primários: (a) sobrepostas, (b) módulo 1, (c) módulo 2 e (d) módulo 3.	191
Figura 6.29	– Tensões multiníveis: (a) total, (b) módulo 1, (c) módulo 2 e (d) módulo 3.	192
Figura 6.30	– Tensões e correntes do secundário dos transformadores no modo retificador com 3 módulos em uma fase: (a) módulo 1, (b) módulo 2 e (c) módulo 3.	193
Figura 6.31	– Correntes dos transformadores no modo retificador com três módulos em uma fase: (a) secundárias e (b) primárias.	193
Figura 6.32	– Espectro da corrente de entrada com três módulos em uma fase no modo retificador: (a) alta frequência e (b) baixa frequência.	194
Figura 6.33	– Espectro das tensões dos barramentos considerando três módulos em uma fase: (a) secundário e (b) primário do módulo 1.	194
Figura 6.34	– Degrau de subida de referência da tensão dos barramentos com três módulos em uma fase: (a) tensão do barramento secundário, (b) tensões dos barramentos primários, (c) incremento de ângulo do módulo 1 e módulo 2 e (d) ângulo de defasagem.	195
Figura 6.35	– Variação do ângulo de defasagem durante o degraú de referência.	196
Figura 6.36	– Regime permanente no modo inversor com três módulos em uma fase: (a) tensão multinível e tensão de entrada, (b) tensão e corrente CA, (c) tensão do barramento secundário e (d) tensão dos barramentos primários.	197
Figura 6.37	– Espectro da corrente CA com três módulos em uma fase no modo inversor: (a) alta frequência e (b) baixa frequência.	198
Figura 6.38	– Espectro das tensões dos barramentos com três módulos em uma fase no modo inversor: (a) secundário e (b) primário do módulo 1.	198
Figura 6.39	– Tensões e correntes dos secundário dos transformadores no modo inversor com três módulos em uma fase: (a) módulo 1, (b) módulo 2 e (c) módulo 3.	199
Figura 6.40	– Correntes dos transformadores com três módulos em uma fase no modo inversor: (a) secundárias e (b) primárias.	199
Figura 6.41	– Degrau de elevação de referência da tensão dos barramentos no modo inversor com três módulos em uma fase: (a) tensão do barramento secundário,	

	(b) tensões dos barramentos primários, (c) incremento de ângulo do módulo 1 e módulo 2 e (d) ângulo de defasagem.	200
Figura 6.42	– Degrau bidirecional do modo inversor para o retificador com três módulos em uma fase: (a) tensões dos barramentos primários, (b) tensão do barramento secundário, (c) tensão e corrente CA, (d) incrementos de ângulo do módulo 1 e módulo 2 e (e) ângulo de defasagem.	202
Figura 6.43	– Degrau bidirecional do modo retificador para o inversor com três módulos em uma fase: (a) tensões dos barramentos primários, (b) tensão do barramento secundário, (c) tensão e corrente CA, (d) incrementos de ângulo do módulo 1 e módulo 2 e (e) ângulo de defasagem.	203
Figura 6.44	– Regime permanente no modo retificador com operação trifásica: (a) tensões multiníveis, (b) tensões e correntes CA, (c) tensão no barramento secundário e (d) tensões nos barramentos primários.	205
Figura 6.45	– Tensões e corrente do transformador no modo retificador com operação trifásica: (a) módulo 1, (b) módulo 2 e (c) módulo 3.	206
Figura 6.46	– Correntes dos transformadores no modo retificador com operação trifásica: (a) secundárias e (b) primárias.	206
Figura 6.47	– Espectro da corrente de entrada da fase 1 com operação trifásica no modo retificador com operação trifásica: (a) alta frequência e (b) baixa frequência.	207
Figura 6.48	– Espectro da tensão dos barramentos no modo retificador com operação trifásica: (a) secundário e (b) primário do módulo 1.	207
Figura 6.49	– Degrau de subida de referência da tensão dos barramentos no sistema trifásico em modo retificador: (a) tensão do barramento secundário, (b) tensões dos barramentos primários, (c) correntes CA, (d) incremento de ângulo do módulo 1 e módulo 2 e (e) ângulo de defasagem.	209
Figura 6.50	– Regime permanente no modo inversor no sistema trifásico: (a) tensões multiníveis, (b) tensões e correntes CA, (c) tensão do barramento secundário e (d) tensões dos barramentos primários.	210
Figura 6.51	– Correntes dos transformadores no modo inversor com o sistema trifásico: (a) secundárias e (b) primárias.	211
Figura 6.52	– Espectro da corrente de entrada da fase 1: (a) alta frequência e (b) baixa frequência.	211

Figura 6.53	–	Espectro da tensão dos barramentos no modo inversor no sistema trifásico: (a) secundário e (b) primário do módulo 1.	212
Figura 6.54	–	Degrau de subida de referência da tensão dos barramentos no sistema trifásico no modo inversor: (a) tensão do barramento secundário, (b) tensões dos barramentos primários, (c) correntes CA, (d) incremento de ângulo do módulo 1 e módulo 2 e (e) ângulo de defasagem.	213
Figura 6.55	–	Degrau bidirecional do modo inversor para o retificador no sistema trifásico: (a) tensões dos barramentos primários, (b) tensão do barramento secundário, (c) tensão e corrente CA, (d) correntes CA e (e) ângulo de defasagem.	215
Figura 6.56	–	Degrau bidirecional do modo retificador para o inversor no sistema trifásico: (a) tensões dos barramentos primários, (b) tensão do barramento secundário, (c) tensão e corrente CA, (d) correntes CA e (e) ângulo de defasagem.	216
Figura C.1	–	Gyrator.....	241
Figura C.2	–	Gyrator aplicado ao DAB	242

LISTA DE TABELAS

Tabela 3.1	– Estados do secundário.	50
Tabela 3.2	– Estados do primário.	51
Tabela 3.3	– Instante de comutação em cada região.	71
Tabela 3.4	– Tensão no primário do transformador em cada região.	71
Tabela 3.5	– Corrente nas regiões 1 e 2.	72
Tabela 3.6	– Correntes nas regiões 3 e 4.	72
Tabela 3.7	– Potência em cada região.	73
Tabela 3.8	– Potência média quase instantânea.	73
Tabela 3.9	– Instante de tempo que ocorrem as mudanças de região.	76
Tabela 3.10	– Corrente no instante de comutação para chave S_3	90
Tabela 3.11	– Corrente no instante de comutação para chave S_7	92
Tabela 3.12	– Especificações do conversor.	96
Tabela 3.13	– Parâmetros do conversor.	96
Tabela 3.14	– Corrente média e eficaz nos semicondutores.	97
Tabela 3.15	– Características interpoladas das chaves.	98
Tabela 3.16	– Perdas nas chaves.	98
Tabela 3.17	– Características dos magnéticos.	99
Tabela 3.18	– Perdas nos magnéticos.	99
Tabela 3.19	– Características dos transformadores.	104
Tabela 3.20	– Corrente média quase instantânea da componente de alta frequência.	106
Tabela 4.1	– Resumo dos dados do controlador da corrente de entrada.	117
Tabela 4.2	– Resumo dos dados do controlador da tensão de entrada.	120
Tabela 4.3	– Resumo dos dados do controlador da tensão de saída.	123
Tabela 4.4	– Resumo dos dados do controlador de balanceamento dos primários.	125
Tabela 4.5	– Resumo dos dados do controlador de magnetização.	128
Tabela 5.1	– Comparação da corrente média e eficaz nos semicondutores.	146
Tabela 6.1	– Resolução das medições de corrente	179
Tabela 6.2	– Perdas em outros elementos do conversor.	187
Tabela D.1	– Principais componentes para a montagem do sistema completo.	243

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
DAB	<i>Dual Active Bridge</i>
DPS	<i>Dual Phase Shift</i>
DSOGI-FLL	<i>Double Second Order Generalized Integrator Frequency Locked Loop</i>
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
Dyna-C	<i>Dynamic-Current</i>
EPS	<i>Extended Phase Shift</i>
FLL	<i>Frequency Locked Loop</i>
FPGA	<i>Field-Programmable Gate Array</i>
FREEDM	<i>Future Renewable Electric Energy Distribution and Management</i>
HVDC	<i>High-Voltage Direct Current</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
I/O	<i>Input/Output</i>
LQR	<i>Linear Quadratic Regulator</i>
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
NPC	<i>Neutral Point Clamped</i>
PI	Proporcional Integral
SiC	Carbeto de Silício
SOGI	<i>Second Order Generalized Integrator</i>
SPS	<i>Single Phase Shift</i>
SPWM	<i>Sinusoidal Pulse-Width Modulation</i>
STATCOM	<i>Static Synchronous Compensator</i>
TES	Transformador de Estado Sólido
TIPS	<i>Transformeless Intelligent Power Substation</i>
TPS	<i>Triple Phase Shift</i>
UFPI	Universidade Federal do Piauí
ZVS	<i>Zero Voltage Switching</i>
ZCS	<i>Zero Current Switching</i>

LISTA DE SIMBOLOS

δ_{S_i}	Função de modulação da chave S_i
Φ_i	Defasagem do submódulo i
ΔI_{Lmax}	Ondulação máxima da corrente de entrada
$\Delta \Phi_i$	Incremento de fase do módulo i
θ	Defasagem entre módulos
θ_r	Fase da rede
a	Relação de transformação do transformador
AF	Aumento de fase requerido pelo método k
C_{p_ij}	Capacitor do primário do submódulo i fase j
C_{s_ij}	Capacitância de saída do submódulo i fase j
D_S	Ciclo de trabalho das chaves
f_r	Frequência da rede
f_s	Frequência de chaveamento
$FTLA_i$	Função de transferência de laço aberto da corrente
$FTLA_v$	Função de transferência de laço aberto da tensão de saída
$FTLA_z$	Função de transferência de laço aberto da tensão de primário
g	Constante girostática
G_c	Ganho para o controlador por fator k
G_i	Função de transferência da malha de corrente
G_v	Função de transferência da malha do barramento de saída
G_z	Função de transferência da malha do barramento de entrada
I_{Di_med}	Corrente média do diodo i
I_{Di_rms}	Corrente rms do diodo i
i_{Di}	Corrente do diodo i
i_{in}	Corrente de entrada
i_{mag}	Corrente de magnetização
I_{rms}	Corrente rms
i_{S_i}	Corrente da chave i
I_{Ti_med}	Corrente média passando pelo canal da chave i
I_{Ti_rms}	Corrente rms passando pelo canal da chave i
i_{Ti}	Corrente que passa pelo canal da chave i
k	Fator k
k_{i_on}	Fator i da interpolação da curva de energia de condução da chave

k_{i_off}	Fator i da interpolação da curva de energia de bloqueio da chave
K_{ad}	Ganho do conversor A/D
l	Número de níveis da tensão multinível
L_{d_ij}	Indutância de dispersão do módulo i da fase j
L_{in}	Indutância de entrada
M	Índice de modulação
MF	Margem de fase
n	Número de módulos
n_{ad}	Número de bits do conversor A/D
P_{chaves}	Potência dissipada pelas chaves
P_{cobre}	Potência dissipada nos enrolamentos dos magnéticos
P_{Di_cond}	Potência dissipada por condução no diodo j do submódulo i
P_o	Potência de saída do conversor
P_{Ti_cond}	Potência dissipada por condução no canal da chave i
P_{Ti_on}	Potência dissipada na condução da chave i
P_{Ti_off}	Potência dissipada no bloqueio da chave i
R_D	Resistência do diodo
R_{fio}	Resistência dos enrolamentos dos magnéticos
R_o	Resistência de carga
R_T	Resistência do canal da chave
S_{ij}	Chave j do submódulo i
t_i	Tempo i da região de operação do transformador
T_a	Tempo de amostragem
t_{c1}	Instante de transição da região 4 para a 2 ou 3 para 1 no setor 1
t_{c2}	Instante de transição da região 2 para a 1 ou 4 para 3 no setor 1
t_{c3}	Instante de transição da região 1 para a 2 ou 3 para 4 no setor 2
t_{c4}	Instante de transição da região 2 para a 4 ou 1 para 3 no setor 2
t_{ms}	Instante da mudança de setor
T_r	Período da rede
T_s	Período de chaveamento
v_{ac}	Tensão rms de entrada
v_α	Componente horizontal da tensão no sistema de Clarke
v_β	Componente vertical da tensão no sistema de Clarke
V_{T0}	Tensão de limiar do MOSFET
V_F	Tensão de condução direta do diodo

v_{Di}	Curva característica do diodo i
v_L	Tensão no indutor de entrada
v_{multi_ij}	Tensão multinível do submódulo i da fase j
v_{multi_i}	Tensão multinível total do conversor na fase i
v_{p_ij}	Tensão do barramento primário do módulo i da fase j
v_{pri_ij}	Tensão de primário do transformador do submódulo i da fase j
v_q	Tensão na direção de quadratura do sistema de Park
v_{setor}	Setor da tensão multinível
v_{s_ij}	Tensão do barramento secundário do submódulo i da fase j
v_{sec_ij}	Tensão de secundário do transformador do submódulo i da fase j
v_{Ti}	Curva característica da chave i
ω_c	Frequência de cruzamento
ω_p	Frequência do polo do controlador do tipo k
ω_r	Frequência da rede em radianos
ω_z	Frequência do zero do controlador do tipo k

SUMÁRIO

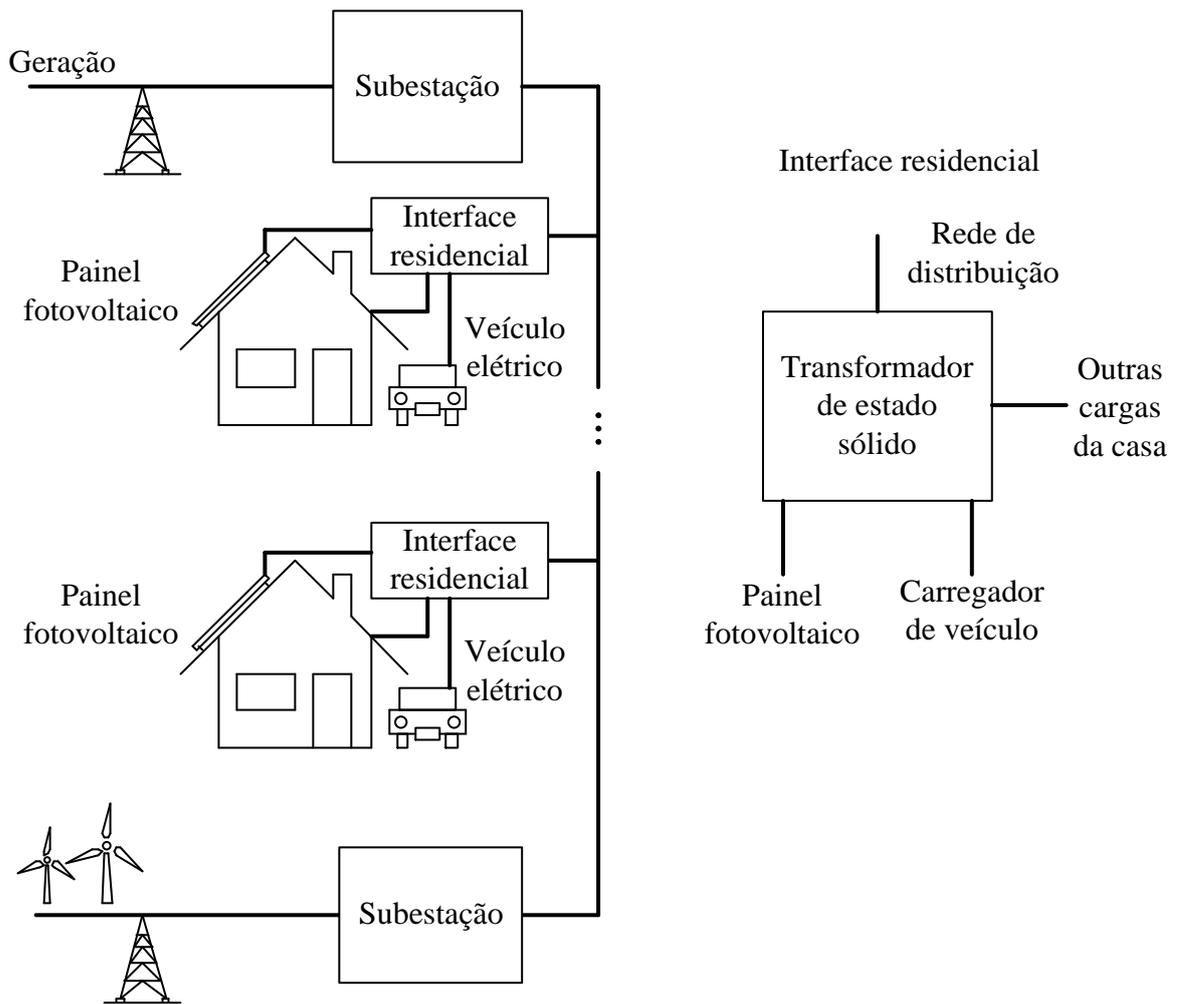
1	INTRODUÇÃO	28
2	ESTADO DA ARTE DOS TRANSFORMADORES DE ESTADO SÓLIDO ...	35
2.1	Conversores de Estágio Único	35
<i>2.1.1</i>	<i>Conversor Matricial com Recuperação da Energia de Dispersão.....</i>	<i>35</i>
<i>2.1.2</i>	<i>Dyna C</i>	<i>36</i>
<i>2.1.3</i>	<i>Conversor Matricial Indireto com Ressonância em Série de Estágio Único.....</i>	<i>37</i>
2.2	Conversores de Dois Estágios	38
<i>2.2.1</i>	<i>Conversor Modular Multinível</i>	<i>38</i>
<i>2.2.2</i>	<i>Conversor Modular Multinível com Link em Alta Frequência.....</i>	<i>39</i>
<i>2.2.3</i>	<i>Conversor Modular Multinível com Interleaving</i>	<i>40</i>
2.3	Conversores de Três Estágios.....	40
<i>2.3.1</i>	<i>Conversor Modular com Dual Active Bridge</i>	<i>41</i>
<i>2.3.2</i>	<i>Conversor Ressonante</i>	<i>42</i>
<i>2.3.3</i>	<i>TIPS – Tranformeless Intelligent Power Substation</i>	<i>43</i>
2.4	Topologia Proposta.....	44
2.5	Considerações Finais	48
3	ANÁLISE DO CONVERSOR PROPOSTO.....	49
3.1	Análise Qualitativa	49
<i>3.1.1</i>	<i>Estados de Funcionamento</i>	<i>49</i>
<i>3.1.2</i>	<i>Técnica de Modulação</i>	<i>51</i>
<i>3.1.3</i>	<i>Estratégia de Controle Geral.....</i>	<i>55</i>
<i>3.1.4</i>	<i>Estratégia de Controle de Magnetização</i>	<i>58</i>
3.2	Análise Quantitativa.....	66
<i>3.2.1</i>	<i>Modelo Completo.....</i>	<i>67</i>
<i>3.2.2</i>	<i>Análise da Ondulação da Corrente de Entrada</i>	<i>83</i>
<i>3.2.3</i>	<i>Estudo das Perdas.....</i>	<i>85</i>
<i>3.2.3.1</i>	<i>Correntes Média e Eficaz.....</i>	<i>85</i>
<i>3.2.3.2</i>	<i>Cálculo das Perdas por Condução e Comutação</i>	<i>93</i>
<i>3.2.3.3</i>	<i>Cálculo das Perdas dos Magnéticos</i>	<i>94</i>
<i>3.2.3.4</i>	<i>Rendimento do Conversor</i>	<i>95</i>
<i>3.2.3.5</i>	<i>Comparativo com Outra Topologia</i>	<i>100</i>
<i>3.2.3.6</i>	<i>Comparativo com a Estrutura não Integrada</i>	<i>102</i>

3.2.4	<i>Análise da Ondulação da Tensão nos Capacitores</i>	105
3.3	Considerações Finais	113
4	PROCEDIMENTO DE PROJETO	115
4.1	Projeto dos Controladores	115
4.1.1	<i>Controlador da Corrente de Entrada</i>	115
4.1.2	<i>Controlador do Barramento de Tensão do Primário</i>	118
4.1.3	<i>Controlador do Barramento da Tensão do Secundário</i>	122
4.1.4	<i>Controlador de Balanceamento dos Barramentos Primários</i>	124
4.1.5	<i>Controlador da Corrente de Magnetização</i>	127
4.2	Considerações Finais	130
5	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	131
5.1	Resultados com 1 Módulo no Sistema Monofásico	131
5.2	Resultados com 3 Módulos por Fase no Sistema Trifásico	146
5.3	Considerações Finais	156
6	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	158
6.1	Descrição do Protótipo Experimental	158
6.2	Resultados Experimentais	166
6.2.1	<i>Resultados Monofásicos com 1 Módulo</i>	167
6.2.2	<i>Resultados Monofásicos com 3 Módulos em Série</i>	188
6.2.3	<i>Resultados Trifásicos com um Módulo em Cada Fase</i>	204
6.3	Considerações Finais	217
7	CONSIDERAÇÕES FINAIS	218
7.1	Conclusões Finais	218
7.2	Trabalhos Futuros	222
7.3	Produções científicas	224
	REFERÊNCIAS	225
	APÊNDICE A - DIMENSIONAMENTO DOS MAGNÉTICOS	236
	APÊNDICE B - MÉTODO DO FATOR K E DISCRETIZAÇÃO	238
	APÊNDICE C - GYRATOR	241
	APÊNDICE D - LISTA DOS PRINCIPAIS COMPONENTES	243
	APÊNDICE E - ESQUEMÁTICOS	245

1 INTRODUÇÃO

O futuro do sistema de distribuição é a divisão de pequenos sistemas interconectados chamados de micro redes [1] e [2]. Para a conexão desses micros sistemas na rede principal é necessário um sistema de controle de energia [3]. Na Figura 1.1 pode ser visto um exemplo de micro rede.

Figura 1.1 – Micro rede.



FONTE: Próprio autor.

Na figura pode ser visto que cada residência, num futuro próximo, pode possuir seu próprio sistema de geração de energia, como por exemplo, um sistema fotovoltaico. Além disso, o crescimento da produção de carros elétricos também tornará, em médio prazo, a presença de tais veículos muito comuns nas residências, necessitando um sistema de carregamento para os mesmos. Nesse sistema existem diferentes tipos de cargas, tanto em Corrente Contínua (CC) quanto em Corrente Alternada (CA). Além disso, a residência pode

receber energia do sistema de distribuição assim como ser alimentada pelo próprio sistema de geração e fornecer o excedente para a concessionária.

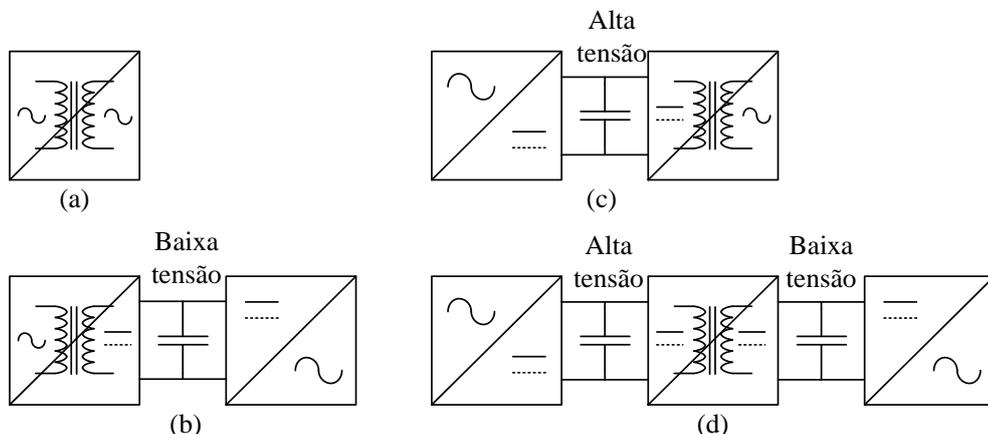
Tendo em vista a caracterização descrita anteriormente, o sistema de potência que realiza a interface com a rede deve ser capaz de processar energia em ambos os sentidos. Além disso, devido às regulamentações cada vez mais criteriosas, o mesmo deve ser capaz de processar essa energia mantendo um fator de potência unitário e sintetizar uma corrente com baixa distorção harmônica. Um dispositivo capaz de estabelecer essa interface entre a micro rede e o sistema principal atendendo a todos esses quesitos é o Transformador de Estado Sólido (TES).

O TES é uma tecnologia que já vem sendo desenvolvida há um tempo em veículos de tração elétrica, como trens, na Europa. Diversos estudos foram realizados visando à redução de volume e peso, tendo em vista que essas características são limitantes em veículos de tração [4].

A primeira proposta de TES data de 1970, mostrando um sistema com conversores de potência capaz de produzir uma tensão alternada com frequência maior para a utilização de um transformador em média frequência [5]. Com o aumento da frequência seria possível reduzir o magnético do transformador.

Dependendo de quantos estágios de conversão o TES possui, podemos classificá-lo em transformador de um, dois ou três estágios [6]. Esta classificação pode ser vista na Figura 1.2.

Figura 1.2 – Classificação dos transformadores de estado sólido: (a) estágio único, (b) dois estágios com barramento de baixa tensão, (c) dois estágios com barramento de alta tensão e (d) três estágios.



FONTE: Próprio autor.

Um TES de estágio único, conforme visto na Figura 1.2a, realiza uma conversão direta CA-CA exigindo assim uma pequena quantidade de componentes. Devido ao baixo número de semicondutores, apresenta bom rendimento além de utilizar capacitores menores ou mesmo não utilizar, componente esse maior limitante da vida útil nos circuitos eletrônicos. Contudo, a ausência de barramentos de tensão contínua dificulta a utilização do mesmo junto a energias renováveis além de não operar com fator de potência unitário [7].

Topologias de dois estágios possuem uma conversão CA-CC e outra CC-CA. Dessa forma há a criação de um barramento de tensão contínua. Esse barramento pode se encontrar no lado de alta ou baixa tensão como pode ser visto na Figura 1.2b e Figura 1.2c respectivamente.

Topologias de dois estágios com barramento de baixa tensão podem ter baixo rendimento, pois é difícil de garantir comutação suave em toda a faixa de operação no lado de alta tensão [8]. Por outro lado, topologias de dois estágios com barramento de alta tensão vêm sendo amplamente estudadas para o caso de transmissões em tensão contínua, também conhecidas por *High-Voltage Direct Current* (HVDC). Contudo, o elevado nível de tensão do barramento dificulta a instalação de energias renováveis e conseqüentemente sua utilização em sistemas de distribuição inteligentes [9].

Um TES com três estágios possui uma conversão CA-CC, uma CC-CC isolada e outra CC-CA, como pode ser visto na Figura 1.2d. Esse tipo de estrutura apresenta barramentos de tensão contínua em ambos os lados do transformador com grandes capacitores além de uma grande quantidade de semicondutores devido aos vários estágios de conversão. Esses transformadores também apresentam um nível grande de complexidade dos controladores, pois cada estágio de conversão deve ser bem trabalhado para se obter um bom rendimento. Esse tipo de estrutura tende a ser mais cara devido ao grande número de componentes, assim como tende a ter menor densidade de potência [10].

Contudo, tem se mostrado difícil substituir uma tecnologia como os transformadores em baixa frequência, tecnologia essa que está presente no mundo desde a criação dos sistemas modernos de potência.

A primeira grande dificuldade surge ao considerar o TES para uma simples aplicação CA-CA. Nesse caso de aplicação o mesmo estaria em grande desvantagem devido ao baixo rendimento em comparação aos transformadores de baixa frequência.

Diversos trabalhos têm sido realizados visando alcançar um maior rendimento, tais como comutação suave, materiais magnéticos de melhor qualidade e semicondutores mais eficientes. Contudo, ainda assim não foi possível alcançar o rendimento dos transformadores

de baixa frequência. Por exemplo, para que um TES apresente o mesmo rendimento de um transformador de baixa frequência de 1 MVA, seria necessário que os conversores apresentassem um rendimento de pelo menos 99,7%, valor esse longe de ser alcançado num futuro próximo [11]. Vale salientar ainda que, nesse caso está sendo considerado apenas o pico de rendimento, situação essa que pode ser agravada caso o sistema seja submetido a uma condição de carga mais leve uma vez que existem perdas que independem da carga.

Além disso, vale ressaltar que praticamente todo o sistema de proteção da rede é dimensionado para transformadores de baixa frequência e deveria ser repensado para o uso do TES [12]. Tendo em vista que os componentes presentes no TES não suportam operar em valores acima do nominal por tempo elevado, isso dificulta a coordenação com as proteções da rede, assim como a seletividade.

Contudo, o TES pode se tornar mais competitivo quando consideramos sistemas complexos que necessitam de barramentos em tensão contínua, necessidade de controlar reativo ou a qualidade da corrente.

O TES é capaz de oferecer diversos barramentos de tensão contínua, seja no lado de alta ou baixa tensão. O mesmo também é capaz de operar com fator de potência unitário assim como sintetizar uma corrente com baixa distorção harmônica sem necessidade de dispositivos adicionais. Além disso, com a utilização de sistemas de controle e microprocessadores é possível fazer a comunicação com diferentes dispositivos da rede, que favorece muito a aplicação em redes inteligentes. Vale salientar também que a isolação em alta frequência permite a redução do volume dos magnéticos.

Dessa forma, vemos que o mesmo apresenta diversas funcionalidades visando a melhoria da qualidade de energia e o uso em sistemas inteligentes, sendo melhor utilizado quando necessita-se de um barramento em tensão contínua ou quando há limitação do tamanho e peso ao invés de limitá-lo apenas a uma conversão CA-CA.

Apesar das vantagens que o TES oferece, ainda assim existem tecnologias que podem ser utilizadas juntamente com os transformadores de baixa frequência visando alcançar as funcionalidades do transformador de estado sólido. Por exemplo, a instalação de dispositivos como compensadores de reativos, *Static Synchronous Compensator* (STATCOM), filtros ativos, comutadores automáticos de tap [13] e [14]. Esses dispositivos agregam um custo maior ao sistema, assim como impactam no rendimento e volume total, sendo assim necessário realizar um melhor estudo de custo e benefício antes da aplicação.

Dessa forma, o TES tem sido adotado em mercados mais específicos, tais como o de tração elétrica, primeiramente na parte de trem elétricos e atualmente migrando para navios

e sistemas de redes inteligentes [15] e [16]. Até mesmo é possível vislumbrar sua aplicação em futuras espaçonaves, que estão se tornando cada vez mais dependentes da eletricidade [17].

Considerando a aplicação em sistemas de distribuição inteligente, uma grande dificuldade para aplicação do TES trata-se da limitada tensão de bloqueio dos semicondutores utilizados no conversor de potência. O valor máximo para dispositivos de silício é de 6,5 kV. Atualmente, existe uma tecnologia utilizando carbeto de silício capaz de alcançar tensões de bloqueio de até 15 kV operando em média frequência [18]. Para contornar esse limite de tensão, diversas estruturas multiníveis foram propostas. Tais estruturas normalmente utilizam uma conexão em série no lado de alta tensão, visando dividir os esforços de tensão enquanto o lado de baixa tensão é conectado em paralelo, visando dividir a corrente nas chaves [19]. Além disso, a utilização de estruturas modulares permite a adição de módulos adicionais que possibilitam a manutenção da planta assim como aumentam a confiabilidade do sistema [20].

A elevada tensão e corrente destes conversores operando em uma frequência cada vez maior requer um maior cuidado em seu projeto e dimensionamento uma vez que a variação da tensão e corrente em valores cada vez menores de tempo produz uma elevada quantidade de ruídos dificultando medições e malhas de controle.

O projeto do transformador isolador, com operação em média frequência, também têm imposto uma parcela de desafio no desenvolvimento dos TES. O material comumente utilizado em conversores estáticos para a realização de transformadores isoladores é o ferrite, que possui limite de saturação pequeno. Para operá-lo com um valor próximo ao máximo, a fim de alcançar maiores densidades de potência, faz necessário um maior cuidado para que não haja saturação. Além disso, para altas potências, a baixa resistência dos enrolamentos desse magnético dificulta a eliminação de componentes contínuas, podendo causar problemas de magnetização que precisam ser controlados.

Outra grande dificuldade que tem se mostrado para a implementação do TES tem sido seu custo. Atualmente, o preço de um transformador de estado sólido alcança pelo menos cinco vezes o valor de um transformador convencional [11]. Entretanto, é possível que, com a maior adoção da tecnologia, o preço dos componentes seja reduzido devido à fabricação em alta escala.

Vale ressaltar que as pesquisas sobre TES aplicados aos trens elétricos levaram vários anos, enquanto que as pesquisas em sistemas de distribuição estão apenas no começo. Dessa forma, é de se esperar diversos estudos e desenvolvimentos tecnológicos nos próximos anos.

Diversas mudanças no consumo de energia também devem contribuir para a expansão dessa tecnologia. Por exemplo, é previsto que os *data centers*, que necessitam de tensão contínua, devam alcançar a marca de 10% de todo o consumo de energia do mundo [21]. Como esse tipo de carga necessita de alimentação em CC, um transformador de estado sólido poderia reduzir o número de estágios de conversão, eventualmente aumentando o rendimento global e adicionando outras vantagens em termos de qualidade de energia.

Além disso, o próprio sistema de distribuição tenderá a mudar com a maior adoção de sistemas de energias renováveis assim como a produção descentralizada com micro geradores. Um exemplo disso é o *Future Renewable Electric Energy Distribution and Management* (FREEDM) [22]. O FREEDM é considerado um micro sistema de média tensão composto de vários transformadores de estado sólido com comunicação de alta banda e controle distribuído desenvolvido pelo laboratório de mesmo nome. A presença de barramento de tensão contínua assim como um maior controle do sistema são requisitos necessários para a implementação de tais sistemas inteligentes ou mesmo de sistemas ilhados.

Tendo em vista o que foi discutido, conversores para serem aplicados em TES devem ser capazes de transferir potência em ambas as direções, corrigir o fator de potência, reduzir ou eliminar os harmônicos, serem capazes de regular barramentos de tensão contínua, quando presentes, operar com um estágio isolado em alta ou média frequência e ter um sistema com microprocessador capaz de comunicar e isolar o circuito em caso de falhas.

Dessa forma, a realização de análises de conversores de potência que sejam viáveis para aplicação em transformadores de estado sólido é de suma importância. Nesse contexto, o presente trabalho visa realizar uma análise profunda de uma topologia de estágio integrado analisando sua viabilidade na aplicação em um TES. Serão realizados diversos estudos como a modelagem estática do conversor considerando componentes de alta frequência, a integração e otimização dos magnéticos, uma extensa análise de perdas validada pelo levantamento da curva de rendimento, análise do cascadeamento de módulos para alcançar tensões de entrada elevadas, conexão trifásica com a rede utilizando um controle de corrente com componentes em quadratura, ensaios experimentais de inversão de fluxo de potência com o objetivo de testar os diversos controladores e características necessárias para a aplicação em TES. Além disso, serão apresentadas diversas soluções para problemas existentes em topologias com elevadas potências e números de módulos tais como isolamento com o uso de fibras ópticas, eliminação de componentes contínuas nas correntes do transformador, evitando sua saturação, com a proposição de um controle multivariável,

realização dos cálculos e modulação dentro do período de chaveamento com a proposição de uma implementação utilizando diversos processadores e elementos lógicos.

O presente texto está organizado em sete capítulos sendo estes descritos em sequência:

Capítulo 2 – Estado da arte dos conversores aplicáveis em transformadores de estado sólido. Nesse ponto são descritos diversos conversores encontrados na literatura. São apresentadas diversas topologias separadas em quantidade de estágios, criando uma base para a apresentação da topologia no final do capítulo.

Capítulo 3 – Análise do conversor. Uma vez que a topologia é apresentada, esse capítulo dedica-se a descrever seu funcionamento através de uma análise da modulação e controle aplicada ao circuito. É realizada também a modelagem matemática do conversor juntamente com a análise dos esforços e perdas do conversor.

Capítulo 4 – Procedimento de projeto. Nesse capítulo são discutidos e sintonizados todos os controladores utilizados no projeto.

Capítulo 5 – Resultados de simulação. Buscando validar a topologia apresentada, são realizadas simulações em regime permanente e dinâmico demonstrando todas as características de funcionamento assim como a conformidade da mesma para aplicação em transformadores de estado sólido.

Capítulo 6 – Resultados experimentais. Por fim, são mostrados resultados experimentais em regime permanente e dinâmico visando validar experimentalmente os resultados obtidos e sua concordância com os resultados de simulação previamente apresentados.

Capítulo 7 – Conclusões Gerais. Nesse capítulo são apresentadas as considerações finais do trabalho, discutindo detalhadamente cada resultado obtido assim como propondo sugestões para a continuidade da pesquisa.

2 ESTADO DA ARTE DOS TRANSFORMADORES DE ESTADO SÓLIDO

Neste capítulo é realizada a revisão da literatura relacionada aos principais conversores para aplicação em TES. Diante do exposto no capítulo anterior, essa revisão é limitada aos conversores capazes de operar com fluxo bidirecional de potência e com isolamento galvânica em média ou alta frequência.

Para melhor organização das ideias esse capítulo está dividido em quatro seções abordando as seguintes soluções: conversores com estágio único; conversores de dois estágios e conversores que possuem três estágios. Por fim, após a análise das diversas topologias é apresentada a topologia que será utilizada no desenvolvimento do transformador de estado sólido e que será estudada no restante do trabalho.

Vale ainda mencionar aqui a importância de trabalhos que realizam uma compilação das mais diversas topologias existentes. Dentre esses trabalhos pode ser citado [23] que realiza uma revisão literária de topologias para TES com uma análise da sua aplicação em sistemas de distribuição. Em [24] é possível ver uma evolução das topologias através dos anos, desde o primeiro TES proposto em 1968. Em [25] é realizada uma comparação em termos de rendimento de diferentes estruturas. Em [26] além de serem mostradas diferentes topologias é ainda realizada uma projeção sobre as dificuldades e desafios futuros para a aplicação dos TES. Por fim, em [27] é mostrada uma revisão literária focada em sistemas de distribuição considerando aspectos construtivos e tecnológicos.

2.1 Conversores de Estágio Único

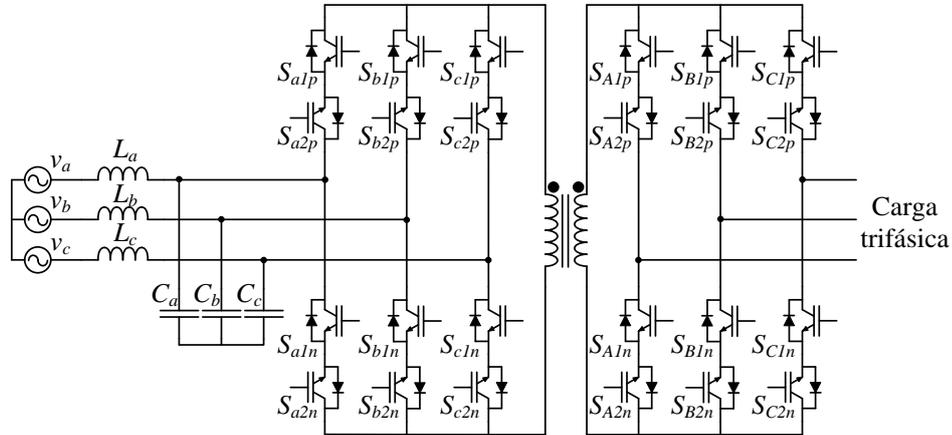
Nessa sessão são apresentadas as topologias de estágio único. Essas topologias apresentam um número bastante reduzido de componentes, sendo assim ideais para aplicação com volume e peso reduzidos. Contudo, devido a não existência de barramentos de tensão contínua essas topologias dificultam a integração de energias renováveis e sua aplicação em sistemas inteligentes.

2.1.1 *Conversor Matricial com Recuperação da Energia de Dispersão*

Em [28] pode ser visto um conversor matricial trifásico de estágio único com a utilização de uma modulação vetorial específica visando à recuperação da energia de dispersão, assim como a comutação suave do lado da carga. A topologia opera com fator de

potência unitário e taxa de distorção harmônica de 3,1%. Na Figura 2.1 pode ser visto o conversor que utiliza 24 chaves para sua operação.

Figura 2.1 – Conversor matricial com recuperação da energia de dispersão.



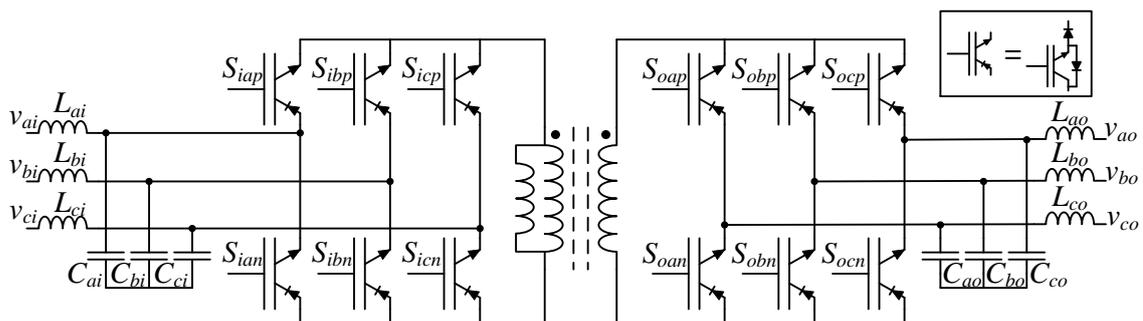
FONTE: Adaptada de [28].

O conversor possui uma estratégia de controle complexa além de precisar de uma maior quantidade de estados de comutação com perdas no lado da rede para alcançar a recuperação da energia de dispersão. Dessa forma, o conversor alcança apenas um rendimento de 92,2%. A ausência de um barramento CC inviabiliza a utilização dessa topologia em TES para sistemas de distribuição, já que as cargas devem ser perfeitamente equilibradas.

2.1.2 Dyna C

Em [29] é proposta uma topologia mínima bidirecional de estágio único chamada de *Dynamic-Current* (Dyna-C). Essa topologia utiliza a corrente de magnetização como forma de transferência de potência e pode ser vista na Figura 2.2.

Figura 2.2 – Dyna-C.



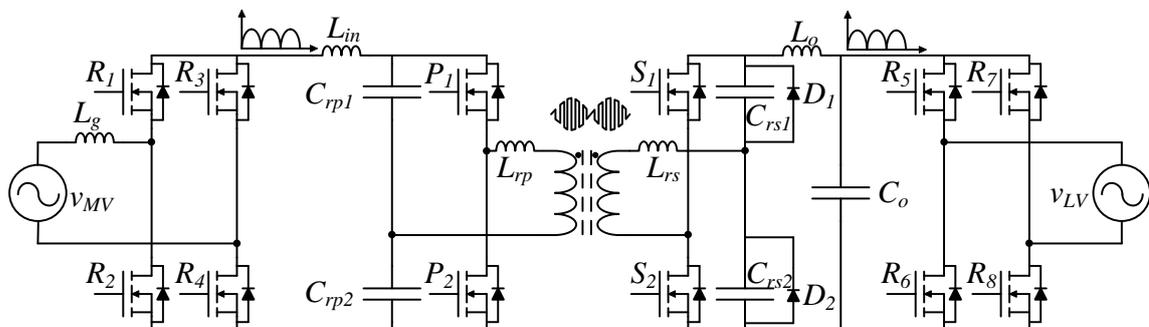
FONTE: Adaptada de [29].

O circuito é capaz de operar com qualquer frequência e fator de potência. Os autores utilizam estados adicionais na operação do conversor para controlar a energia de dispersão aumentando, assim, as perdas. O mesmo também possui elevadas perdas de condução, assim como elevadas perdas relacionadas à recuperação dos diodos. No artigo pode ser visto um protótipo de 50 kVA que alcançou um rendimento de apenas 89%. Contudo, é alcançada uma densidade de potência de 360 kVA/m³. Esta densidade de potência é superior à de transformadores de baixa frequência.

Em [30] os mesmos autores propõem uma nova estrutura chamada *Soft Switching Solid State* através da adição de um elemento ressonante para a obtenção de comutação suave. O conversor é capaz de operar com comutação suave em toda a região de carga. Contudo, há elevadas perdas de condução devido à adição de diodos em série para evitar ressonância com a indutância de dispersão. Os autores mostram que as perdas aumentam com o valor de corrente devido principalmente aos diodos e em [31] é mostrado um protótipo de 10 kVA que alcançou 89% de rendimento. A comutação suave é alcançada e é previsto alcançar um melhor rendimento em tensões elevadas. No artigo é ainda evidenciada a baixa geração de interferência eletromagnética assim como alta densidade de potência e confiabilidade. Além disso, a ausência de um barramento CC inviabiliza a utilização dessa topologia em TES para sistemas de distribuição, semelhante ao que acontece em [28].

2.1.3 Conversor Matricial Indireto com Ressonância em Série de Estágio Único

Em [32] é proposto o conversor de estágio único utilizando uma matriz indireta com circuito ressonante série visto na Figura 2.3.



FONTE: Adaptada de [32].

Na estrutura é realizada a retificação da tensão de entrada que passa por uma etapa isolada constituída de uma meia ponte ressonante de alta frequência e posteriormente por uma ponte que produzirá novamente a tensão senoidal. O conversor não apresenta desacoplamento dos estágios com barramentos capacitivos sendo usados capacitores apenas para realizar ressonância e conseqüentemente obter comutação suave.

Os autores utilizam no protótipo um semiconductor experimental de 15 kV de carbeto de silício, sendo assim capaz de utilizar apenas um módulo para a tensão de 7,2 kV reduzindo consideravelmente as perdas. Os mesmos alcançam uma comutação suave parcial tendo que encontrar um ponto ótimo entre perdas de condução e comutação uma vez que a minimização das perdas de comutação gera uma maior circulação de corrente de magnetização, aumentando assim as perdas de condução. O conversor alcança um rendimento máximo de 97,8% se mostrando um bom candidato para substituição de um transformador de baixa frequência sem adição de fontes de energia renováveis. Além disso, vale salientar que o fator de potência e a taxa de distorção harmônica da corrente dependem da carga.

2.2 Conversores de Dois Estágios

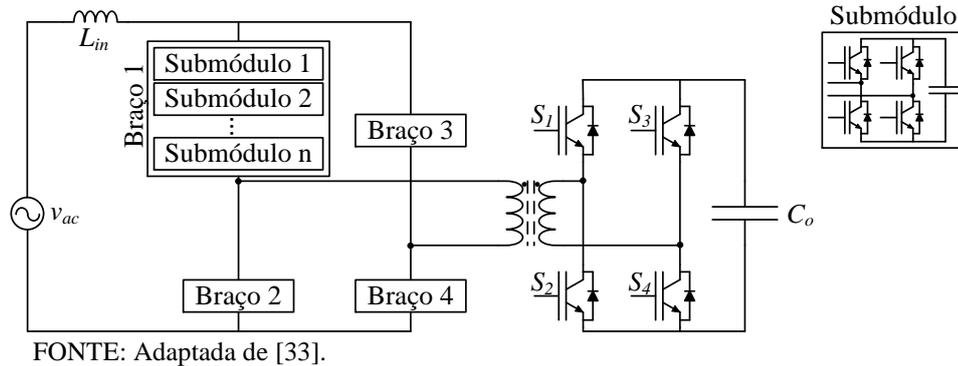
Nessa seção são apresentadas topologias de dois estágios. Muitas dessas topologias apresentam uma conversão CA-CC de estágio único com a adição de um inversor de frequência ao barramento CC para a construção de um TES.

2.2.1 *Conversor Modular Multinível*

O conversor modular multinível proposto em [33] e visto na Figura 2.4 possui quatro braços idênticos compostos de submódulos contendo pontes completas com capacitores. No lado secundário há uma única ponte completa que gera um barramento de tensão contínua. Esse barramento pode posteriormente ser utilizado em um inversor para a obtenção de uma tensão alternada.

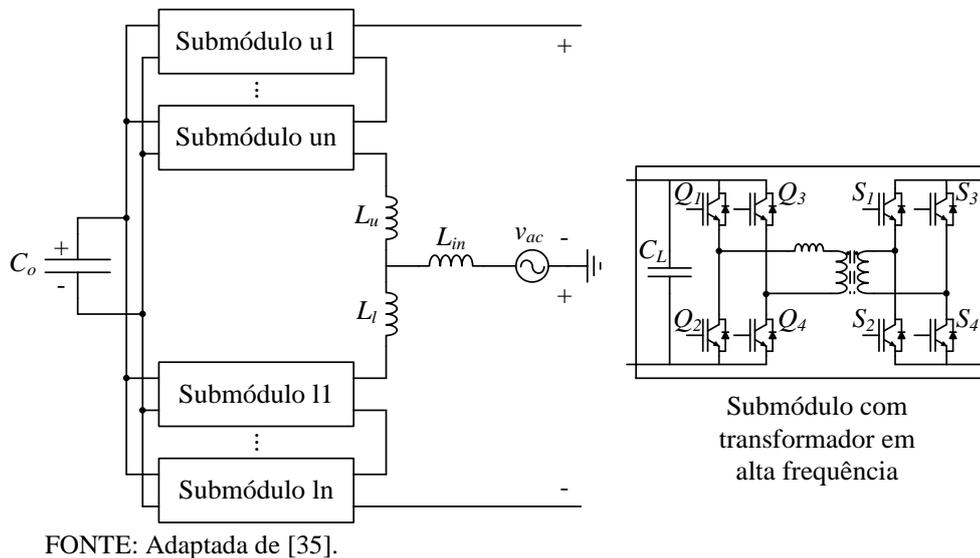
Para o correto funcionamento da topologia é necessário que haja o balanceamento de todos os capacitores. O conversor foi simulado com uma potência de 5 MW e em [34] é visto um protótipo de 2 MW com 17 níveis. O conversor utiliza uma tensão de entrada de 15 kV em 16,7 Hz e um transformador operando em 1 kHz. É calculado que o rendimento possa alcançar 98%.

Figura 2.4 – Conversor modular multinível.



2.2.2 Conversor Modular Multinível com Link em Alta Frequência

Em [35] pode ser vista uma topologia modular multinível com a utilização de um *link* em alta frequência em cada submódulo. A estrutura, como pode ser visto na Figura 2.5, possui três portas, sendo uma alternada em alta tensão, uma contínua em alta tensão e outra contínua em baixa tensão.

Figura 2.5 – Conversor modular multinível com *link* em alta frequência.

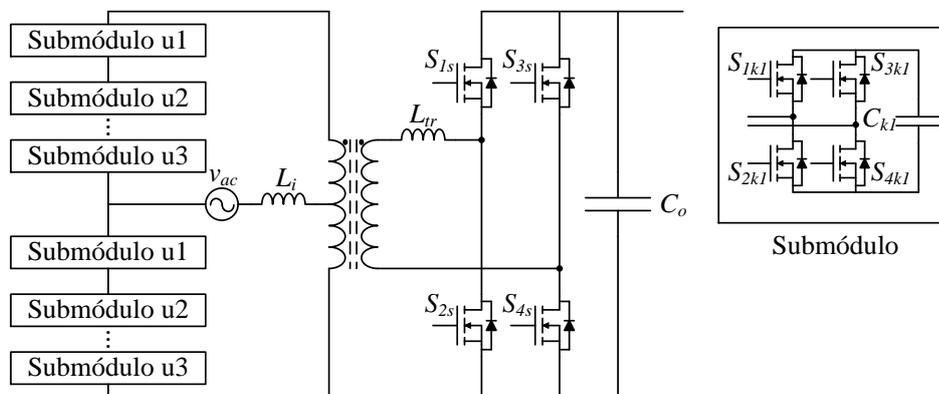
A porta de tensão contínua poderia ser usada para a conexão de energias renováveis, assim como um inversor para obtenção de um conversor CA-CA. O conversor não necessita realizar balanceamentos de capacitores do lado de alta tensão facilitando o seu controle. Os autores apresentam um protótipo em pequena escala utilizando um barramento de 200 V no lado de baixa tensão e 400 V no de alta tensão com uma tensão de entrada alternada

de 120 V. Cada submódulo opera em 10 kHz e o protótipo alcança um rendimento de 92% considerando apenas o estágio CA-CC.

2.2.3 Conversor Modular Multinível com Interleaving

Em [36] pode ser visto um conversor CA-CC que pode ser utilizado em um TES. O mesmo é bidirecional com estrutura modular e multinível. Ele é composto de diversos módulos em ponte completa, cascadeados e conectados a um transformador de interfase conforme Figura 2.6.

Figura 2.6 – Conversor modular multinível com *interleaving*.



FONTE: Adaptada de [36].

O conversor utiliza uma modulação por *phase-shift* unipolar em cada módulo apresentando uma boa distribuição das perdas nos semicondutores devido ao *interleaving*. Um protótipo em pequena escala com potência 1,5 kW, tensão de entrada de 165 V e frequência de chaveamento de 5 kHz foi produzido e alcançou um rendimento de 87,5% com correção de fator de potência e baixa distorção harmônica na corrente de entrada. O autor sugere que com a utilização de semicondutores de melhor qualidade seria possível alcançar um rendimento maior. Um estudo teórico é mostrado alcançando um rendimento de 93% apenas com a troca dos semicondutores.

2.3 Conversores de Três Estágios

Nessa seção são apresentadas topologias de três estágios. Essas topologias são conhecidas por possuírem um grande número de componentes devido às várias etapas de conversão muitas vezes dificultando alcançar uma elevada densidade de potência. Contudo,

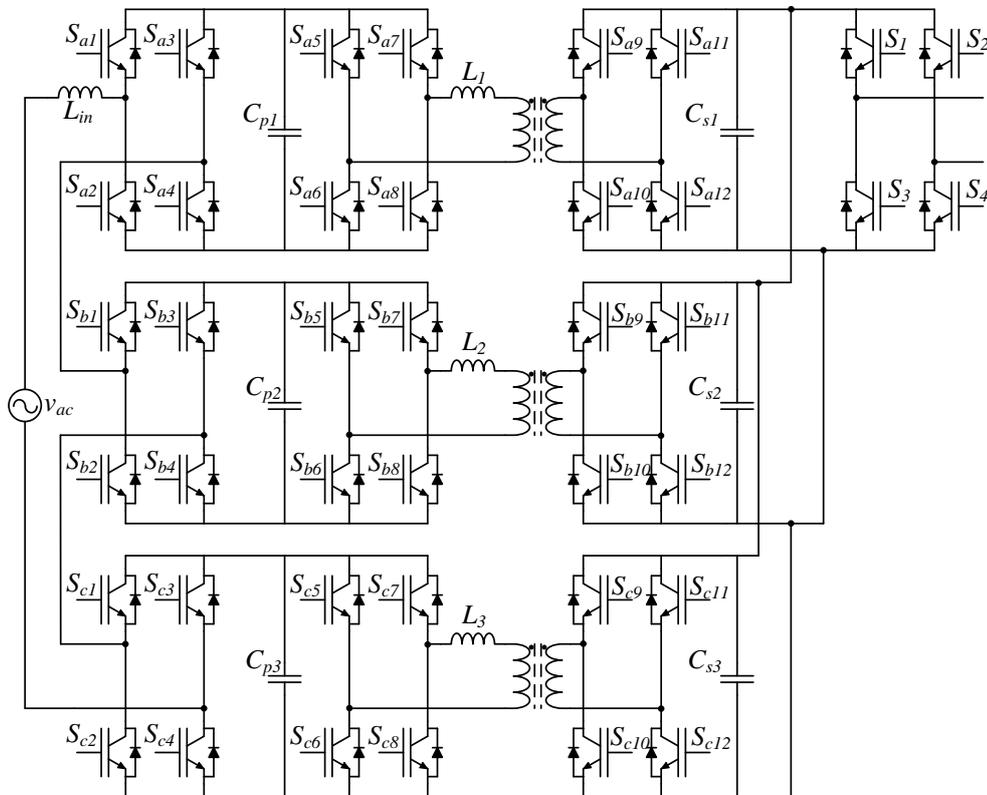
essas topologias apresentam estágios desacoplados com capacitores eletrolíticos que possibilitam uma otimização de cada etapa assim como barramentos de tensão contínua tanto do lado de baixa tensão quanto do lado de alta tensão.

2.3.1 Conversor Modular com Dual Active Bridge

Uma estrutura muito comum em TES é a utilização de um conversor *Dual Active Bridge* (DAB) no estágio CC-CC proposto em [37]. Em [38] pode ser visto a utilização de um DAB juntamente com um retificador multinível para a construção de um módulo. Por fim é adicionado um inversor, como estágio CC-CA, para a obtenção de um TES.

No trabalho, os autores realizam o cascadeamento de três módulos para um sistema em 3,6 kV. Os módulos são conectados em série no lado de alta tensão para reduzir os esforços de tensão e em paralelo no lado de baixa tensão para reduzir os esforços de corrente conforme Figura 2.7.

Figura 2.7 – Conversor modular com DAB.



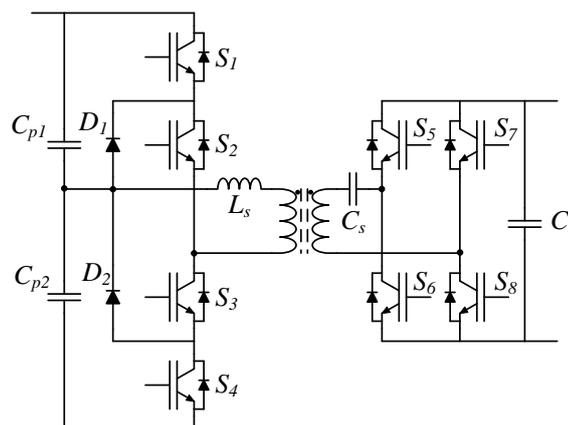
FONTE: Adaptada de [38].

Os autores apresentam um sistema com conexão de uma micro rede, cargas contínuas e cargas alternadas mostrando toda a flexibilidade da estrutura. Além disso, o sistema possui comunicação por fio e sem fio possibilitando o seu controle e monitoramento através de uma interface homem máquina. No artigo é mostrado um protótipo de 10 kVA que alcança um rendimento de 92% considerando apenas 4 kW de carga em tensão contínua e 88% adicionando 2 kW de carga alternada. Os autores discutem que é necessária uma melhor otimização do conversor e que seria possível alcançar maiores rendimentos.

2.3.2 Conversor Ressonante

Em [39] é mostrada uma etapa CC-CC isolada ressonante para utilização em transformadores de estado sólido. Essa etapa pode ser utilizada juntamente com um retificador e um inversor para realizar a conversão CA-CA totalizando assim três estágios. O conversor utiliza uma etapa ressonante em série operando em modo subressonante com comutação suave em todas as chaves. O conversor consta de um *Neutral Point Clamped* (NPC) de meia ponte do lado de alta tensão e um conversor de ponte completa no lado de baixa tensão que pode ser visto na Figura 2.8.

Figura 2.8 – Conversor ressonante.



FONTE: Adaptada de [39].

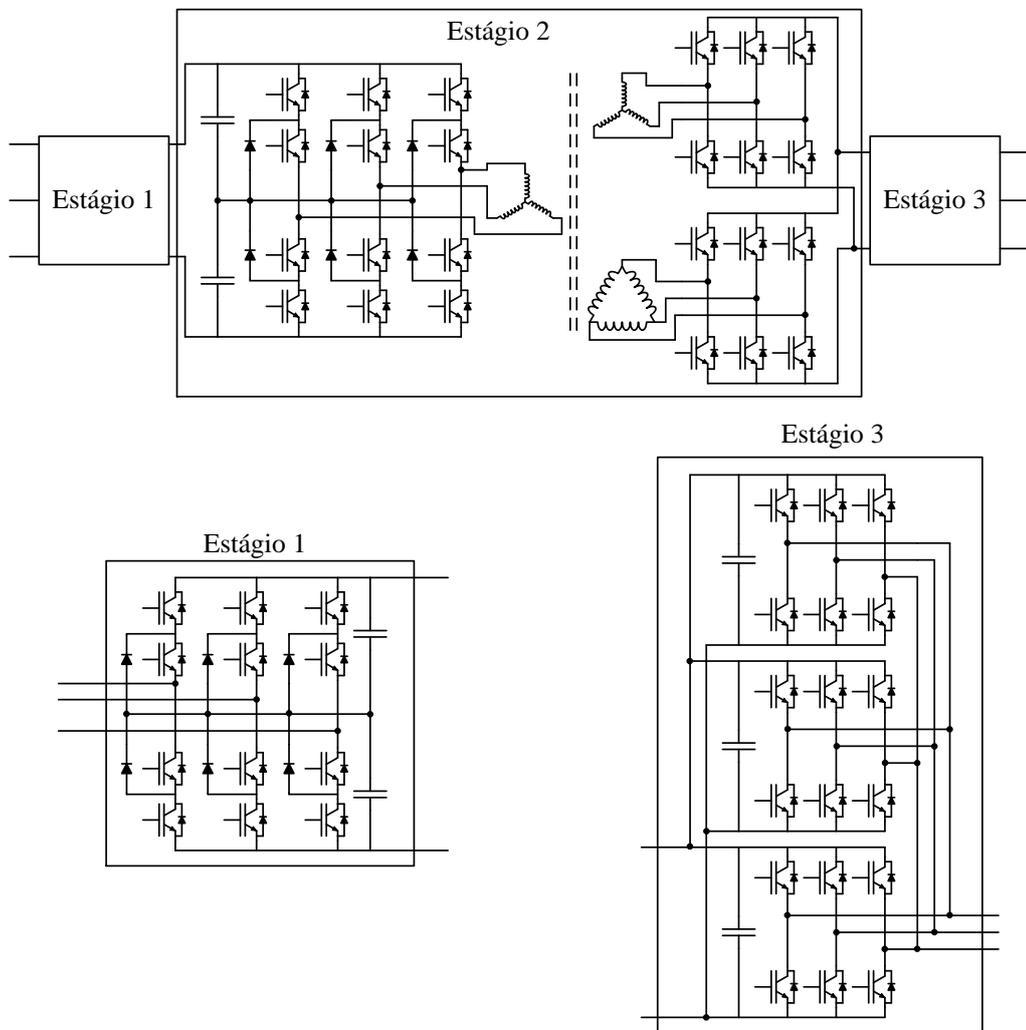
Os autores apresentam um protótipo que possui potência nominal de 166 kW, que é testado em um sistema *back-to-back*. O sistema *back-to-back* alcança um rendimento de 93%. É esperado que com o aumento da potência esse rendimento aumente, pois uma grande parcela da corrente no conversor em baixa potência se trata da magnetização. O estágio CC-CC do conversor opera sem necessitar regular o barramento de saída devido à relação de

transformação entre entrada e saída ser praticamente constante. Os autores também apresentam em [40] uma análise para a otimização do transformador de alta frequência alcançando 99,8% para o transformador e em [41] uma análise para o cálculo das perdas em comutação com corrente zero.

2.3.3 TIPS – *Transformeless Intelligent Power Substation*

Na Figura 2.9 pode ser vista a topologia trifásica para aplicação em subestações proposta em [42].

Figura 2.9 – TIPS.



FONTE: Adaptada de [42].

A estrutura possui um conversor NPC trifásico conectado à rede de alta tensão que gera um barramento de tensão contínua. Esse barramento de tensão contínua é utilizado

em um DAB que possui um lado com NPC trifásico conectado em um transformador de alta frequência em estrela que possui dois secundários, um em estrela e outro em delta. São conectados conversores em ponte trifásica dos lados secundários. Por fim, o barramento de tensão contínua produzido pelo DAB é convertido para uma tensão alternada através de três pontes trifásicas em paralelo para a divisão da corrente.

Os autores utilizam um semicondutor experimental de 15 kV de carbeto de silício (SiC) para se conectar com apenas um módulo em uma rede de 13,8 kV. A utilização de um secundário em estrela e outro em delta têm como objetivo a redução dos harmônicos de quinta e sétima ordem. É mostrado um protótipo de 100 kVA que tem rendimento teórico de 96,75% sem contar os elementos passivos. Testes experimentais iniciais demonstram um rendimento de 94,44% em tensão reduzida.

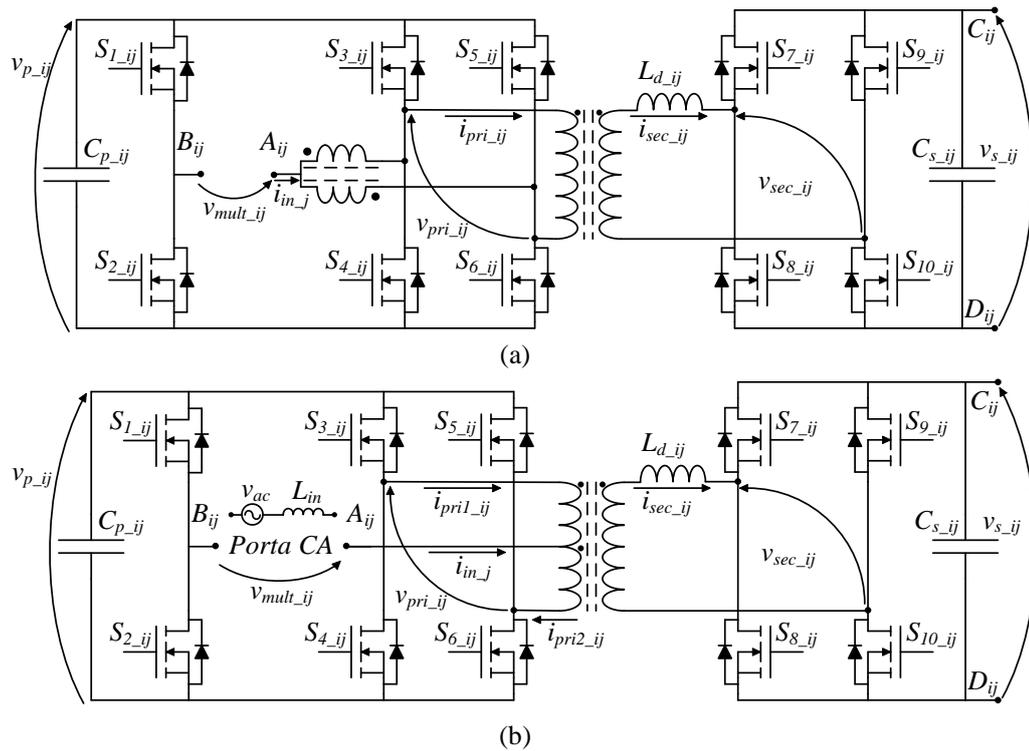
2.4 Topologia Proposta

Tendo em vista a discussão realizada no primeiro e segundo capítulos, a análise e desenvolvimento de um TES apresenta grandes desafios além de possuir grande importância. Dessa forma, o presente trabalho propõe o estudo de uma topologia de estágio integrado semelhante à apresentada em [43], analisando sua viabilidade na aplicação em um TES. Essa topologia apresenta um estágio integrado capaz de realizar uma conversão CA-CC isolada com barramento de tensão contínua em ambos os lados do transformador, operando com fator de potência unitário, baixa distorção harmônica da corrente e com capacidade bidirecional.

A estrutura possui um transformador operando em alta frequência que realiza a isolamento e transferência de potência através de uma modulação por *phase-shift* semelhante ao DAB e um segundo transformador para a realização de *interleaving* e consequente divisão da corrente nos semicondutores. O estágio integrado possibilita a operação em uma grande faixa de comutação suave além de diminuir a quantidade de componentes, reduzindo as perdas se comparada às estruturas que possuem um retificador juntamente com o DAB.

Em [44] foi proposta uma modificação da estrutura através da adição de um braço operando em baixa frequência que duplica a tensão de entrada CA que o conversor é capaz de modular além de remover a necessidade de balancear os capacitores do módulo. Visando à redução da quantidade de componentes, assim como o aumento da densidade de potência e rendimento do conversor, ambos os transformadores podem ser integrados em uma única estrutura com tap central conforme visto na Figura 2.10 e que será o foco de estudo desse trabalho.

Figura 2.10 – Topologia analisada: (a) com dois transformadores e (b) integrada.



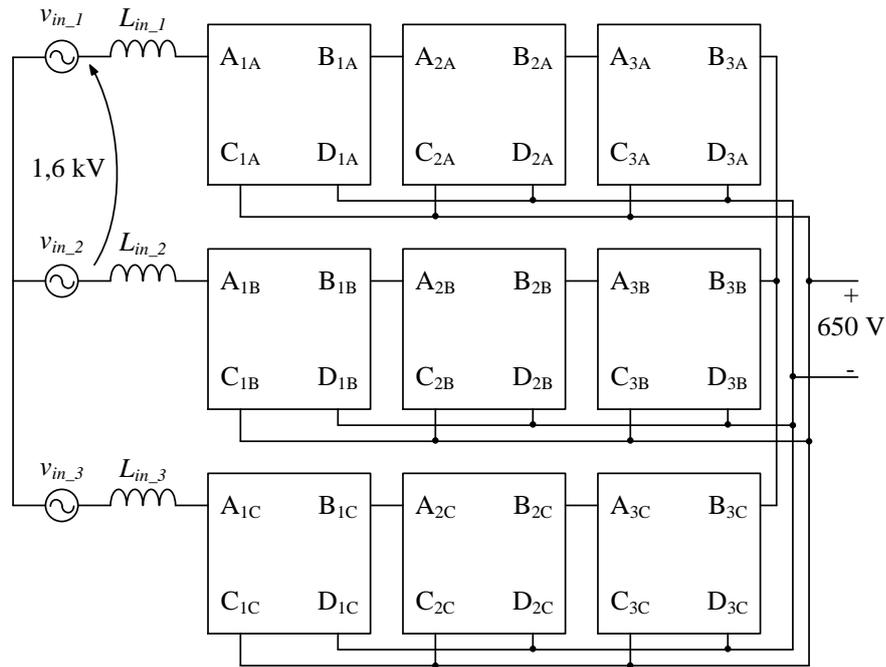
FONTE: Próprio Autor.

A topologia, além de todas as características até então descritas, também permite o cascadeamento de módulos para uma conexão em tensões e potências maiores. Os subíndices ij são utilizados para designar o submódulo i da fase j . Serão realizados testes com três módulos em série assim como testes com conexão trifásica para validação da estrutura. Após a validação em laboratório, será construída a estrutura vista na Figura 2.11.

Essa estrutura será aplicada em média tensão para a construção de um TES que será instalado na rede da Universidade Federal do Piauí (UFPI). O sistema total possuirá uma potência de 75 kVA e é financiado pela concessionária Equatorial. Em sua configuração final, a estrutura possuirá 9 módulos, sendo 3 módulos em cada fase, possibilitando a conversão de uma tensão alternada de 1600 V em uma tensão contínua de 650 V. Por fim, um inversor comercial completará a estrutura realizando o estágio CC-CA para a obtenção de uma rede de 380 V trifásica alternada.

O TES, assim constituído (conversor com estágio integrado apresentado nesta tese juntamente com um inversor comercial), será conectado ao sistema de potência visto na Figura 2.12.

Figura 2.11 – Estrutura modular trifásica.



FONTE: Próprio Autor.

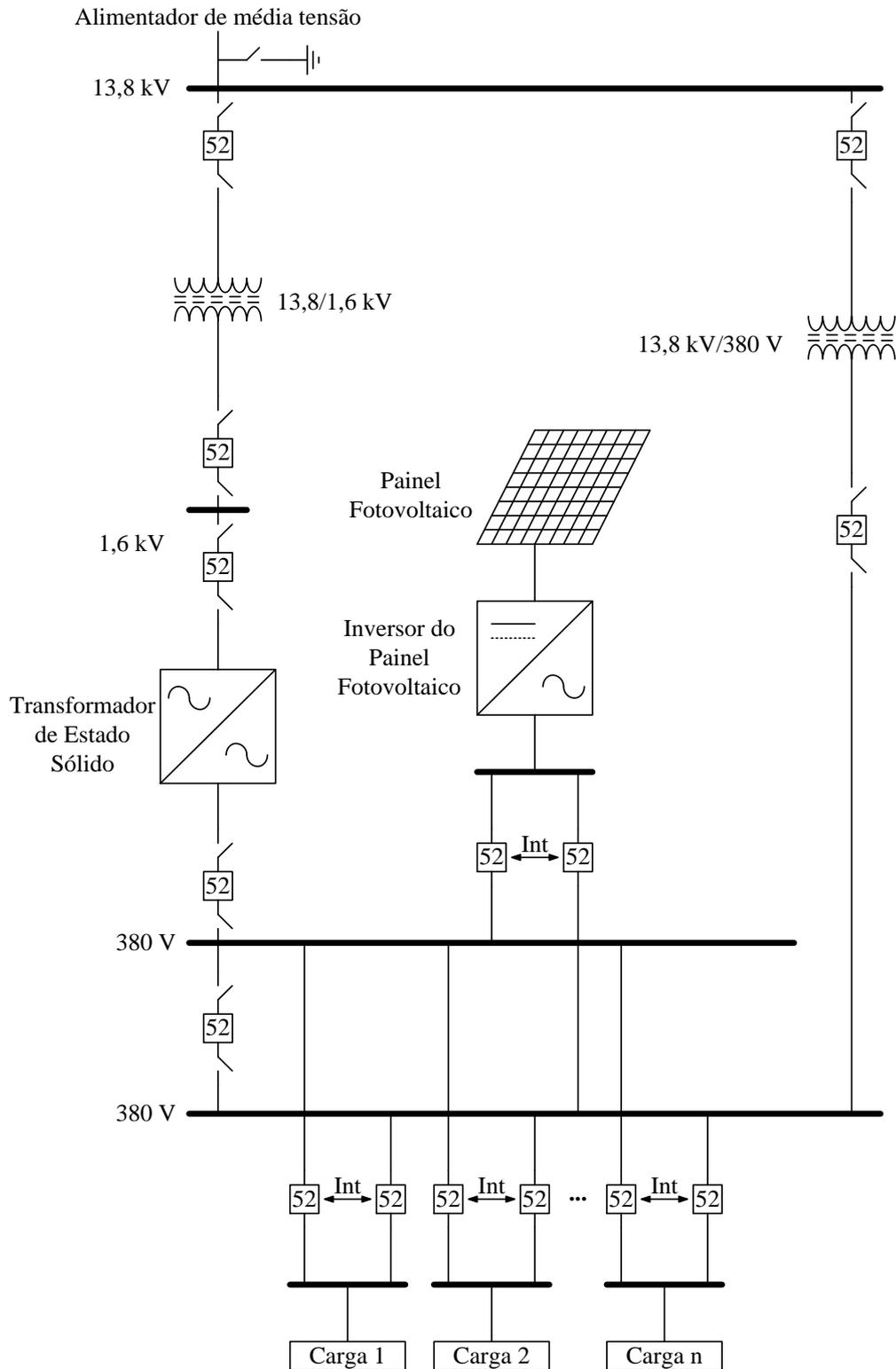
Pode ser visto que além do transformador de estado sólido está prevista a utilização de um transformador de baixa frequência para a adequação da tensão da rede de 13,8 kV para a tensão de entrada do conversor. O sistema final também possuirá um conjunto de painéis solares conectados ao mesmo barramento do TES através de um segundo inversor.

Estudos preliminares já foram realizados na topologia utilizando dois transformadores através de um protótipo com 1 kW, com barramentos de 400 V em uma rede de 220 V em uma configuração monofásica [45].

O presente trabalho estende ainda mais esse estudo utilizando a topologia com transformador integrado e apresentando resultados com três módulos, para validação da possibilidade de alcançar tensões de entrada elevadas, assim como sua aplicação num sistema trifásico. São realizados ainda diversos ensaios como o levantamento da curva de rendimento, avaliando o impacto da integração magnética, e degrau bidirecional de carga, validando características essenciais para a aplicação em um TES. Além disso, a implementação prática da estrutura é apresentada em detalhes juntamente com a discussão e solução para diversos problemas encontrados em sistemas com elevadas potências e números de módulos tais como isolamento, eliminação de componentes contínuas nas correntes, saturação de magnéticos, tempo de cálculo e modulação. No contexto das componentes contínuas nas correntes e saturação de

magnéticos é apresentando um novo controle de magnetização multivariável necessário para o correto funcionamento da estrutura.

Figura 2.12 – Sistema de potência.



FONTE: Próprio Autor.

Até o presente momento, resultados de simulação com um módulo nas especificações nominais com barramentos de 650 V e 544 V e potência de 8,33 kW foram apresentados em congresso internacional [46] e em [47] são apresentados resultados experimentais da estrutura de um módulo em valor nominal juntamente com uma profunda análise de perdas e a comparação com diversas outras estruturas. Resultados de um protótipo em pequena escala com dois módulos também são apresentados de forma preliminar.

2.5 Considerações Finais

Esse capítulo apresentou uma revisão bibliográfica do estado da arte de TES. Diversas topologias foram apresentadas com protótipos em escala reduzida e real sendo aplicadas em elevadas potências e tensões. Essa revisão abrange diferentes conversores mostrando as principais características que estão presentes nos transformadores de estado sólido. As topologias foram apresentadas e classificadas de acordo com a quantidade de estágios.

Diante do exposto, foi apresentada a topologia que será aplicada no presente estudo para a construção de um TES em média tensão. A topologia tem bidirecionalidade, isolamento em alta frequência, capacidade de operar com fator de potência unitário e baixa distorção harmônica, além de possuir barramentos de tensão contínua para a conexão de energias renováveis.

3 ANÁLISE DO CONVERSOR PROPOSTO

Uma vez realizada a revisão bibliográfica e a apresentação da topologia que será estudada, neste capítulo é realizada a descrição detalhada do funcionamento do conversor que será utilizado no transformador de estado sólido. Primeiramente é realizada uma análise qualitativa mostrando as etapas de funcionamento assim como a modulação e as estruturas de controle necessárias.

Na segunda parte é realizada uma análise quantitativa com os principais equacionamentos assim como a realização de uma análise dos esforços nos semicondutores.

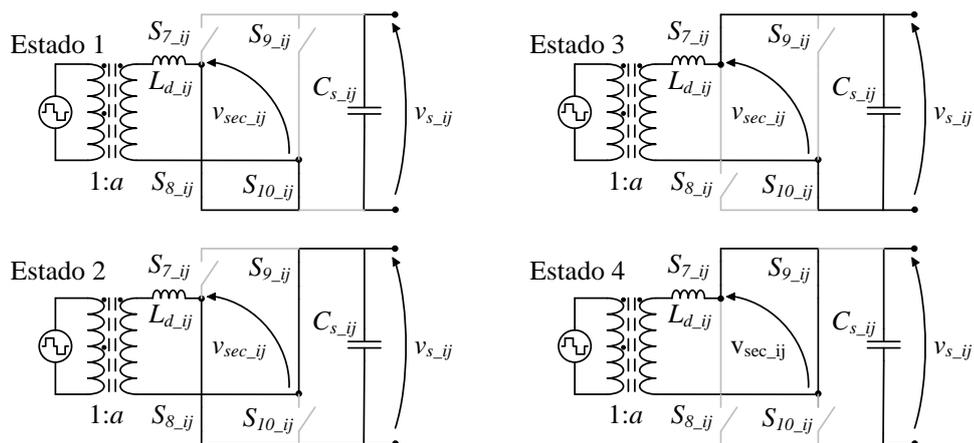
3.1 Análise Qualitativa

Nesta seção é apresentada a análise qualitativa do conversor através dos seus estados de funcionamento, estratégia de modulação e controle.

3.1.1 Estados de Funcionamento

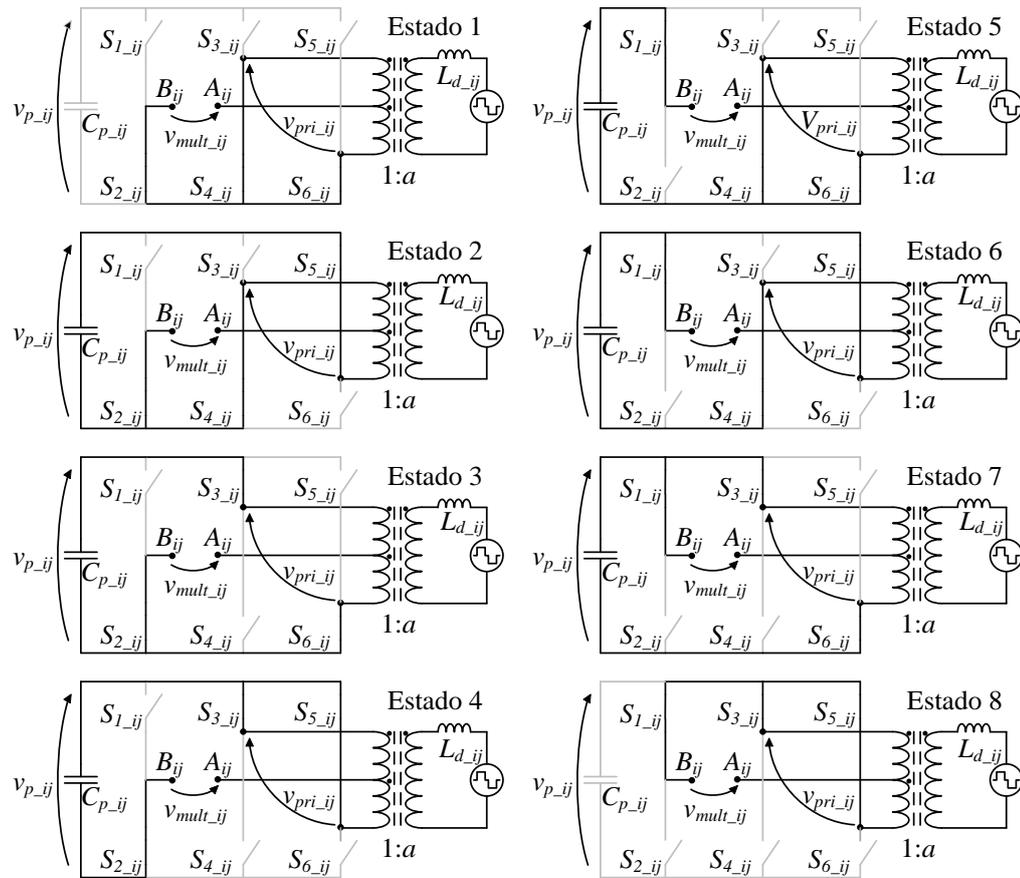
Na Figura 3.1 podem ser vistos os estados possíveis do lado secundário do conversor e na Figura 3.2 os do primário.

Figura 3.1 – Estados do secundário.



FONTE: Próprio autor.

Figura 3.2 – Estados do primário.



FONTE: Próprio autor.

Na Tabela 3.1 estão representados os estados das chaves do secundário com os respectivos valores de tensão do secundário, v_{sec_ij} em função do estado das chaves S_{7_ij} , S_{9_ij} e da tensão do barramento secundário v_{s_ij} .

Tabela 3.1 – Estados do secundário.

Estado	S_{7_ij}	S_{9_ij}	v_{sec_ij}
1	0	0	0
2	0	1	$-v_{s_ij}$
3	1	0	v_{s_ij}
4	1	1	0

FONTE: Próprio autor.

Na Tabela 3.2 são resumidos os estados do primário com o valor da tensão multinível, v_{mult_ij} , e da tensão do primário do transformador, v_{pri_ij} , em função dos estados das chaves S_{1_ij} , S_{3_ij} , S_{5_ij} e da tensão do barramento primário v_{p_ij} .

Tabela 3.2 – Estados do primário.

<i>Estado</i>	S_{1_ij}	S_{3_ij}	S_{5_ij}	v_{mult_ij}	v_{pri_ij}
1	0	0	0	0	0
2	0	0	1	$\frac{v_{p_ij}}{2}$	$-v_{p_ij}$
3	0	1	0	$\frac{v_{p_ij}}{2}$	v_{p_ij}
4	0	1	1	v_{p_ij}	0
5	1	0	0	$-v_{p_ij}$	0
6	1	0	1	$-\frac{v_{p_ij}}{2}$	$-v_{p_ij}$
7	1	1	0	$-\frac{v_{p_ij}}{2}$	v_{p_ij}
8	1	1	1	0	0

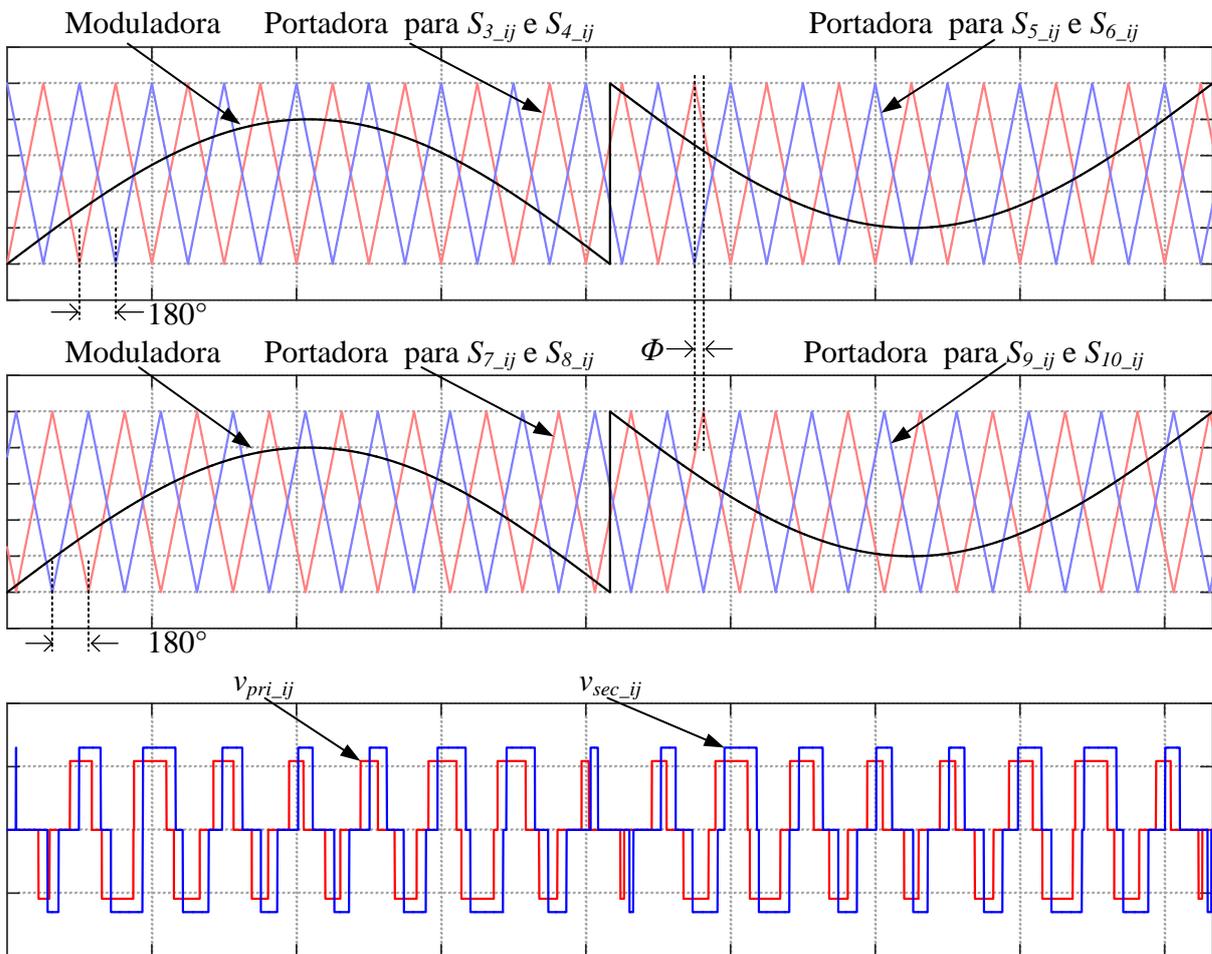
FONTE: Próprio autor.

Observando a tabela pode ser concluído que a topologia apresenta uma tensão de três níveis no transformador e uma tensão de até cinco níveis nos terminais $A_{ij}B_{ij}$ chamada a partir de agora de tensão multinível. Com a utilização de uma técnica de modulação adequada é possível conseguir todos esses níveis assim como realizar o controle do fluxo de potência.

3.1.2 Técnica de Modulação

A modulação utilizada nesse conversor é baseada na técnica *Sinusoidal Pulse-Width Modulation* (SPWM). Na Figura 3.3 são apresentadas as principais formas de onda relacionadas com essa técnica. Nela, é utilizada uma moduladora senoidal juntamente com portadoras triangulares. A topologia também apresenta um braço operando em baixa frequência S_{1_ij} - S_{2_ij} que comuta a cada semiciclo da rede. Essa comutação em baixa frequência torna necessária uma descontinuidade na moduladora, conforme visto na mesma figura.

Figura 3.3 – Modulação utilizada no conversor.



FONTE: Próprio autor.

A modulação apresenta ainda uma portadora para cada braço de alta frequência, uma vez que as chaves inferiores e superiores operam complementarmente. Dessa forma são necessárias duas portadoras para operar a ponte do primário e duas portadoras para a ponte do secundário. As portadoras dos braços de cada ponte estão defasadas em 180° uma da outra [48]. Vale salientar aqui a importância de implementar um sistema que impeça a ocorrência de curto circuito no braço, como por exemplo, um sistema de tempo morto na comutação.

Além disso, as portadoras dos braços da ponte do primário estão defasadas de um ângulo Φ das portadoras da ponte secundária. Essa defasagem é responsável pela transferência de potência do transformador e é definida como *phase-shift*.

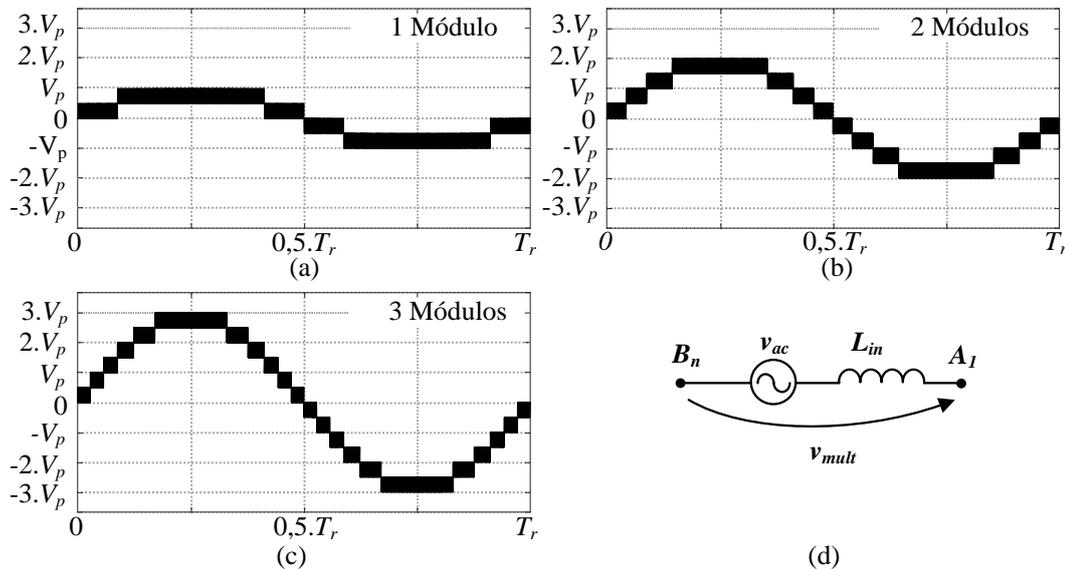
Na Figura 3.3 pode ainda ser vista a tensão de três níveis produzida no transformador. É possível também observar que a tensão resultante no primário está defasada da tensão do secundário do mesmo ângulo Φ utilizado nas portadoras.

Na Figura 3.4 pode ser vista a tensão multinível total considerando um, dois e três módulos conectados em série. É possível observar que para um único módulo temos até cinco níveis, conforme visto através dos estados das chaves. Com a utilização de mais módulos em cascata é possível aumentar a quantidade de níveis na tensão multinível total. Para isso é necessário que haja uma defasagem θ entre as portadoras dos braços de cada módulo dada pela equação (3.1).

$$\theta = \frac{180^\circ}{n} \quad (3.1)$$

Onde n representa o número de módulos cascadeados.

Figura 3.4 – Tensão multinível total do conversor: (a) um módulo, (b) dois módulos, (c) três módulos e (d) ponto de medição.



FONTE: Próprio autor.

A quantidade de níveis em função do número de módulos pode ser obtida pela equação (3.2).

$$l = 4.n + 1 \quad (3.2)$$

Cada nível possui um valor de $0,5.V_p$. Dessa forma para 1 módulo temos os níveis $(+V_p, +0,5.V_p, 0, -0,5.V_p, -V_p)$. Para dois módulos a tensão possui 9 níveis $(+2.V_p, +1,5.V_p, +V_p, +0,5.V_p, 0, -0,5.V_p, -V_p, -1,5.V_p, -2.V_p)$. Analogamente, incrementando os níveis em $0,5.V_p$ pode ser obtidos os níveis para qualquer quantidade de módulos. De forma geral a tensão dos níveis pode ser calculada pela equação (3.3).

$$v_{nível} = v_{setor} \cdot \frac{V_p}{2} \quad (3.3)$$

Onde V_p é o valor nominal da tensão do barramento primário de um módulo qualquer e a variável v_{setor} é dada pela equação (3.4).

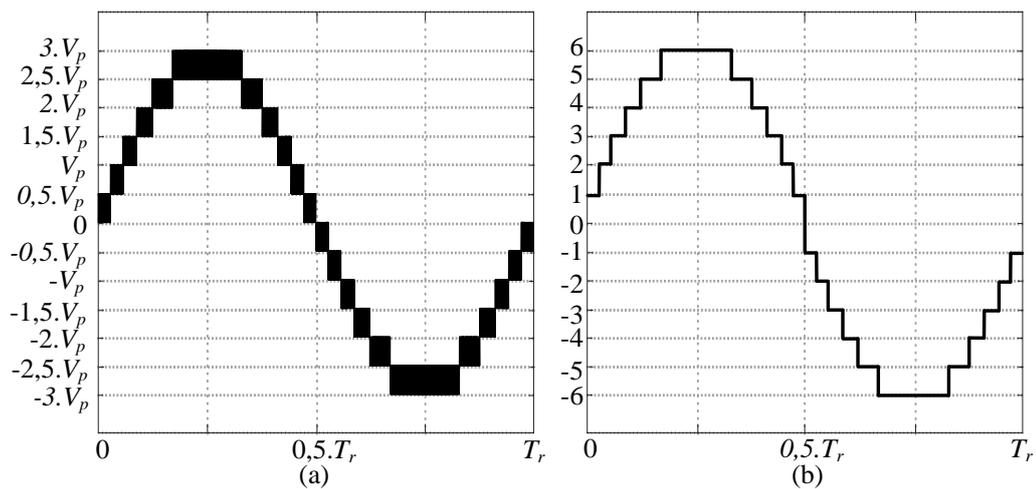
$$v_{setor}(t) = \text{ceil}\left(2.n.M \cdot |\text{sen}(\omega_r.t)|\right) \cdot \text{sign}(\text{sen}(\omega_r.t)) \quad (3.4)$$

Onde ω_r é a frequência angular da rede em radianos por segundo e M é o índice de modulação dado pela equação (3.5)

$$M = \frac{V_i}{n.V_p} \quad (3.5)$$

Onde V_i é a amplitude da tensão de entrada. Na Figura 3.5 pode ser visto o comportamento da variável setor juntamente com a tensão multinível total com três módulos cascadeados.

Figura 3.5 – Três módulos: (a) tensão multinível total e (b) setor.



FONTE: Próprio autor.

Vale salientar que a tensão multinível dentro de um setor varia entre dois valores dados pela equação (3.6).

$$v_{mult}(t) = \begin{cases} v_{setor}(t) \cdot \frac{V_p}{2} & 0 \leq t - t_{mult} < d_{mult}(t_{mult}) \cdot \frac{T_s}{2.n} \\ \text{sign}(v_{setor}(t)) (|v_{setor}(t)| - 1) \cdot \frac{V_p}{2} & d_{mult}(t_{mult}) \cdot \frac{T_s}{2.n} \leq t - t_{mult} < \frac{T_s}{2.n} \end{cases} \quad (3.6)$$

Onde T_s é o período de chaveamento, d_{mult} é o ciclo de trabalho da tensão multinível para um determinado período e é dado pela equação (3.7).

$$d_{multi}(t_{mult}) = \frac{2.n}{T_s} \int_{t_{mult}}^{t_{mult} + \frac{T_s}{2n}} (2.M \cdot \text{sen}(\omega_r.t) - v_{setor}(t)) dt \quad (3.7)$$

O valor t_{mult} representa um valor múltiplo do período de chaveamento dado pela equação (3.8).

$$t_{mult} = \frac{T_s}{2n} \cdot k_{mult} \quad (3.8)$$

Onde k_{mult} pertence aos naturais (0, 1, 2...).

3.1.3 Estratégia de Controle Geral

A estratégia de controle aplicada à topologia trifásica modular pode ser vista na Figura 3.6. Todas as tensões e correntes são transformadas para um eixo girante através da transformada de Park. Dessa forma, as grandezas que serão controladas serão contínuas, sendo necessários apenas controladores do tipo proporcional integral (PI) para obtenção de erro nulo. Essa estratégia é equivalente à utilização de grandezas senoidais e controladores ressonantes conforme [49].

Para a realização do controle é primeiramente realizada uma média de todas as tensões dos barramentos primários. Com essa média é realizado um controle em cascata com a corrente de eixo direto.

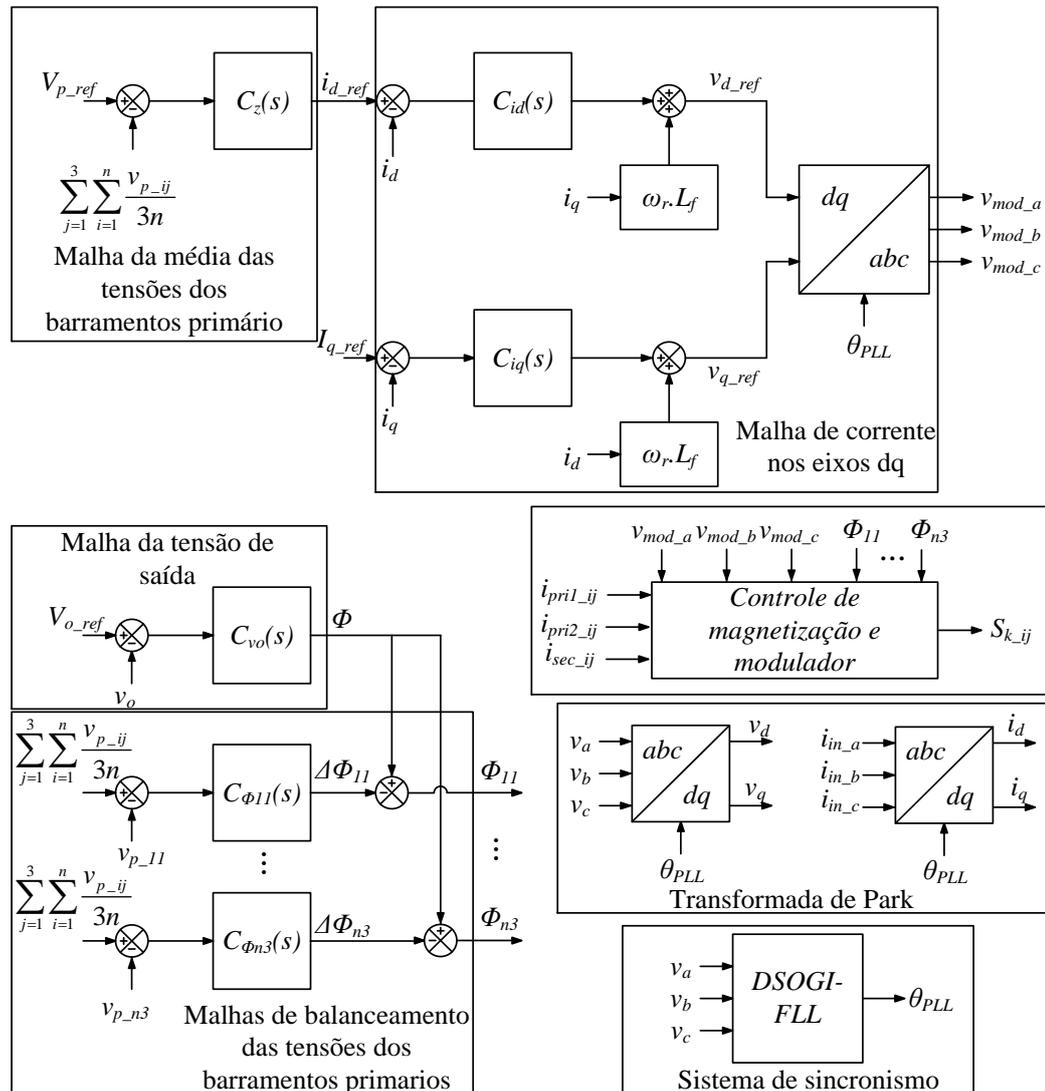
Os eixos do sistema girante são sincronizados e escolhidos de tal forma que a corrente de eixo direto i_d fique proporcional à potência ativa enquanto a corrente no eixo de quadratura i_q fique proporcional à potência reativa. Para se obter uma operação com fator de potência unitário o reativo deve ser nulo, conseqüentemente a referência para a corrente de quadratura, I_{q_ref} , é nula. Enquanto isso, a referência da corrente de eixo direto, I_{d_ref} , é fornecida pelo controlador da média de tensão $C_z(s)$. Uma vez determinados os valores de referência para a corrente de eixo direto e de quadratura, o sistema através dos controladores $C_{id}(s)$ e $C_{iq}(s)$ obtém os valores desejados de tensão nos eixos diretos, v_{d_ref} , e em quadratura, v_{q_ref} . Com esses valores é realizada a transformada inversa de Park para a obtenção das moduladoras v_{mod_a} , v_{mod_b} e v_{mod_c} .

A tensão contínua no barramento de saída é controlada através da potência transferida de acordo com o ângulo Φ , uma vez que a estrutura opera de modo similar ao DAB. Esse ângulo é obtido através do controlador $C_{vo}(s)$.

Contudo, no primário apenas a média das tensões dos barramentos é controlada, requerendo assim que seja realizado um controle adicional para o balanceamento dessas tensões. Para isso, é realizada uma malha de controle adicional que faz com que cada módulo rastreie o valor do barramento para o valor médio através do processamento de um adicional

de potência. Essa parcela adicional é definida pelo controlador $C_{\phi ij}(s)$ através do incremento ou decremento do ângulo Φ . Vale salientar que a malha utiliza como referência o valor médio dos barramentos ao invés do valor nominal, para que haja um equilíbrio de todos os módulos mesmo durante condições dinâmicas, como a partida do conversor.

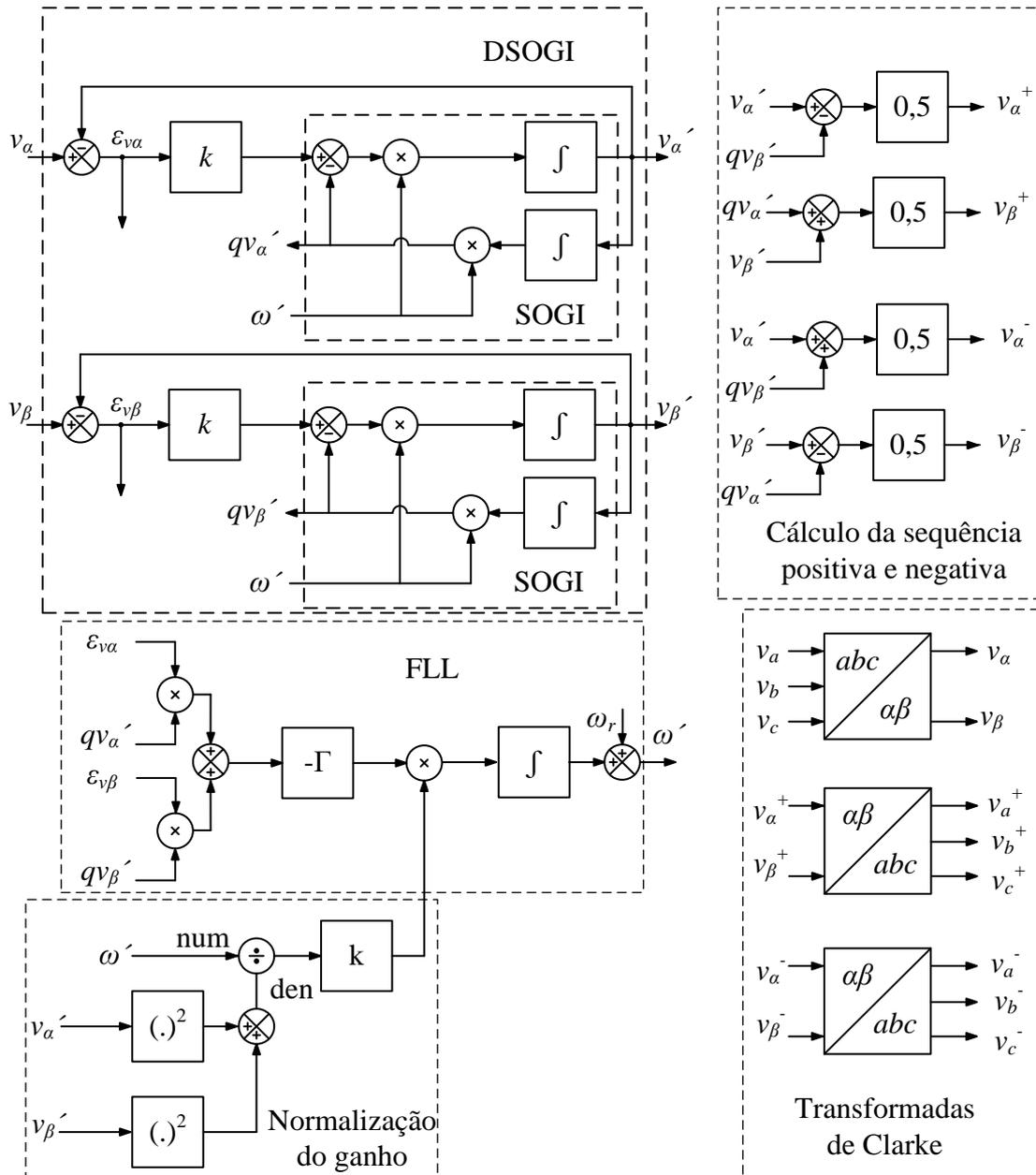
Figura 3.6 – Estratégia de controle geral



FONTE: Próprio autor.

As moduladoras obtidas juntamente com as correntes dos transformadores são utilizadas em um controle de magnetização que é discutido em maiores detalhes na próxima seção. Por fim, para a sincronização do sistema com a rede é utilizado o *Double Second Order Generalized Integrator Frequency Locked Loop* (DSOGI-FLL) proposto em [50] e visto na Figura 3.7.

Figura 3.7 – DSOGI-FLL.



FONTE: Adaptado de [49].

O DSOGI-FLL é uma estrutura de sincronismo com a rede baseada no *Second Order Generalized Integrator* (SOGI) [51]. O SOGI é um filtro adaptativo que utiliza o integrador generalizado, também conhecido como proporcional ressonante, e possui uma frequência de ressonância que não é fixa, sendo assim bastante indicado para situações que possam ter oscilações de frequência. O SOGI pode ser utilizado para obter componentes em quadratura assim como realizar o sincronismo de um sistema monofásico.

No caso do DSOGI-FLL há a duplicação do sistema SOGI sendo realizado um rastreamento tanto da componente alfa, v_α , quanto da componente beta, v_β , do sistema

trifásico em componentes de Clarke. Através das componentes em quadratura obtida de cada DSOGI, v_α' , qv_α' , v_β' e qv_β' , é possível obter tanto as componentes de sequência positiva, v_α^+ e v_β^+ , quanto as componentes de sequência negativa do sistema, v_α^- e v_β^- .

Além disso, é adicionada uma malha que realiza a centralização da frequência da rede na qual o DSOGI opera. Essa estrutura é conhecida como *Frequency Locked Loop* (FLL). Dessa forma, um DSOGI-FLL rastreia a frequência da rede, que é um parâmetro que possui maior constância do que a amplitude. No esquemático também é possível ver que o ganho do FLL é normalizado, fazendo com que o desempenho do sistema seja o mesmo independentemente da amplitude da tensão de entrada.

3.1.4 Estratégia de Controle de Magnetização

Controlar as componentes contínuas nas correntes do transformador é fundamental para o correto funcionamento do conversor. Diversos problemas podem ocorrer devido ao aparecimento de tais componentes como a perda de comutação suave, aumento das perdas nos semicondutores e magnéticos ou mesmo a possível saturação do transformador [52].

Diversos motivos podem causar o aparecimento de componentes contínuas mesmo em regime estacionário como assimetria de sinais de gatilho causada por diferenças intrínsecas dos semicondutores, pequenas diferenças no tempo de condução e bloqueio das chaves, atrasos nos sinais, falta de resolução do modulador entre outras [53].

Muitos desses inconvenientes podem ser reduzidos em regime estacionário através do uso de módulos integrados ou usando componentes do mesmo lote do fabricante para reduzir as diferenças dos semicondutores, o uso de um modulador com alta resolução e um bom *design* de placa [54]. Além disso, melhorias que visam reduzir o tempo de transição entre dois ângulos de defasagem diferentes, como o *Single Phase Shift* (SPS) [55], *Dual Phase Shift* (DPS) [56], *Extended Phase Shift* (EPS) [57] e *Triple Phase Shift* (TPS) [58] podem ajudar consideravelmente em regimes transientes. Contudo, mesmo com tais práticas não é possível garantir uma total eliminação de tais componentes sendo muitas vezes eliminadas ao longo do tempo nos elementos parasitas do conversor. Dessa forma, uma metodologia que possa garantir um valor nulo de componente contínua é muito importante.

Em conversores de baixa potência, é muito comum o uso de capacitores em série para a eliminação de componentes contínuas [59]. Contudo, essa prática é inviável para topologias de maior potência uma vez que é requerido um capacitor com baixa resistência

série para redução de quedas de tensão e perdas. Para aplicações em alta potência seria necessária uma combinação de vários capacitores aumentando assim o volume e os custos.

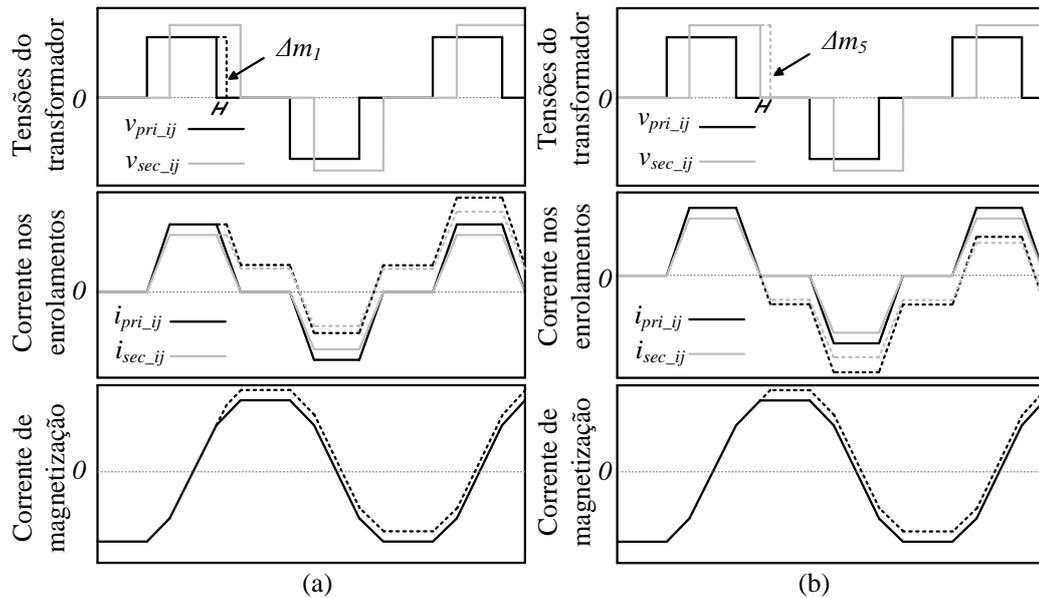
Dessa forma, metodologias que utilizam um sistema em malha fechada têm surgido. Muitas delas se diferenciam apenas pela forma de medição da corrente de magnetização como em [60] que usa a subtração da corrente de dois sensores, em [61] é utilizado um indutor em paralelo ao enrolamento do transformador ou em [62] que utiliza um único sensor para obter a magnetização. Também existe na literatura maneiras de medir diretamente o fluxo magnético do transformador como em [63] através do uso de um segundo transformador, em [64] é utilizado um sensor de efeito Hall dentro do núcleo ou com um núcleo adicional proposto em [65]. Normalmente as metodologias que utilizam a medição de corrente apresentam uma perda de largura de banda ou resolução, caso sejam mal dimensionados. Por outro lado, as metodologias que medem diretamente o fluxo magnético apresentam uma grande dificuldade de execução.

Contudo, muitas dessas estratégias foram aplicadas apenas em sistemas de conversão CC-CC não havendo resultados para topologias CA-CC com estágio integrado. Topologias de estágio integrado CA-CC, como a apresentada nesse trabalho, apresentam uma maior complexidade em termos de magnetização uma vez que o ciclo de trabalho está constantemente sendo alterado para se obter a correção do fator de potência. Metodologias que causem grandes variações no ciclo de trabalho podem afetar diretamente nessa correção ou mesmo distorcer a corrente de entrada, inserindo harmônicos.

Outro fator que gera complexidade no controle de componentes contínuas na topologia apresentada é a configuração com tap central do transformador que não permite a utilização de capacitores em série no primário além de dificultar a medição da corrente de magnetização.

Além disso, os trabalhos encontrados na literatura realizam algumas simplificações matemáticas ou utilizam apenas uma das pontes para a eliminação das componentes contínuas. Uma exceção é o trabalho visto em [66] que realiza um desacoplamento do sistema para a correta eliminação de todas as componentes contínuas. Contudo, como pode ser visto através da Figura 3.8, ambas as pontes de uma estrutura do tipo DAB podem causar o aparecimento de componentes contínuas. E qual ponte realizará a compensação é bastante importante.

Figura 3.8 – Componente contínua: (a) positiva, (b) negativa.



FONTE: Próprio autor.

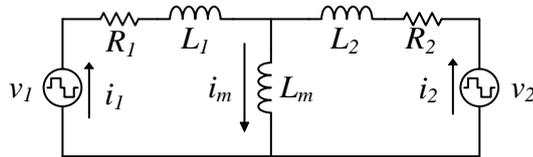
Por exemplo, na Figura 3.8a é adicionado um pequeno incremento Δm_1 na largura de pulso da tensão do primário do transformador. Como pode ser visto, todas as correntes apresentam um deslocamento positivo. Por outro lado, na Figura 3.8b é adicionado um pequeno incremento Δm_5 na tensão do secundário do transformador. Esse pequeno incremento provoca um deslocamento negativo das correntes dos enrolamentos do transformador e um deslocamento positivo na corrente de magnetização.

Dessa forma, se a corrente de magnetização apresentar um deslocamento negativo, adicionar um pequeno incremento no ciclo de trabalho na tensão do primário do transformador pode realizar a eliminação dessa componente. Contudo, surgirá uma componente contínua nas correntes dos enrolamentos. Da mesma forma, se houver um deslocamento negativo da corrente do enrolamento primário. Essa componente poderia ser eliminada com a adição de um incremento de ciclo de trabalho no primário. Contudo, causaria o aparecimento de um deslocamento na corrente do enrolamento secundário e na corrente de magnetização.

Analogamente, pode se discutir casos semelhantes de tentativas de eliminação de componentes nas correntes utilizando apenas a ponte secundária e causando componentes contínuas nas outras correntes. Dessa forma, o controle deve atuar simultaneamente em ambas as pontes para a completa eliminação de todas as componentes. Para isso deve-se realizar uma modelagem da estrutura que seja inerentemente acoplada. Na Figura 3.9 é possível ver o modelo equivalente do conversor DAB que será utilizado. Na figura, as pontes são

substituídas por fontes de três níveis com valores médios v_1 e v_2 , e o transformador é substituído pelo modelo equivalente constituído pelas resistências dos enrolamentos R_1 e R_2 , indutâncias de dispersão L_1 e L_2 e indutância de magnetização L_m .

Figura 3.9 – Modelo equivalente do conversor DAB.



FONTE: Próprio autor.

Para a modelagem demonstrada aqui as grandezas podem estar referidas a qualquer lado do transformador, devendo se aplicar a correta relação de transformação do transformador. Além disso, qualquer valor de indutância externa deve ser adicionado ao da indutância de dispersão do respectivo lado. Por exemplo, a indutância do indutor de transferência de potência, $L_{d_{ij}}$, já está considerada em L_2 .

É importante mencionar que o conversor apresentado possui um tap central. Contudo, as características magnéticas são semelhantes à estrutura do DAB, uma vez que no tap central ocorre a divisão da corrente de entrada em duas componentes iguais. O campo magnético produzido por ambas as componentes se anulam restando apenas as componentes em alta frequência, que são semelhantes as do DAB. Dessa forma, toda a modelagem para o controle de magnetização pode ser desenvolvida utilizando o modelo equivalente apresentado na Figura 3.9.

Aplicando a lei de Kirchhoff pode ser obtida a equação (3.9) e a equação (3.10).

$$-v_1 + R_1 i_1 + L_1 \frac{di_1}{dt} + L_m \frac{di_m}{dt} = 0 \quad (3.9)$$

$$-v_2 - R_2 i_2 - L_2 \frac{di_2}{dt} + L_m \frac{di_m}{dt} = 0 \quad (3.10)$$

Essas equações podem ser reorganizadas em um sistema matricial como o apresentado na equação (3.11).

$$\begin{pmatrix} \frac{di_m}{dt} \\ \frac{di_2}{dt} \end{pmatrix} = \mathbf{A} \begin{pmatrix} i_m \\ i_2 \end{pmatrix} + \mathbf{B} \begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \end{pmatrix} \quad (3.11)$$

Onde,

$$A = \begin{pmatrix} -L_2 R_1 & L_1 R_2 - L_2 R_1 \\ -L_m R_1 & -L_1 R_2 - L_m R_1 - L_m R_2 \end{pmatrix} \frac{1}{L_T} \quad (3.12)$$

$$B = \begin{pmatrix} L_2 & L_1 \\ L_m & -L_1 - L_m \end{pmatrix} \frac{1}{L_T} \quad (3.13)$$

$$L_T = L_1 L_2 + L_1 L_m + L_2 L_m \quad (3.14)$$

Considerando a corrente de magnetização e a corrente de secundário como saídas do sistema de equações pode se obter o sistema no espaço de estados visto na equação (3.15) e equação (3.16).

$$\frac{dX}{dt} = \dot{X} = A.X + B.U \quad (3.15)$$

$$Y = C.X + D.U \quad (3.16)$$

Onde,

$$X = \begin{pmatrix} i_m \\ i_2 \end{pmatrix} \quad (3.17)$$

$$U = \begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \end{pmatrix} \quad (3.18)$$

$$C = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (3.19)$$

$$D = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (3.20)$$

A função de transferência desse sistema pode ser obtida pela equação (3.21).

$$H(s) = C.(s.I - A)^{-1}.B + D = (s.I - A)^{-1}.B \quad (3.21)$$

A resposta no tempo do sistema pode ser obtida através da transformada inversa de Laplace da equação (3.21). Além disso, vale salientar que todos os autovalores do sistema apresentam componente real negativa. Dessa forma, se nenhuma entrada for aplicada, o sistema tende ao zero após um longo tempo. Essa característica é particularmente interessante para conversores de baixa potência que apresentam grandes resistências nos enrolamentos e podem assim dissipar rapidamente componentes contínuas que apareçam. Em transformadores de grande potência a constante de tempo para a completa eliminação pode ser demasiado elevada causando um acúmulo de magnetização que pode levar o transformador à saturação.

Conforme [67] o sistema até então modelado é considerado controlável, pois a matriz de controlabilidade expressa na equação (3.22) possui posto completo.

$$c = (B \quad A.B) \quad (3.22)$$

Uma vez que todo sistema controlável permite reposicionar os autovalores através de uma realimentação de estados podemos então alterar facilmente a dinâmica desse sistema. Além disso, como o sistema não possui polos na origem, podemos adicionar dois estados que incorporam um integrador do erro do controlador, como visto na equação (3.23), permitindo assim alcançar um erro nulo ao seguir uma referência do tipo degrau.

$$\frac{dX_a}{dt} = \dot{X}_a = R - Y = R - C.X \quad (3.23)$$

O sistema com os estados adicionais pode ser visto na equação (3.24) e equação (3.25).

$$\begin{pmatrix} \dot{X} \\ \dot{X}_a \end{pmatrix} = A_{ia} \begin{pmatrix} X \\ X_a \end{pmatrix} + B_{ia} U + \begin{pmatrix} 0_{2 \times 2} \\ I_{2 \times 2} \end{pmatrix} R \quad (3.24)$$

$$Y = (C \quad 0_{2 \times 2}) \cdot \begin{pmatrix} X \\ X_a \end{pmatrix} \quad (3.25)$$

Onde,

$$A_{ia} = \begin{pmatrix} A & 0_{2 \times 2} \\ -C & 0_{2 \times 2} \end{pmatrix} \quad (3.26)$$

$$B_{ia} = \begin{pmatrix} B \\ 0_{2 \times 2} \end{pmatrix} \quad (3.27)$$

$$0_{2 \times 2} = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (3.28)$$

$$I_{2 \times 2} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (3.29)$$

Para realocarmos os autovalores desse sistema através de uma realimentação de estado podemos resolver a equação de Lyapunov, vista na equação (3.30), para a determinação do ganho de realimentação.

$$A_{ia}T - TF = B_{ia}K_L \quad (3.30)$$

Nessa equação, F é uma matriz que contém os autovalores desejados do sistema. É importante salientar que os autovalores dessa matriz devem ser diferentes dos da matriz A . Caso contrário, a matriz T , solução da equação de Lyapunov, pode ser singular, não sendo

possível determinar o ganho. Também é necessário que a matriz K_L seja escolhida de tal forma que a matriz O_L , vista na equação (3.31), seja de posto completo.

$$O_L = \begin{pmatrix} K_L \\ K_L \cdot F \end{pmatrix} \quad (3.31)$$

Um exemplo de valor para a matriz F pode ser obtida na forma modal vista na equação (3.32).

$$F = \begin{pmatrix} \alpha & \beta & 0 & 0 \\ -\beta & \alpha & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \lambda_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \lambda_2 \end{pmatrix} \quad (3.32)$$

Onde α e β são respectivamente a parte real e imaginária dos autovalores desejados e λ_1 e λ_2 representam a parte real dos autovalores referentes aos estados adicionais. Esses autovalores adicionais devem ser escolhidos de tal forma a estarem afastados do par complexo conjugado para que tenham menor interferência na dinâmica desejada com a realocação.

Para a matriz K_L pode se escolher uma matriz que possui pelo menos um elemento não nulo por bloco diagonal da matriz F . Um exemplo pode ser visto na equação (3.33).

$$K_L = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (3.33)$$

Por fim, com a matriz T obtida na solução da equação de Lyapunov, pode-se obter o valor dos ganhos K_i para a realimentação de estados através da equação (3.34).

$$K_i = \begin{pmatrix} K \\ K_a \end{pmatrix} = K_L \cdot T^{-1} \quad (3.34)$$

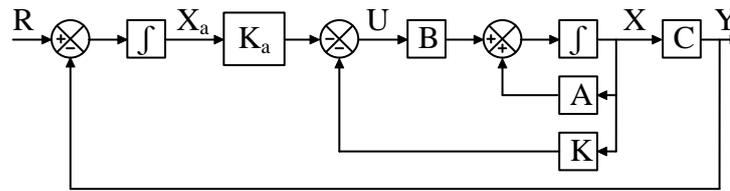
Vale salientar que diferentes soluções podem ser obtidas para K_i dependendo da matriz K_L escolhida. Para um melhor desempenho deve se escolher soluções com uma norma de K_i mínima.

Na equação (3.35) e equação (3.36) pode ser visto o sistema completo com os estados adicionais e a realimentação de estados proposta. Na Figura 3.10 é possível ver um diagrama de blocos com os estados adicionais e a realimentação de estados.

$$\begin{pmatrix} \dot{X} \\ \dot{X}_a \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A - BK & -BK_a \\ -C & 0_{2 \times 2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} X \\ X_a \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0_{2 \times 2} \\ I_{2 \times 2} \end{pmatrix} R \quad (3.35)$$

$$Y = (C \quad 0_{2 \times 2}) \begin{pmatrix} X \\ X_a \end{pmatrix} \quad (3.36)$$

Figura 3.10 – Diagrama de blocos do sistema com controle de magnetização.

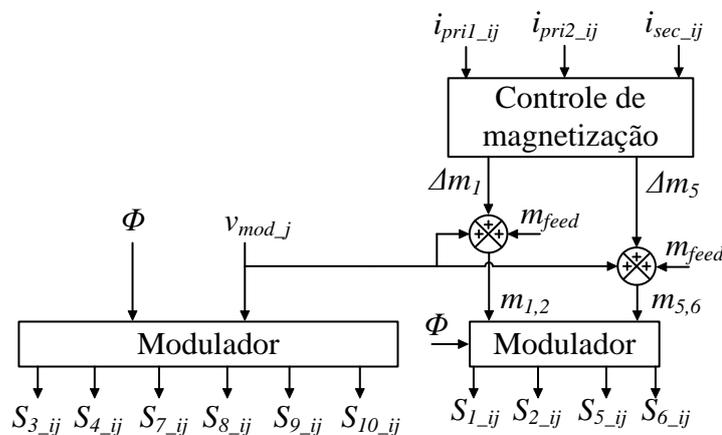


FONTE: Próprio autor.

Ao invés de ser utilizada a equação de Lyapunov para a determinação dos ganhos de realimentação é possível utilizar outros métodos. Por exemplo, o *Linear Quadratic Regulator* (LQR) utilizado em [68] seria uma possível solução. Nesse método são utilizadas duas matrizes de custo sendo possível obter um controlador ótimo em termos de ação de controle.

Esse sistema de controle, conforme discutido, tem como variável de controle o valor médio das tensões da ponte primária e da ponte secundária. Conforme visto na Figura 3.8, esses valores médios podem ser alterados através de um incremento Δm_1 e Δm_5 no ciclo de trabalho da tensão do primário e secundário respectivamente. Esse incremento pode ser obtido através de uma variação no ciclo de trabalho da chave S_{1_ij} e S_{5_ij} e suas complementares S_{2_ij} e S_{4_ij} conforme mostrado na Figura 3.11. As outras chaves dos módulos realizam a modulação com o valor original de moduladora. Na figura também pode ser visto um sinal de *feedforward* m_{feed} que será melhor explicado seu valor e sua função nos resultados experimentais.

Figura 3.11 – Controle de magnetização com modulador.



FONTE: Próprio autor.

Vale salientar que o bloco de controle possui como entrada os valores das correntes do primário e secundário. Através desses valores é possível determinar o valor da corrente de magnetização através da equação (3.37).

$$i_{mag_ij} = \frac{i_{pri1_ij} + i_{pri2_ij}}{2} - i_{sec_ij} \cdot a = i_{pri_ij} - i_{sec_ij} \cdot a \quad (3.37)$$

Pode ser observado que a soma da corrente i_{pri1_ij} com a corrente i_{pri2_ij} dividida por dois resulta na corrente i_{pri_ij} que nada mais é do que a componente em alta frequência, semelhante ao DAB. Ou seja, conforme anteriormente mencionado, há um cancelamento da componente de baixa frequência proveniente da corrente de entrada referente ao tap central. É importante observar que é utilizada a relação de transformação a , pois no presente trabalho o controle de magnetização será realizado considerando as grandezas referidas ao primário. Vale salientar, que a corrente i_{pri_ij} pode ser obtida utilizando um único sensor de corrente de efeito Hall medindo as correntes i_{pri1_ij} e i_{pri2_ij} simultaneamente no primário do sensor, semelhante ao que é feito em [62]. Dessa forma é realizada a medição da soma das correntes e o cancelamento da componente de baixa frequência dentro do próprio sensor. Outra maneira de se obter a corrente i_{pri_ij} é utilizando a corrente de entrada i_{in_j} e apenas uma das correntes de primário. Por exemplo, utilizando i_{pri1_ij} , a magnetização pode ser obtida usando a equação (3.38).

$$i_{mag_ij} = \frac{i_{in_j}}{2} + i_{pri1_ij} - i_{sec_ij} \cdot a \quad (3.38)$$

Em ambos os casos são utilizados dois sensores de corrente para o controle das componentes contínuas. Um para a medição da corrente de secundário e outro para a corrente do primário, pois a corrente de entrada já é medida para o controle de corrente e correção do fator de potência.

3.2 Análise Quantitativa

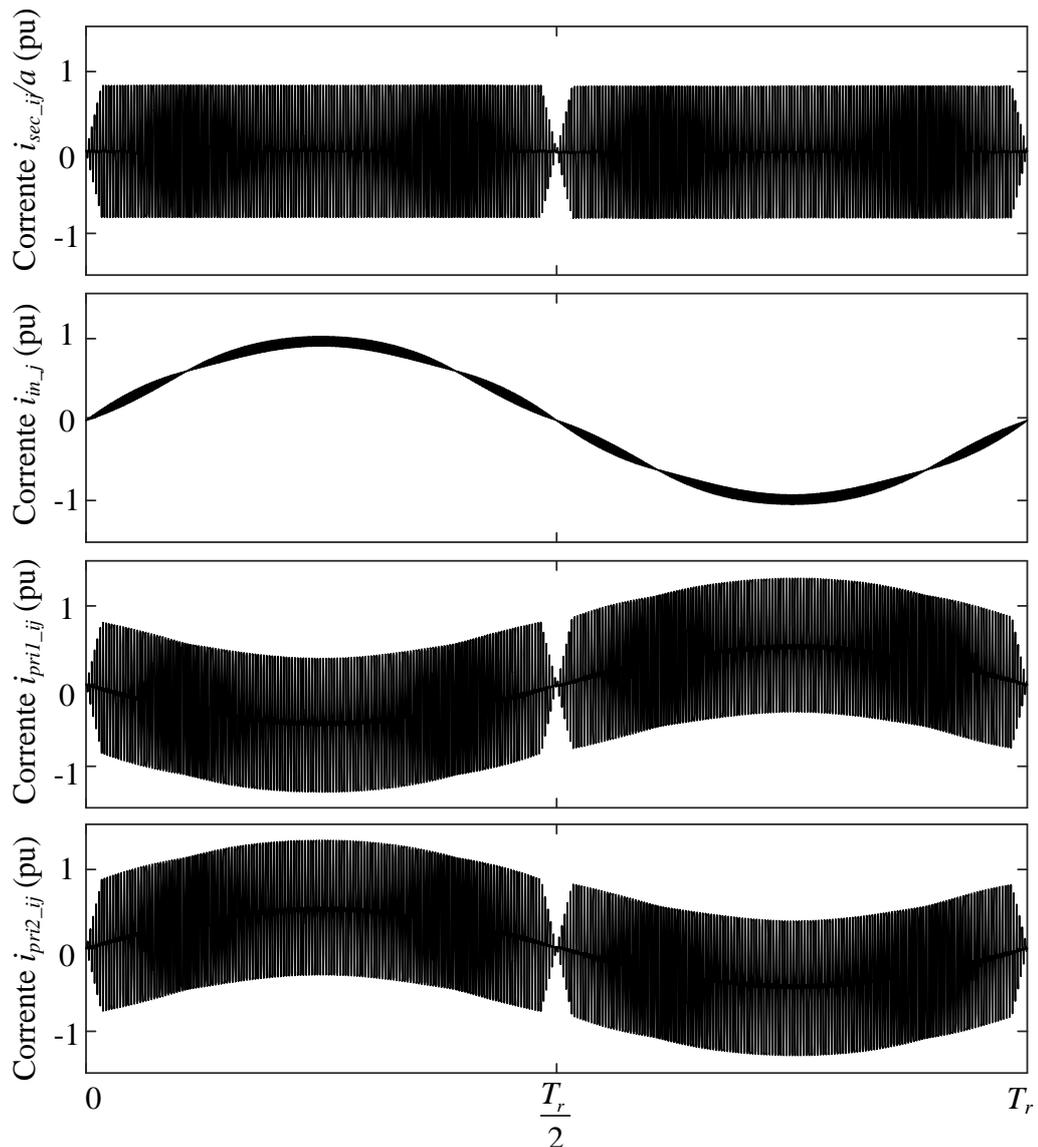
Nesse tópico, apresenta-se uma análise quantitativa do conversor proposto. São analisadas as diversas regiões de operação do conversor considerando as tensões e correntes do transformador para determinação do fluxo de potência do mesmo. Através desse estudo é possível determinar o ângulo de operação nominal do conversor assim como a indutância de dispersão necessária para transferir a potência nominal. Em um segundo momento é analisada a ondulação máxima da corrente de entrada, assim como a ondulação da tensão dos capacitores do primário e do secundário. Por fim é realizada uma análise da comutação do

conversor para determinação das regiões de comutação suave. Juntamente com essa análise são adicionadas as perdas dos magnéticos para determinação do rendimento do conversor.

3.2.1 Modelo Completo

Primeiramente será realizado o estudo da transferência de potência ativa do transformador. A topologia apresentada possui um transformador com tap central. Dessa forma, a corrente do primário do transformador apresenta uma componente em baixa frequência proveniente da corrente de entrada como pode ser visto na Figura 3.12. Na figura as correntes foram normalizadas em relação ao pico da corrente de entrada CA.

Figura 3.12 – Correntes no conversor.



FONTE: Próprio autor.

É importante notar que a corrente nos dois enrolamentos primários i_{pri1_ij} e i_{pri2_ij} possuem uma componente em baixa frequência com valor igual à metade da corrente de entrada i_{in_j} proveniente do tap central. Contudo, a componente em baixa frequência existente em i_{pri1_ij} apresenta uma oposição de fase da componente presente em i_{pri2_ij} havendo assim um cancelamento do campo magnético no transformador. Dessa forma, essa componente em baixa frequência não colabora na transferência de potência do transformador podendo assim ser removida para essa análise.

Ao removermos a componente de baixa frequência da corrente do primário ela apresentará um formato semelhante ao da corrente de secundário i_{sec_ij} possibilitando que o cálculo da potência ativa seja realizado de forma semelhante ao do DAB convencional.

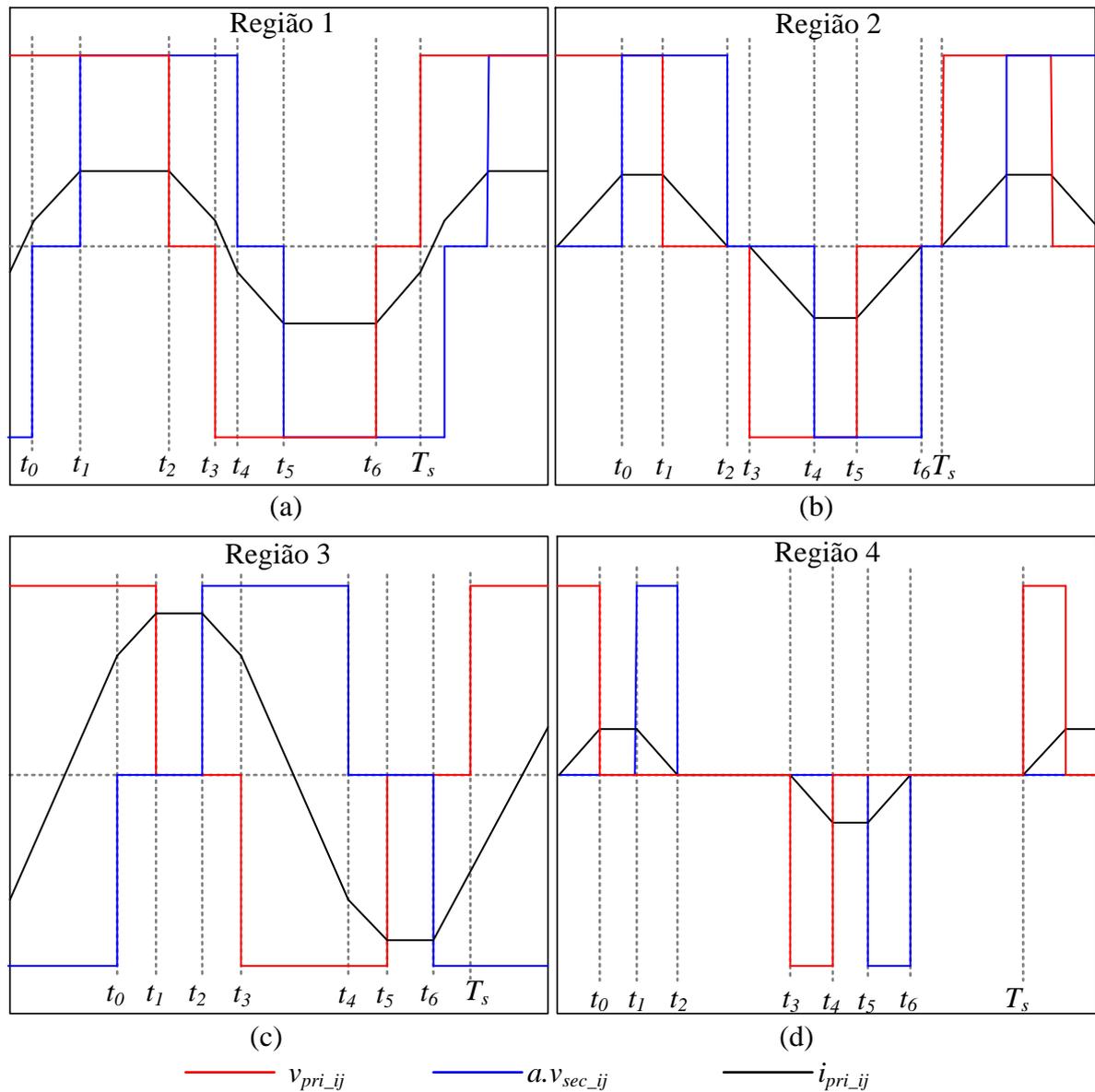
Com isso em mente, podemos utilizar o trabalho visto em [69] onde é realizado um estudo sobre a otimização da operação do conversor DAB. Nesse estudo é mostrado que o DAB é capaz de operar em até 12 regiões, sendo 4 regiões que operam apenas com fluxo positivo de potência, 4 semelhantes às anteriores que operam apenas com fluxo negativo de potência e 4 capazes de operar com ambos os fluxos de potência usando ciclos de trabalhos diferentes entre as pontes.

Contudo, no presente trabalho, a topologia em questão apresenta o mesmo ciclo de trabalho para ambas as pontes reduzindo a análise para 8 regiões. Além disso, as regiões que operam apenas com fluxo negativo apresentam as mesmas formas de onda das regiões que operam apenas com fluxo positivo diferenciando apenas no ângulo Φ , sendo análoga. Dessa forma o estudo pode ser reduzido às 4 regiões vistas na Figura 3.13.

Na figura é considerada a tensão do secundário refletida para o primário. Além disso, a relação de transformação do transformador é escolhida de tal forma que essas duas tensões possuem o mesmo valor de pico. Devido a isso, a corrente no transformador pode apresentar até três níveis de inclinação. Pode ter uma inclinação nula, proporcional ao barramento ou proporcional ao dobro do barramento. Dessa forma, pode se observar que a região 1 e região 3 apresentam um formato de corrente semelhante com três níveis de inclinação da corrente distintos. Enquanto isso, a região 2 e região 4 apresentam um formato semelhante entre si com apenas dois níveis de inclinação da corrente.

Apesar da similaridade apontada entre a região 1 com a região 3 e da região 2 com a região 4 o perfil de transferência de potência de cada região é completamente distinto. Na Figura 3.14 pode ser visto o perfil da potência instantânea para cada região. É possível notar que tanto a região 1 quanto a 2 possuem momentos em que a potência instantânea é constante o que não acontece na região 3 nem na 4.

Figura 3.13 – Regiões de operação do conversor: (a) região 1, (b) região 2, (c) região 3 e (d) região 4.

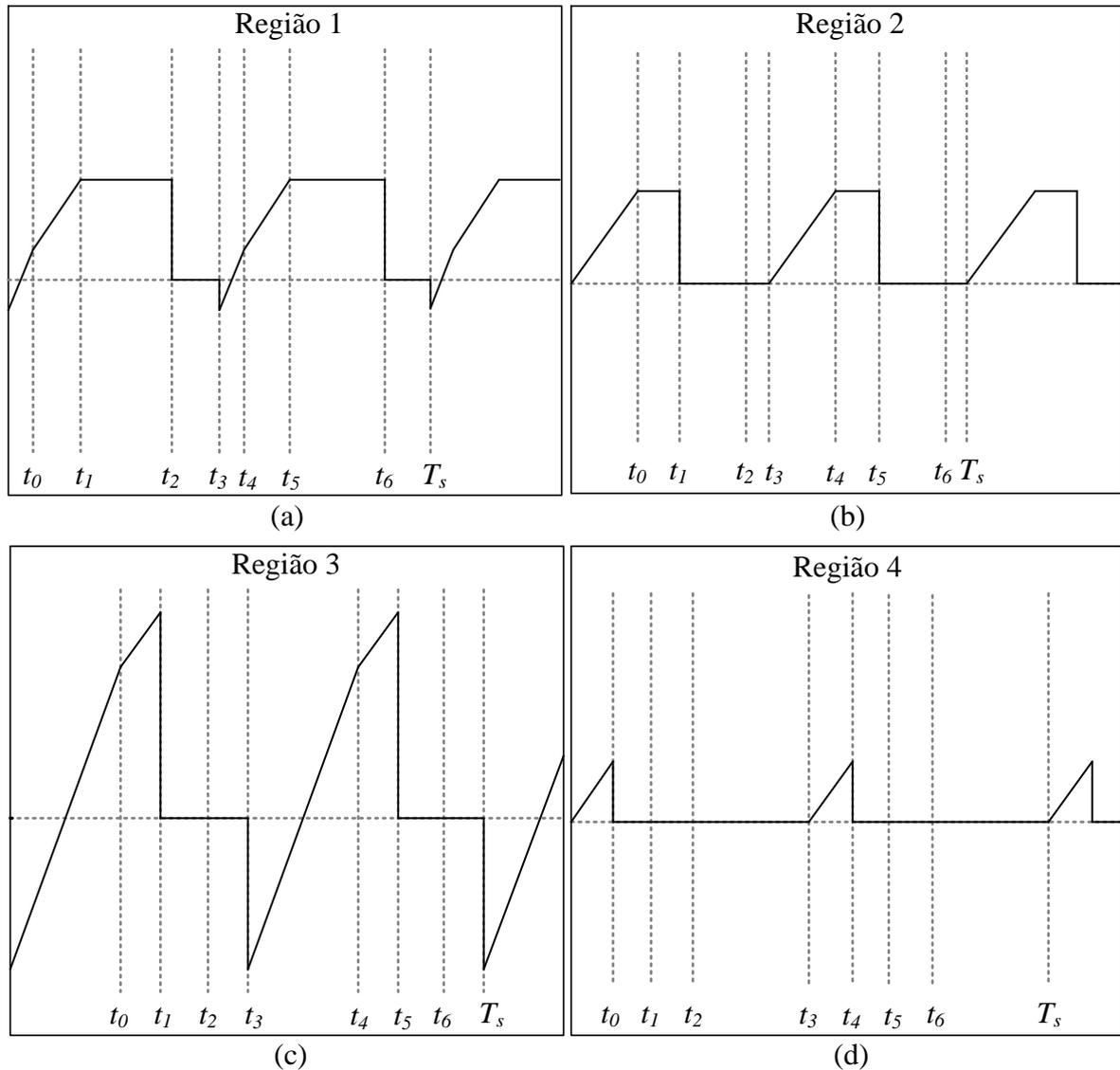


FONTE: Próprio autor.

Dessa forma, cada região deve ser equacionada separadamente. Para isso, elas serão divididas em oito intervalos, referentes à comutação de cada chave do conversor. O instante de cada uma dessas comutações para cada região pode ser visto na Tabela 3.3. Na tabela f_s é a frequência de chaveamento, D representa o ciclo de trabalho da tensão no transformador e Φ o ângulo de defasagem entre a tensão de primário e secundário.

Na Tabela 3.4 pode ser visto o valor da tensão do primário do transformador para cada um desses intervalos em cada região. A tensão do secundário refletida possui os mesmos valores, porém defasada em Φ .

Figura 3.14 – Potência instantânea do conversor: (a) região 1, (b) região 2, (c) região 3 e (d) região 4.



FONTE: Próprio autor.

De forma semelhante podem ser obtidas as equações para cada intervalo da corrente do transformador. As equações para as regiões 1 e 2 são vistas na Tabela 3.5 e as regiões 3 e 4 na Tabela 3.6. Esses valores de correntes são obtidos através da integração da tensão do indutor de transferência de potência dentro de um período de chaveamento. A tensão do indutor é dada pela diferença entre a tensão do primário e a de secundário refletida. É possível observar pelas equações os diferentes coeficientes angulares dos segmentos de reta, conforme discutido anteriormente.

Uma vez definidas a tensão e corrente do transformador, pode-se obter a potência através do produto de ambas. O resultado pode ser visto na Tabela 3.7.

Tabela 3.3 – Instante de comutação em cada região.

Tempo	Região1	Região2	Região3	Região4
t_0	$\frac{\Phi}{2\pi \cdot f_s} + D.T_s - \frac{T_s}{2}$	$\frac{\Phi}{2\pi \cdot f_s}$	$\frac{\Phi}{2\pi \cdot f_s} - \frac{T_s}{2} + D.T_s$	$D.T_s$
t_1	$\frac{\Phi}{2\pi \cdot f_s}$	$D.T_s$	$D.T_s$	$\frac{\Phi}{2\pi \cdot f_s}$
t_2	$D.T_s$	$\frac{\Phi}{2\pi \cdot f_s} + D.T_s$	$\frac{\Phi}{2\pi \cdot f_s}$	$\frac{\Phi}{2\pi \cdot f_s} - D.T_s$
t_3	$\frac{T_s}{2}$	$\frac{T_s}{2}$	$\frac{T_s}{2}$	$\frac{T_s}{2}$
t_4	$t_0 + \frac{T_s}{2}$	$t_0 + \frac{T_s}{2}$	$t_0 + \frac{T_s}{2}$	$t_0 + \frac{T_s}{2}$
t_5	$t_1 + \frac{T_s}{2}$	$t_1 + \frac{T_s}{2}$	$t_1 + \frac{T_s}{2}$	$t_1 + \frac{T_s}{2}$
t_6	$t_2 + \frac{T_s}{2}$	$t_2 + \frac{T_s}{2}$	$t_2 + \frac{T_s}{2}$	$t_2 + \frac{T_s}{2}$

FONTE: Próprio autor.

Tabela 3.4 – Tensão no primário do transformador em cada região.

Intervalo	Região1	Região2	Região3	Região4
$0 < t \leq t_0$	V_p	V_p	V_p	V_p
$t_0 < t \leq t_1$	V_p	V_p	V_p	0
$t_1 < t \leq t_2$	V_p	0	0	0
$t_2 < t \leq t_3$	0	0	0	0
$t_3 < t \leq t_4$	$-V_p$	$-V_p$	$-V_p$	$-V_p$
$t_4 < t \leq t_5$	$-V_p$	$-V_p$	$-V_p$	0
$t_5 < t \leq t_6$	$-V_p$	0	0	0
$t_6 < t \leq T_s$	0	0	0	0

FONTE: Próprio autor.

Tabela 3.5 – Corrente nas regiões 1 e 2.

Segmento	Intervalo	Região1	Região2
$i_{p0}(t)$	$0 < t \leq t_0$	$\frac{2.V_p}{L_d}t - \frac{V_p}{L_d}.t_0$	$\frac{V_p}{L_d}t$
$i_{p1}(t)$	$t_0 < t \leq t_1$	$\frac{V_p}{L_d}t$	$\frac{V_p \cdot \Phi}{2.\pi.f_s.L_d}$
$i_{p2}(t)$	$t_1 < t \leq t_2$	$\frac{V_p \cdot \Phi}{2.\pi.f_s.L_d}$	$-\frac{V_p \cdot (t-t_1)}{L_d} + \frac{V_p \cdot \Phi}{2.\pi.f_s.L_d}$
$i_{p3}(t)$	$t_2 < t \leq t_3$	$-\frac{V_p \cdot (t-t_2)}{L_d} + \frac{V_p \cdot \Phi}{2.\pi.f_s.L_d}$	0
$i_{p4}(t)$	$t_3 < t \leq t_4$	$-i_{p0}(t-t_3)$	$-i_{p0}(t-t_3)$
$i_{p5}(t)$	$t_4 < t \leq t_5$	$-i_{p1}(t-t_3)$	$-i_{p1}(t-t_3)$
$i_{p6}(t)$	$t_5 < t \leq t_6$	$-i_{p2}(t-t_3)$	$-i_{p2}(t-t_3)$
$i_{p7}(t)$	$t_6 < t \leq T_s$	$-i_{p3}(t-t_3)$	0

FONTE: Próprio autor.

Tabela 3.6 – Correntes nas regiões 3 e 4.

Segmento	Tempo	Região3	Região4
$i_{p0}(t)$	$0 < t \leq t_0$	$\frac{2.V_p}{L_d}t - \frac{V_p.t_0}{L_d}$	$\frac{V_p}{L_d}t$
$i_{p1}(t)$	$t_0 < t \leq t_1$	$\frac{V_p}{L_d}t$	$\frac{V_p \cdot D.T_s}{L_d}$
$i_{p2}(t)$	$t_1 < t \leq t_2$	$\frac{V_p \cdot D.T_s}{L_d}$	$-\frac{V_p}{L_d}(t-t_1) + \frac{V_p \cdot D.T_s}{L_d}$
$i_{p3}(t)$	$t_2 < t \leq t_3$	$-\frac{V_p}{L_d} \cdot (t-t_2) + \frac{V_p \cdot D.T_s}{L_d}$	0
$i_{p4}(t)$	$t_3 < t \leq t_4$	$-i_{p0}(t-t_3)$	$-i_{p0}(t-t_3)$
$i_{p5}(t)$	$t_4 < t \leq t_5$	$-i_{p1}(t-t_3)$	$-i_{p1}(t-t_3)$
$i_{p6}(t)$	$t_5 < t \leq t_6$	$-i_{p2}(t-t_3)$	$-i_{p2}(t-t_3)$
$i_{p7}(t)$	$t_6 < t \leq T_s$	$-i_{p3}(t-t_3)$	0

FONTE: Próprio autor.

Tabela 3.7 – Potência em cada região.

Tempo	Região1	Região2	Região3	Região4
$0 < t \leq t_0$	$\frac{2.V_p^2}{L_d}t - \frac{V_p^2}{L_d}t_0$	$\frac{V_p^2}{L_d}t$	$\frac{2.V_p^2}{L_d}t - \frac{V_p^2}{L_d}t_0$	$\frac{V_p^2}{L_d}t$
$t_0 < t \leq t_1$	$\frac{V_p^2}{L_d}t$	$\frac{V_p^2 \cdot \Phi}{2 \cdot \pi \cdot f_s L_d}$	$\frac{V_p^2}{L_d}t$	0
$t_1 < t \leq t_2$	$\frac{V_p^2 \cdot \Phi}{2 \cdot \pi \cdot f_s L_d}$	0	0	0
$t_2 < t \leq t_3$	0	0	0	0

FONTE: Próprio autor.

L_d representa o valor da indutância total de transferência de potência. Esse valor inclui a indutância de dispersão do transformador juntamente com a indutância do indutor de transferência de potência externo $L_{d_{ij}}$. A tabela com os valores da potência é mostrada apenas de 0 até t_3 , pois a mesma repete sua forma no intervalo de t_3 até T_s . A partir desses valores é possível calcular a potência média em um período de chaveamento que cada região é capaz de fornecer. Para fins de denominação será utilizado o termo média quase instantânea para se referir à função que representa a evolução dos valores médios, dentro de um período de chaveamento, em função do tempo. Essa função é obtida por integração considerando o ciclo de trabalho constante em um período de chaveamento. Essa consideração é aceitável, pois a frequência de chaveamento é muito maior que a frequência da rede. A potência média quase instantânea para cada região pode ser vista na Tabela 3.8.

Tabela 3.8 – Potência média quase instantânea.

Região	Potência Média Quase Instantânea
1	$\frac{V_p^2 \cdot (-4 \cdot \pi^2 \cdot D^2 + 4 \cdot \pi^2 \cdot D - 2 \cdot \Phi^2 + 2 \cdot \pi \cdot \Phi - \pi^2)}{4 \cdot \pi^2 \cdot L_d \cdot f_s}$
2	$\frac{V_p^2 \cdot \Phi \cdot (4 \cdot \pi \cdot D - \Phi)}{4 \cdot \pi^2 \cdot L_d \cdot f_s}$
3	$-\frac{V_p^2 \cdot (\Phi - \pi) \cdot (\Phi - \pi + 4 \cdot \pi \cdot D)}{4 \cdot \pi^2 \cdot L_d \cdot f_s}$
4	$\frac{V_p^2 \cdot D^2}{L_d \cdot f_s}$

FONTE: Próprio autor.

Por fim, pode ser obtida a potência ativa total transferida realizando a integração em um período completo da rede. Nessa integração o ciclo de trabalho do transformador varia senoidalmente através da equação (3.39).

$$D(t) = \begin{cases} M |\text{sen}(\omega_r t)| & M |\text{sen}(\omega_r t)| \leq 0,5 \\ 1 - M |\text{sen}(\omega_r t)| & M |\text{sen}(\omega_r t)| > 0,5 \end{cases} \quad (3.39)$$

Para realizar a integração é necessário ainda saber em que instante ocorre cada região. Na Figura 3.15 são apresentadas diversas formas de onda que auxiliam essa visualização.

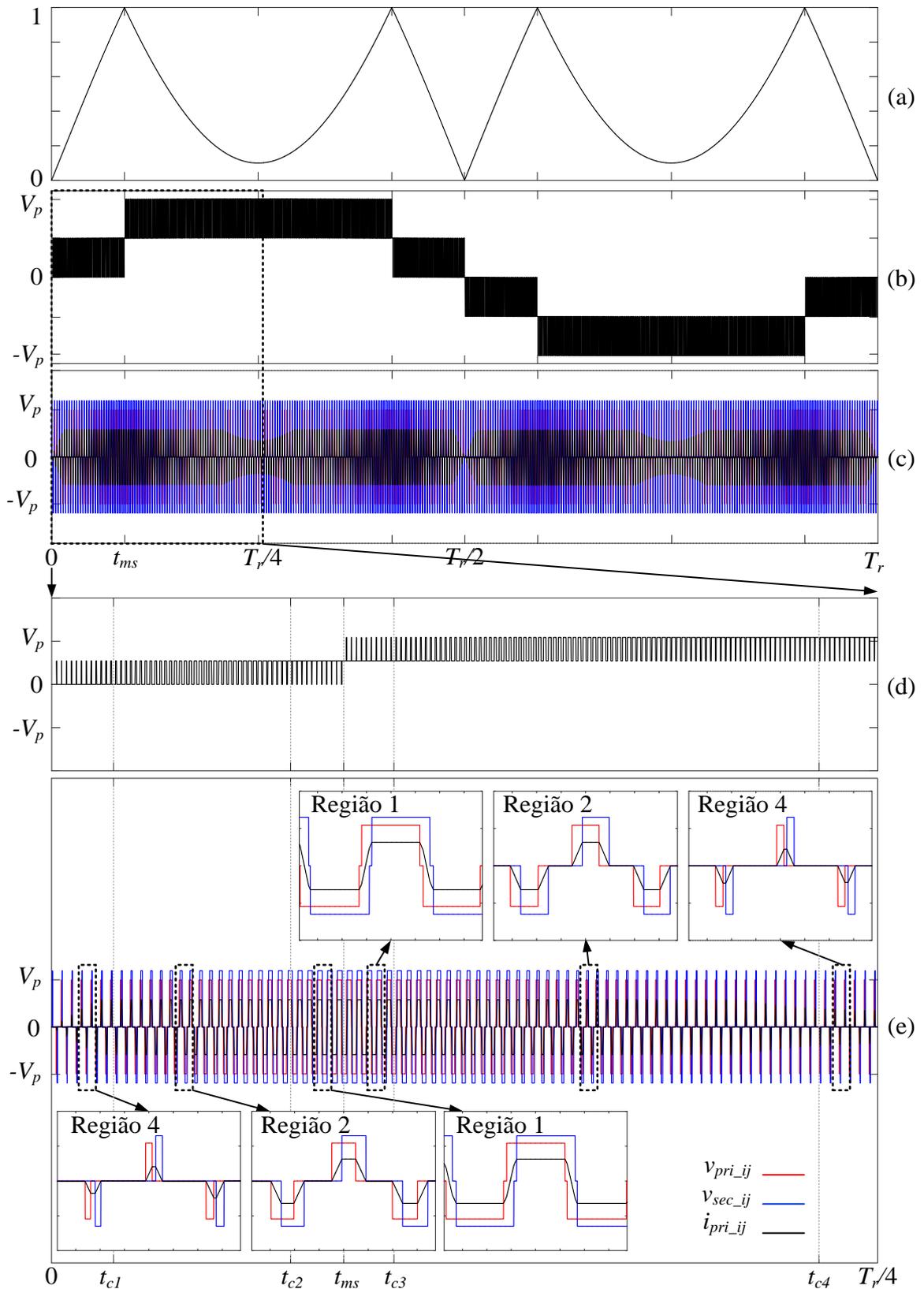
Na Figura 3.15a, pode-se observar que o ciclo de trabalho do transformador é periódico e se repete duas vezes a cada período da rede. Na Figura 3.15b pode ser vista a tensão multinível e o instante de mudança de setor t_{ms} . Na Figura 3.15c é apresentada a tensão de primário e secundário assim como a corrente de primário sem a componente de baixa frequência. Vale salientar, que a potência transferida em um quarto do período da rede é idêntica à potência transferida no segundo quarto, devido à simetria da forma de onda. Dessa maneira, a análise pode ser reduzida à apenas um quarto de período.

No detalhe da tensão multinível apresentado na Figura 3.15d pode ser visto que as regiões se repetem em uma ordem invertida antes e depois da mudança de setor. O conversor inicia com o ciclo de trabalho próximo à zero operando na região 4. À medida que o ciclo de trabalho aumenta o mesmo passa para a região 2 no instante t_{c1} . Quando o ciclo de trabalho alcança valores próximos a cinquenta por cento o conversor muda para a região 1 após t_{c2} . Pode-se observar ainda que em t_{ms} há uma mudança na equação do ciclo de trabalho conforme equação (3.39). A partir desse ponto temos novamente a região 1 que se estende até o instante t_{c3} e passando para a região 2 novamente. Por fim, em t_{c4} o conversor começa a operar na região 4 até alcançar um quarto do período de rede. Na Figura 3.15e a transição entre regiões de operação pode ser melhor visualizada através das tensões e corrente do transformador.

Dessa forma, para realizarmos a integração para determinação da potência total devemos obter os instantes de tempo t_{c1} , t_{c2} , t_{ms} , t_{c3} e t_{c4} no qual ocorrem as mudanças de regiões para definir os limites de integração.

Analisando os pontos de transição das regiões pode-se obter os instantes de tempo de cada mudança de região. Esses valores podem ser visto na Tabela 3.9.

Figura 3.15 – Transição das regiões: (a) ciclo de trabalho do transformador; (b) tensão multinível; (c) tensões e corrente do transformador; (d) detalhe da tensão multinível; (e) detalhe das tensões e corrente do transformador.



FONTE: Próprio autor.

Tabela 3.9 – Instante de tempo que ocorrem as mudanças de região.

<i>Tempo</i>	<i>Transição</i>	<i>Condição</i>	<i>Valor</i>
t_{c1}	Região 4 para a Região 2 ou Região 3 para a Região 1	$\Phi \leq 2\pi M$	$\frac{1}{\omega_r} \arcsen\left(\frac{\Phi}{2\pi M}\right)$
		$\Phi > 2\pi M$	$\frac{T_r}{4}$
t_{c2}	Região 2 para a Região 1 ou Região 4 para a região 3	$\Phi > \pi(1-2M)$	$\frac{1}{\omega_r} \arcsen\left(\frac{\pi-\Phi}{2\pi M}\right)$
		$\Phi \leq \pi(1-2M)$	$\frac{T_r}{4}$
t_{ms}	Mudança de equação do ciclo de trabalho	$M > 0.5$	$\frac{1}{\omega_r} \arcsen\left(\frac{1}{2M}\right)$
		$M \leq 0.5$	$\frac{T_r}{4}$
t_{c3}	Região 1 para a Região 2 ou Região 3 para a Região 4	$\Phi > \pi(2M-1)$	$\frac{1}{\omega_r} \arcsen\left(\frac{\pi+\Phi}{2\pi M}\right)$
		$\Phi \leq \pi(2M-1)$	$\frac{T_r}{4}$
t_{c4}	Região 2 para a Região 4 ou Região 1 para a Região 3	$\Phi > \pi(2M-1)$	$\frac{1}{\omega_r} \arcsen\left(\frac{2\pi-\Phi}{2\pi M}\right)$
		$\Phi \leq \pi(2M-1)$	$\frac{T_r}{4}$

FONTE: Próprio autor.

Vale salientar que na Figura 3.15 o conversor não opera em nenhum momento na região 3. Na realidade essa região só aparece quando o conversor opera com ângulos superiores a 90° substituindo os instantes que ocorre a região 2. Contudo, a operação do conversor com ângulos superiores a 90 graus de defasagem produz uma elevada quantidade de reativo no conversor com baixa transferência de energia sendo, portanto evitada. Outras regiões também podem estar ausentes caso o índice de modulação seja baixo.

Na equação (3.40) pode ser vista a expressão para o cálculo da potência.

$$P = \frac{4}{T_r} \left(\int_0^{t_{c1}} p_{R4}(t) dt + \int_{t_{c1}}^{t_{c2}} p_{R2}(t) dt + \int_{t_{c2}}^{t_{ms}} p_{R1}(t) dt + \int_{t_{ms}}^{t_{c3}} p_{R1}(t) dt + \int_{t_{c3}}^{t_{c4}} p_{R2}(t) dt + \int_{t_{c4}}^{\frac{T_r}{4}} p_{R4}(t) dt \right) \quad (3.40)$$

Onde p_{Ri} é a potência média quase instantânea da região i . Realizando a integração obtém-se a equação (3.41) para ângulos de defasagem menores do que 90° e a equação (3.42) para ângulos maiores que 90° .

$$P(\Phi, M) = \frac{V_p^2}{2\pi^3 L_d f_s} \left(\begin{aligned} &4\pi^2 M (\cos(\omega_r t_{c1}) - \cos(\omega_r t_{c3}) - 2\cos(\omega_r t_{c4})) + \pi^2 \omega_r (t_{c1} - t_{c3} - 4t_{c4}) - \\ &-\pi^2 M^2 (\text{sen}(2\omega_r t_{c1}) + \text{sen}(2\omega_r t_{c2}) - \text{sen}(2\omega_r t_{c3}) - \text{sen}(2\omega_r t_{c4})) + \\ &+\omega_r (t_{c1} + t_{c2} - t_{c3} - t_{c4}) (\Phi^2 + 2\pi^2 M^2) + \pi^3 M^2 + 2\pi^3 - 2\pi\Phi \omega_r (t_{c1} - 2t_{c4} + t_{c3}) - \\ &-4\pi M \Phi (\cos(\omega_r t_{c1}) + \cos(\omega_r t_{c3}) - \cos(\omega_r t_{c2}) - \cos(\omega_r t_{c4})) \end{aligned} \right) \quad (3.41)$$

$$P(\Phi, M) = \frac{V_p^2}{2\pi^3 L_d f_s} \left(\begin{aligned} &4\pi^2 M (\cos(\omega_r t_{c2}) - 2\cos(\omega_r t_{c3}) - \cos(\omega_r t_{c4})) + \pi^2 \omega_r (t_{c2} - 4t_{c3} - t_{c4}) + \\ &+\pi^2 M^2 (\text{sen}(2\omega_r t_{c3}) + \text{sen}(2\omega_r t_{c4}) - \text{sen}(2\omega_r t_{c2}) - \text{sen}(2\omega_r t_{c1})) + \\ &+\omega_r (t_{c1} + t_{c2} - t_{c3} - t_{c4}) (\Phi^2 + 2\pi^2 M^2) + \pi^3 M^2 + 2\pi^3 + 2\pi\Phi \omega_r (2t_{c3} - t_{c2} - t_{c4}) + \\ &+4\pi M \Phi (\cos(\omega_r t_{c1}) - \cos(\omega_r t_{c2}) + \cos(\omega_r t_{c3}) - \cos(\omega_r t_{c4})) \end{aligned} \right) \quad (3.42)$$

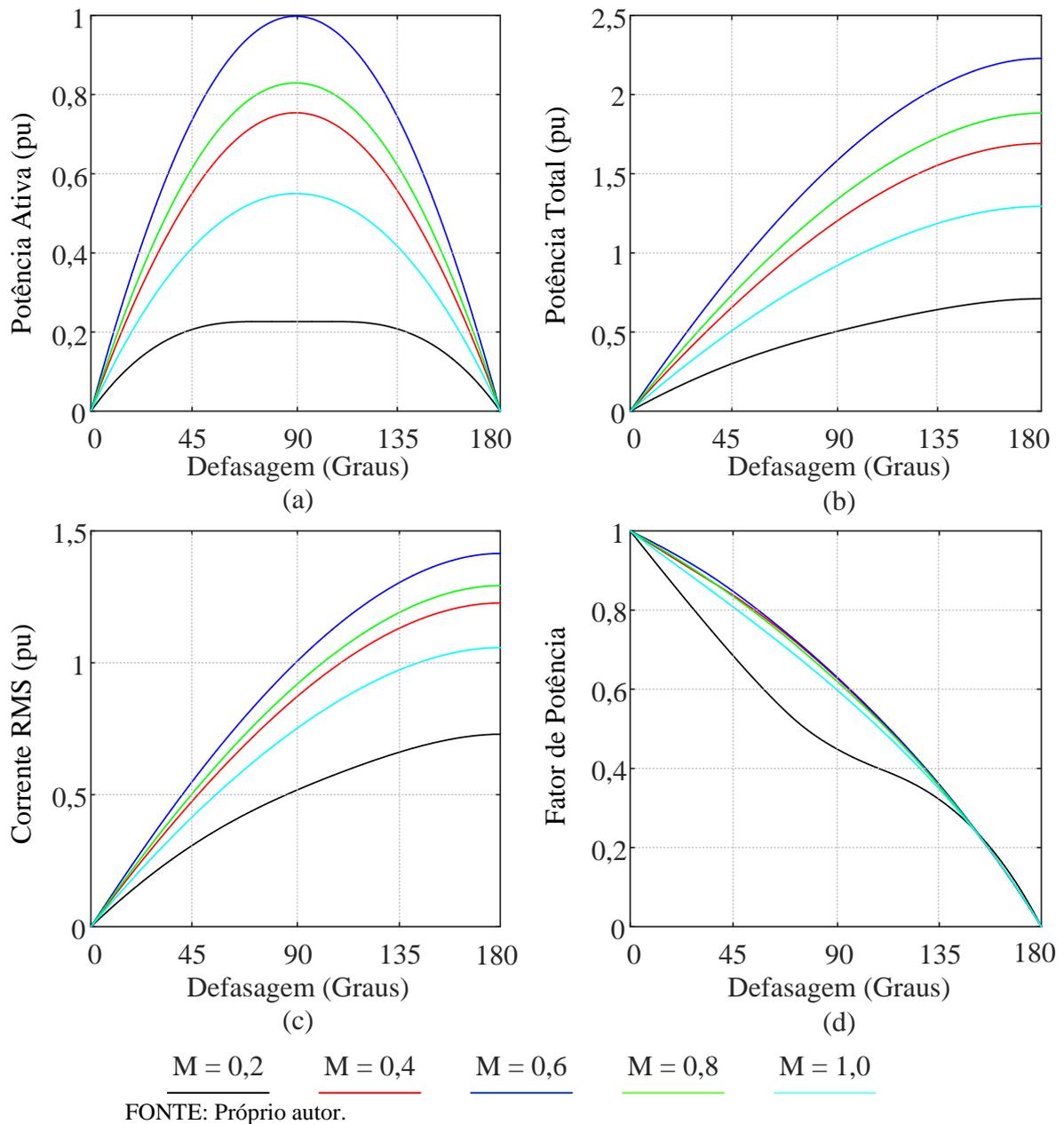
Análise semelhante pode ser realizada para o cálculo da tensão RMS do transformador e da corrente RMS do transformador. Vale salientar que os resultados obtidos para a tensão podem ser aplicados tanto para o sistema com dois transformadores quanto para o sistema com os transformadores integrados proposto. Contudo, para o cálculo da corrente RMS do transformador considerando o sistema integrado deve-se adicionar metade da corrente de entrada no cálculo. Com esses valores, pode se calcular o fator de potência e a potência total. Na Figura 3.16 podem ser vistos os valores dessas grandezas em função do ângulo de defasagem para vários valores de índice de modulação considerando o transformador não integrado. Os gráficos foram normalizados em relação ao ponto de transferência de potência máximo do sistema.

Observa-se que a maior transferência de potência ativa acontece quando a defasagem alcança 90°. Para valores maiores de 90° a potência ativa diminui enquanto a potência total é elevada caracterizando assim um aumento de reativo circulando no transformador. Isso também pode ser visualizado através do aumento da corrente no transformador. Dessa forma, o controlador da tensão do secundário deve limitar o ângulo de defasagem ao valor máximo de 90°, pois ângulos maiores teriam menos transferência de potência.

Vale salientar também que o aumento do valor eficaz da corrente para ângulos maiores produz mais perdas sem necessariamente transferir uma maior potência ativa. Dessa forma, uma boa faixa de operação seria entre 15° e 45° apresentando uma boa transferência de potência com baixa corrente circulante. Vale mencionar também que a transferência de potência máxima acontece para índices de modulação próximos a 0,6. À medida que se

aproxima do índice máximo há o aparecimento de regiões que transferem pouca potência. Essa característica pode ser melhor visualizada na Figura 3.17 onde a defasagem é mantida constante e é variado o índice de modulação.

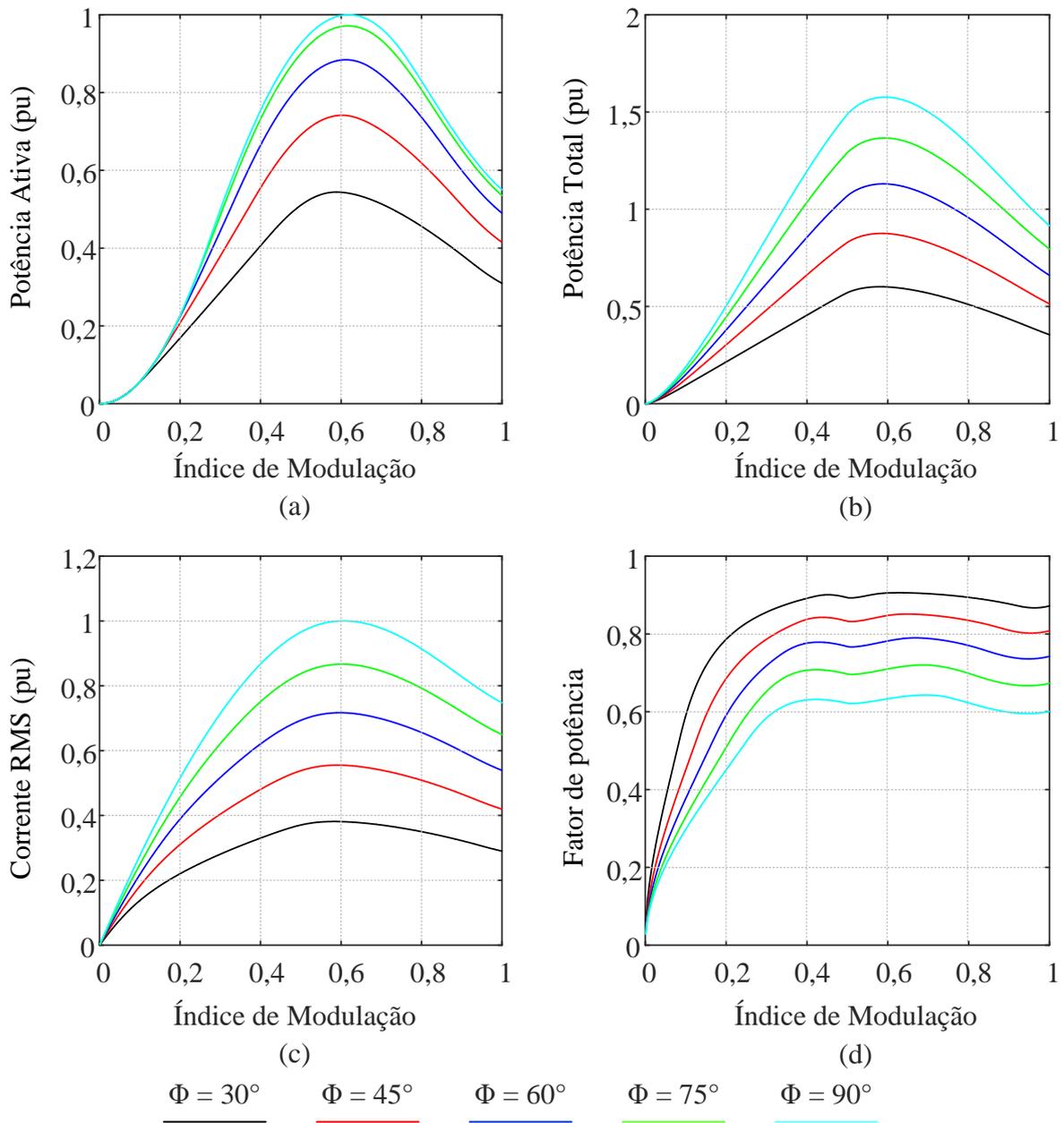
Figura 3.16 – Análise do transformador não integrado em função da defasagem: (a) potência ativa, (b) potência total, (c) corrente eficaz e (d) fator de potência.



Pode ser observado um pico máximo próximo a 0,6 de índice de modulação. Pode também ser facilmente visualizado o baixo fator de potência para ângulos próximos de 90°. Além disso, pode ser visto na figura que o mesmo pico de potência corresponde a um pico de

corrente eficaz. Dessa maneira um valor de índice de modulação próximo a 0,8 pode garantir menores perdas, além de uma boa faixa para modular a tensão durante degraus de carga.

Figura 3.17 – Análise do transformador não integrado em função do índice de modulação: (a) potência ativa, (b) potência total, (c) corrente eficaz e (d) fator de potência.

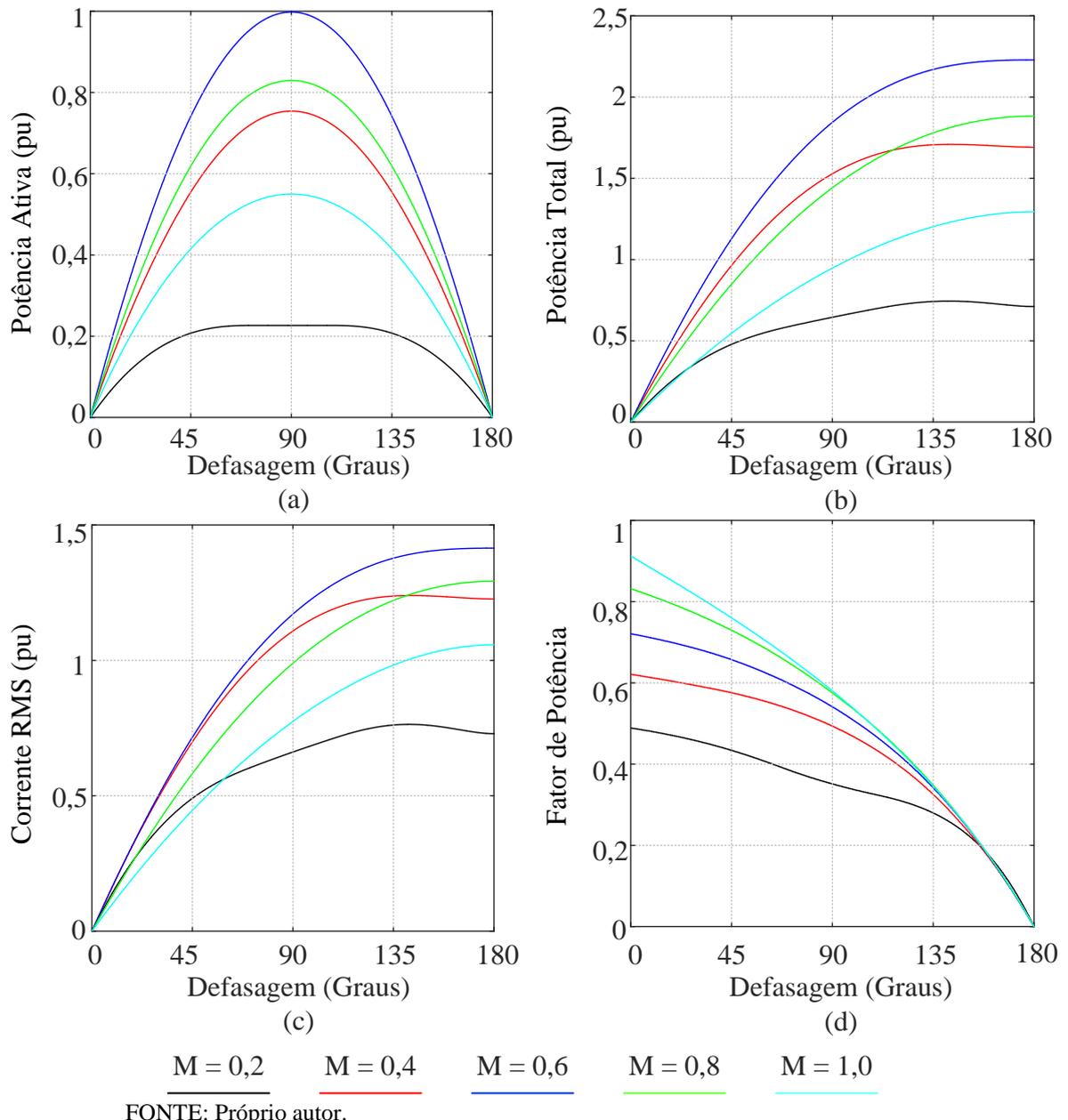


FONTE: Próprio autor.

Resultados semelhantes são obtidos para a estrutura proposta com transformador integrado utilizando tap central e mostrados na Figura 3.18 e Figura 3.19. Pode ser visto que a potência ativa transferida é idêntica ao do sistema com estrutura não integrada. Além disso, os

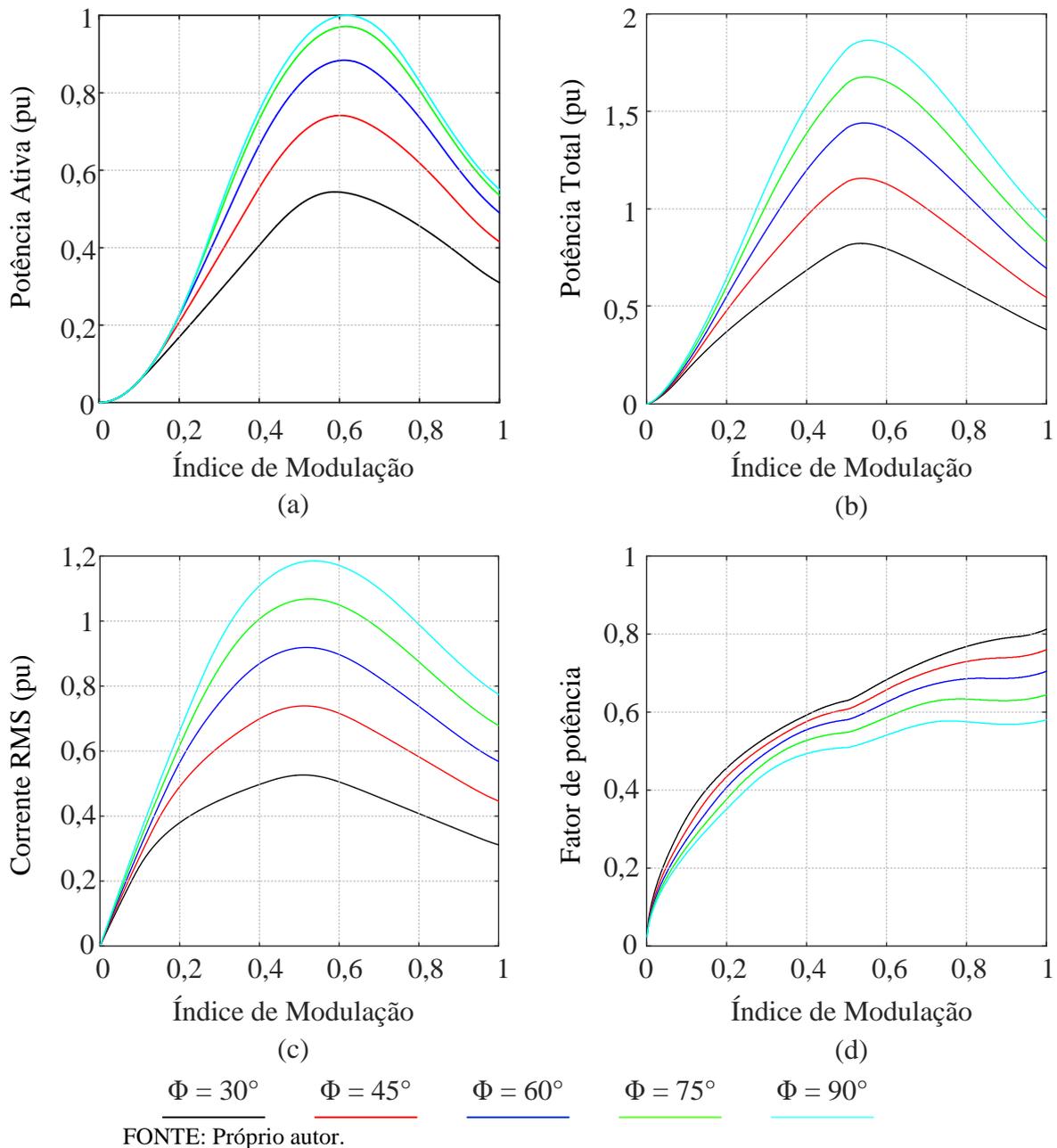
valores de fator de potência são menores. Indicando que há a circulação de uma corrente maior que não realiza transferência de potência.

Figura 3.18 – Análise do transformador integrado em função do índice de modulação: (a) potência ativa, (b) potência total, (c) corrente eficaz e (d) fator de potência.



Na Figura 3.19 pode ser constatado, que o pico de transferência de potência acontece para índice de modulação ligeiramente inferior a 0,6. Contudo, apresenta grande similaridade com as formas de onda apresentadas para o sistema com dois transformadores.

Figura 3.19 – Análise do transformador integrado em função do índice de modulação: (a) potência ativa, (b) potência total, (c) corrente eficaz e (d) fator de potência.

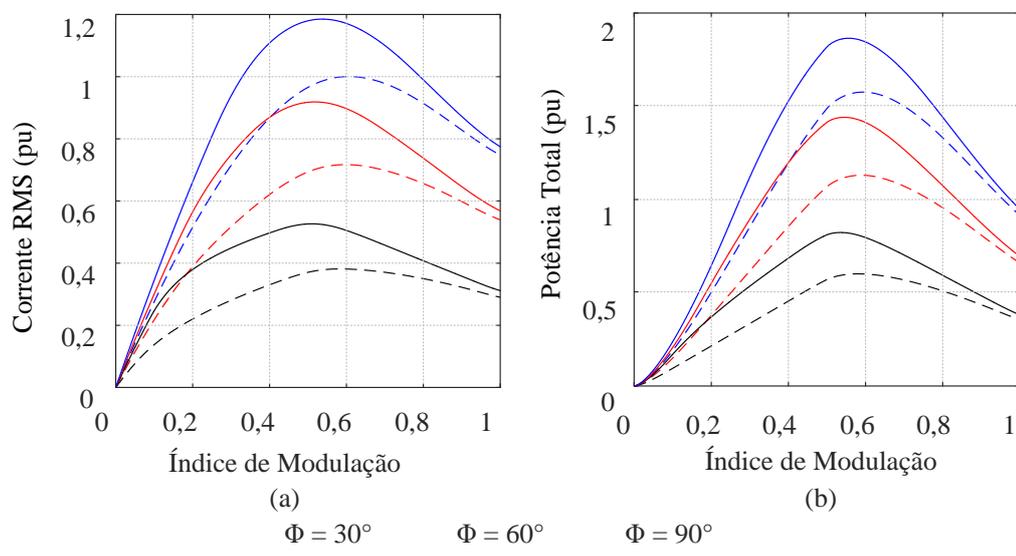


Na Figura 3.20 e na Figura 3.21 é realizada uma comparação entre o valor da corrente eficaz e da potência total para ambas as estruturas, sendo utilizada a linha contínua para o sistema integrado e a tracejada para o sistema com dois transformadores.

É possível observar que existe uma grande diferença entre os valores dos dois sistemas quando a potência ativa se encontra em seu valor máximo. Essa diferença acontece, pois uma grande corrente de baixa frequência está circulando nesse instante. Contudo, é importante lembrar que o transformador de interfase, responsável pelo *interleaving* da

estrutura com dois transformadores, também estará sendo percorrido com uma elevada corrente. Além disso, conforme mencionado anteriormente, o ponto de transferência máxima de potência não é adequado para a operação do conversor, pois haverá uma grande circulação de corrente que não realiza transferência de potência, que afeta ambas as estruturas. Dessa forma, o melhor ponto para a operação desses conversores acontece para valores próximos aos 30 graus onde a diferença não é tão significativa.

Figura 3.20 – Comparação entre os dois sistemas em função do índice de modulação: (a) corrente eficaz e (b) potência total.

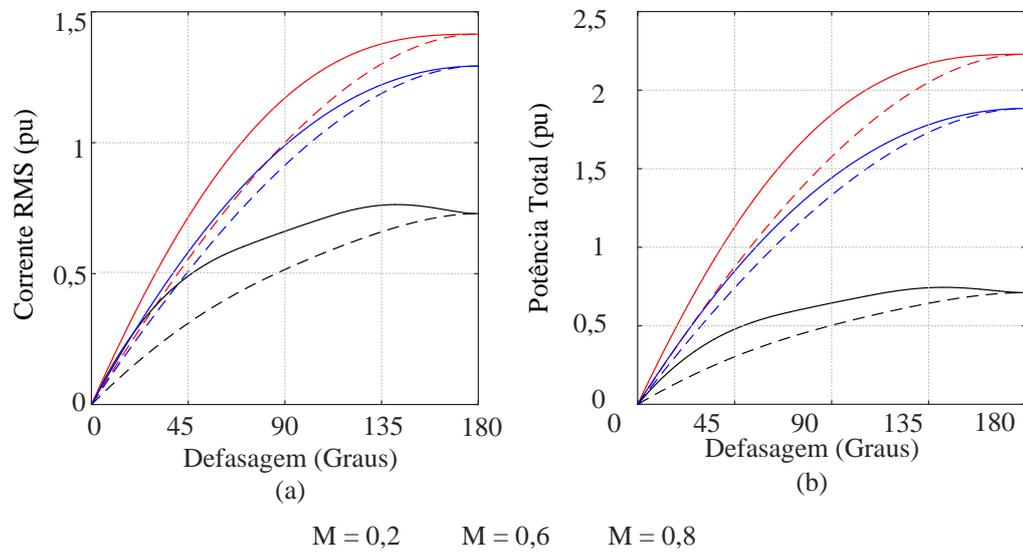


FONTE: Próprio autor.

Pode ser observado também que quanto mais próximo o índice de modulação do valor unitário, menor é a diferença entre os dois. Mais uma vez decorrente da redução da corrente de entrada em baixa frequência. Um valor comum de operação de conversores é de 0,8, pois permite uma boa faixa de regulação mesmo em condições de sobretensão. Nessa faixa podemos ver que a diferença é bastante reduzida. Por exemplo, considerando o ponto de operação com 0,8 de índice de modulação e 30 graus de defasagem a diferença da corrente nas estruturas é de apenas 16,5%.

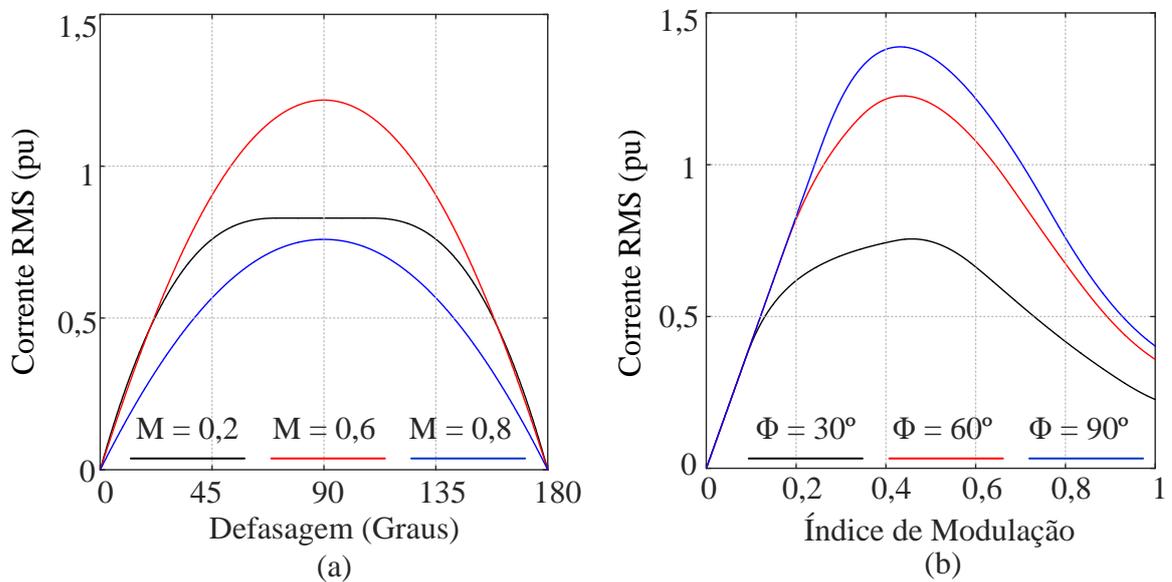
Esse incremento pode ser considerado pequeno uma vez que na outra estrutura temos um segundo transformador que será percorrido com uma corrente de baixa frequência, possuindo tanto um adicional de perdas no núcleo quanto de condução. Na Figura 3.22 pode ser visto como o valor dessa corrente varia para diferentes ângulos de defasagem e índices de modulação.

Figura 3.21 – Comparação entre os dois sistemas em função da defasagem: (a) corrente eficaz e (b) potência total.



FONTE: Próprio autor.

Figura 3.22 – Componente em baixa frequência da corrente no transformador em função: (a) da defasagem e (b) do índice de modulação.

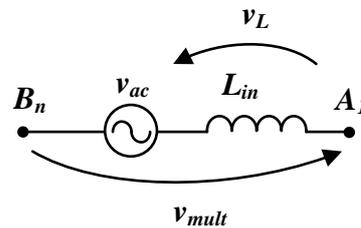


FONTE: Próprio autor.

3.2.2 Análise da Ondulação da Corrente de Entrada

A ondulação na corrente de entrada do conversor pode ser obtida através da análise do indutor de entrada. Pode se observar na Figura 3.23 que a tensão no indutor é obtida pela equação (3.43).

Figura 3.23 – Entrada CA do conversor.



FONTE: Próprio autor.

$$v_L(t) = V_i \cdot \text{sen}(\omega_r \cdot t) - v_{mult_j} = \frac{\Delta i_L}{\Delta t} \cdot L_{in} \quad (3.43)$$

Onde, ΔI_L é a ondulação de corrente no indutor e L_{in} é a indutância do indutor de entrada. O tempo de carga Δt no indutor é feito durante o nível baixo da tensão multinível. Substituindo os valores das equações (3.6) e (3.7) na equação (3.43) pode ser obtido o valor da ondulação de corrente no indutor de entrada visto na equação (3.44).

$$\Delta i_L = \frac{1}{L_{in}} \left(V_i \cdot \text{sen}(\omega_r \cdot t) - \frac{V_p}{2} (v_{setor}(t) - 1) \right) \cdot \left(\frac{T_s}{2 \cdot n} \left(v_{setor}(t) - \frac{2 \cdot V_i}{V_p} \text{sen}(\omega_r \cdot t) \right) \right) \quad (3.44)$$

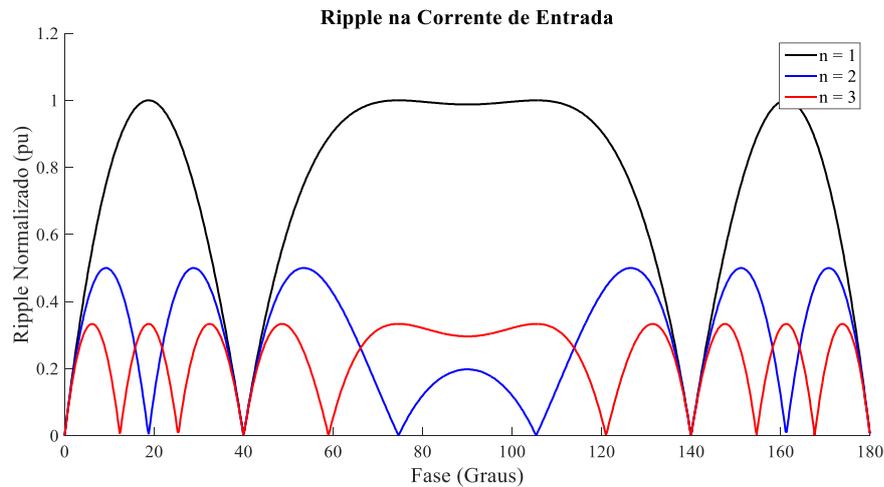
Derivando essa equação e igualando à zero pode ser determinado o ponto de máxima ondulação de corrente no indutor de entrada. Esse valor pode ser visto na equação (3.45).

$$\Delta i_{L_{max}} = \frac{T_s \cdot V_p}{16 \cdot L_{in} \cdot n} \quad (3.45)$$

Na Figura 3.24 pode ser vista a variação da ondulação de corrente na entrada em um período da rede para um, dois e três módulos.

O valor da ondulação está normalizado em função do valor máximo. Pode ser observado que o aumento do número de módulos reduz consideravelmente a ondulação de corrente. De outra maneira, a adição de mais módulos em um sistema reduz a indutância de entrada para uma determinada ondulação de corrente. Contudo, a indutância do indutor de entrada não deve ser dimensionada levando em consideração apenas a ondulação de corrente uma vez que a corrente pode apresentar distorção proveniente de não linearidades do indutor assim como decorrentes da oscilação do barramento primário. Em alguns casos pode inclusive ser necessário o dimensionamento de um filtro com capacitores.

Figura 3.24 – Ondulação de corrente na entrada



FONTE: Próprio autor.

3.2.3 Estudo das Perdas

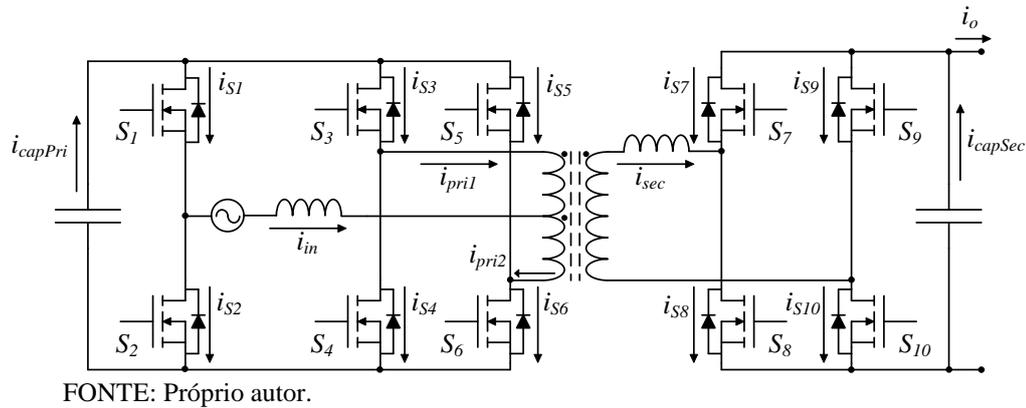
Nesse tópico, é desenvolvida a análise das perdas do conversor. Para isso, é analisada a corrente média e eficaz de cada semicondutor para determinação das perdas de condução. Além disso, o valor instantâneo da corrente de cada chave é utilizado para determinar o valor das perdas de comutação, assim como as regiões de comutação suave. Por fim, é realizada a análise das perdas nos magnéticos utilizados no conversor. São adicionadas perdas de condução nos fios assim como as perdas produzidas pelo núcleo.

3.2.3.1 Correntes Média e Eficaz

Diferentemente da análise realizada para a transferência de potência útil no transformador, aqui deve ser considerada a parcela em baixa frequência presente na corrente do primário. Dessa forma, são consideradas duas correntes do primário conforme visto na Figura 3.25. Na figura também podem ser vistos os sentidos das correntes que serão analisadas nessa sessão.

Essas correntes, i_{pri1} e i_{pri2} podem ser calculadas pela equação (3.46) e (3.47) respectivamente. Essas correntes são compostas por uma parcela em alta frequência que é semelhante a do secundário refletida para o primário e uma parcela em baixa frequência igual à metade da corrente de entrada.

Figura 3.25 – Correntes no conversor.



$$i_{pri1}(t) = \frac{i_{sec}(t)}{a} - \frac{i_{in}(t)}{2} \quad (3.46)$$

$$i_{pri2}(t) = \frac{i_{sec}(t)}{a} + \frac{i_{in}(t)}{2} \quad (3.47)$$

Utilizando ainda a Figura 3.25 pode-se observar que a corrente nas chaves S_{i1} e S_{i2} podem ser calculadas pela equação (3.48) e equação (3.49) respectivamente.

$$i_{S1}(t) = \delta_{S1}(t) \cdot i_{in}(t) \quad (3.48)$$

$$i_{S2}(t) = -\delta_{S2}(t) \cdot i_{in}(t) \quad (3.49)$$

Observe que a corrente $i_{S2}(t)$ não é computada no cálculo da corrente $i_{S1}(t)$ e vice-versa devido à função de comutação das chaves mostradas na equação (3.50) e equação (3.51). Estas equações mostram que apenas uma chave do braço pode estar conduzindo por vez.

$$\delta_{S1}(t) = \begin{cases} 0 & 0 \leq t \leq \frac{T_r}{2} \\ 1 & \frac{T_r}{2} < t \leq T_r \end{cases} \quad (3.50)$$

$$\delta_{S2}(t) = 1 - \delta_{S1}(t) \quad (3.51)$$

Onde T_r é o período da rede. Essas duas chaves, conforme explicado na modulação, comutam em baixa frequência. Na equação (3.52) e equação (3.53) podem ser vistas as correntes das chaves S_3 e S_4 respectivamente.

$$i_{S3}(t) = \delta_{S3}(t) \cdot i_{pri1}(t) \quad (3.52)$$

$$i_{S4}(t) = -\delta_{S4}(t) \cdot i_{pri1}(t) \quad (3.53)$$

A função de chaveamento para essas chaves pode ser vista na equação (3.54) e equação (3.55).

$$\delta_{S3}(t) = \begin{cases} 1 & 0 \leq t \leq D_S(t) \cdot T_s \\ 0 & D_S(t) \cdot T < t \leq T_s \end{cases} \quad (3.54)$$

$$\delta_{S4}(t) = 1 - \delta_{S3}(t) \quad (3.55)$$

Onde $D_S(t)$ é o ciclo de trabalho produzido pela moduladora vista na Figura 3.3 e regida pela equação (3.56).

$$D_S(t) = \begin{cases} M \cdot \text{sen}(\omega_r \cdot t) & 0 \leq t < \frac{T_r}{2} \\ M \cdot \text{sen}(\omega_r \cdot t) + 1 & \frac{T_r}{2} < t \leq T_r \end{cases} \quad (3.56)$$

Para o segundo braço de alta frequência é utilizado a corrente $i_{pri2}(t)$ como pode ser visto na equação (3.57) e equação (3.58) respectivamente para a corrente das chaves S_{i5} , S_{i6} .

$$i_{S5}(t) = -\delta_{S5}(t) \cdot i_{pri2}(t) \quad (3.57)$$

$$i_{S6}(t) = \delta_{S6}(t) \cdot i_{pri2}(t) \quad (3.58)$$

A função de chaveamento para esse braço é a mesma da função do braço S_3 - S_4 com um deslocamento de 180° como visto na equação (3.59) e (3.60).

$$\delta_{S5}(t) = \delta_{S3}\left(t - \frac{T_s}{2}\right) \quad (3.59)$$

$$\delta_{S6}(t) = \delta_{S4}\left(t - \frac{T_s}{2}\right) \quad (3.60)$$

Seguindo uma análise semelhante para as chaves do secundário podem ser encontradas as correntes para as chaves S_7 , S_8 , S_9 e S_{10} respectivamente na equação (3.61), equação (3.62), equação (3.63) e equação (3.64).

$$i_{S7}(t) = -\delta_{S7}(t) \cdot i_{sec}(t) \quad (3.61)$$

$$i_{S8}(t) = \delta_{S8}(t) \cdot i_{sec}(t) \quad (3.62)$$

$$i_{S9}(t) = \delta_{S9}(t) \cdot i_{sec}(t) \quad (3.63)$$

$$i_{S10}(t) = -\delta_{S10}(t) \cdot i_{sec}(t) \quad (3.64)$$

As funções de comutação das chaves do secundário são idênticas as das chaves de alta frequência do primário, porém com uma defasagem de Φ . Essas funções podem ser vistas na equação (3.65), equação (3.66), equação (3.67) e equação (3.68) respectivamente para as chaves S_7 , S_8 , S_9 e S_{10} . As funções das chaves S_9 e S_{10} também podem ser definidas em função das chaves S_7 e S_8 , respectivamente, através de um deslocamento de 180° .

$$\delta_{S7}(t) = \delta_{S3} \left(t - \frac{\Phi T_s}{2\pi} \right) \quad (3.65)$$

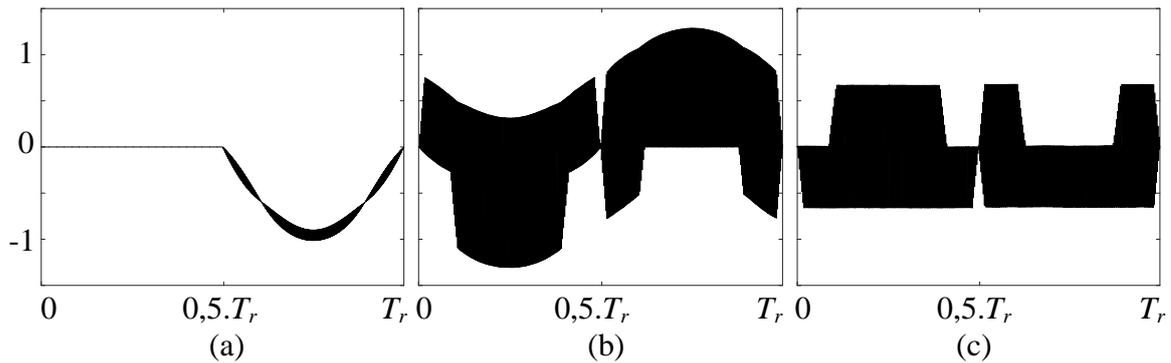
$$\delta_{S8}(t) = \delta_{S4} \left(t - \frac{\Phi T_s}{2\pi} \right) \quad (3.66)$$

$$\delta_{S9}(t) = \delta_{S5} \left(t - \frac{\Phi T_s}{2\pi} \right) = \delta_{S7} \left(t - \frac{T_s}{2} \right) \quad (3.67)$$

$$\delta_{S10}(t) = \delta_{S6} \left(t - \frac{\Phi T_s}{2\pi} \right) = \delta_{S8} \left(t - \frac{T_s}{2} \right) \quad (3.68)$$

Na Figura 3.26 pode ser visualizada a forma de onda da corrente na chave S_1 , S_3 e S_7 . A chave S_2 é idêntica a S_1 defasada em 180° . As chaves S_4 , S_5 e S_6 são semelhantes a S_3 . Por fim as chaves S_8 , S_9 e S_{10} são semelhantes à S_7 . As correntes foram normalizadas em função do pico da corrente de entrada.

Figura 3.26 – Correntes nas chaves: (a) i_{S1} , (b) i_{S3} e (c) i_{S7} .



FONTE: Próprio autor.

É importante observar que as correntes que operam em alta frequência possuem partes positivas e negativas. As chaves utilizadas possuem características diferentes para a operação em primeiro e terceiro quadrante. Por exemplo, uma chave do tipo *Insulated Gate Bipolar Transistor* (IGBT) conduz a parte negativa através de um diodo em anti-paralelo. Mesmo chaves do tipo *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor* (MOSFET) que passam a corrente negativa por dentro do canal, apresentam características diferentes de resistência e tensão. Dessa forma, para realizar a análise das perdas nas chaves é necessário separar essas duas parcelas. Essas grandezas podem ser separadas matematicamente através da equação (3.69) e equação (3.70).

$$i_{Ti}(t) = \frac{|i_{Si}(t)| + i_{Si}(t)}{2} \quad (3.69)$$

$$i_{Di}(t) = \frac{|i_{Si}(t)| - i_{Si}(t)}{2} \quad (3.70)$$

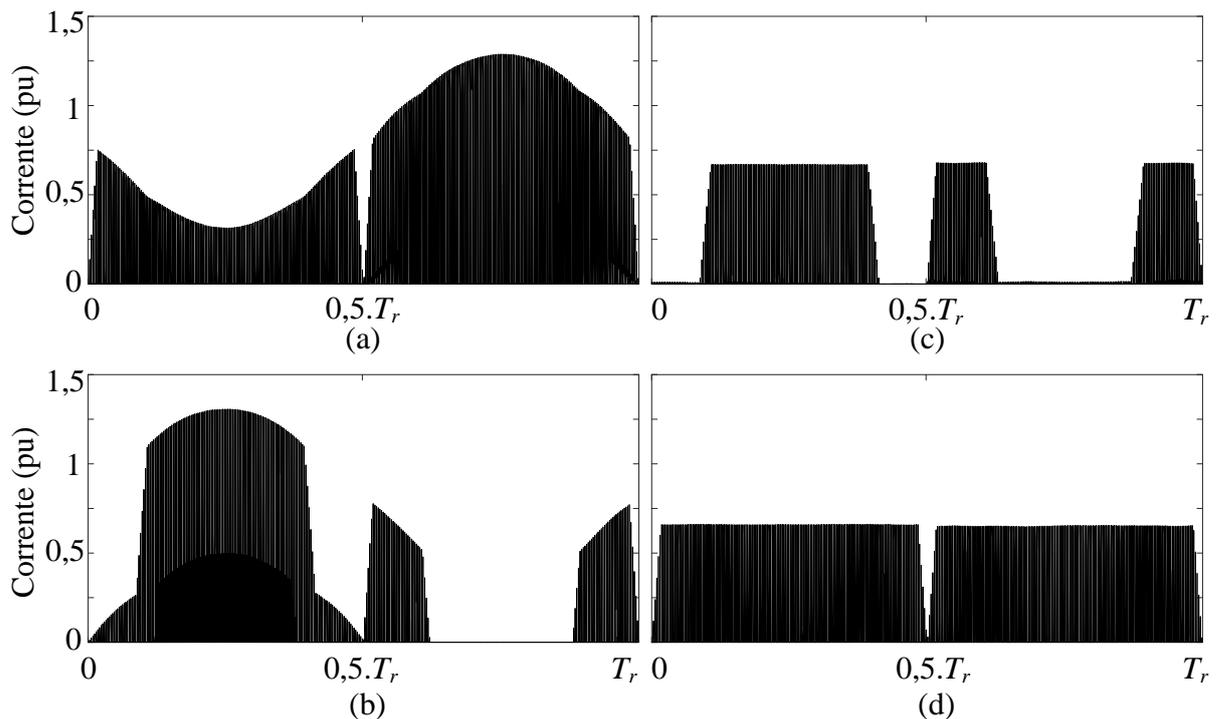
O subíndice T representa a corrente que passa no sentido positivo e o subíndice D a parcela que passa no sentido negativo. O subíndice i indica o número do semiconductor.

Na Figura 3.27 pode ser vista essas duas parcelas separadas para a chave S_3 e S_7 . Com isso pode-se calcular a corrente média e a corrente eficaz de cada chave através da equação (3.71) e equação (3.72) respectivamente.

$$I_{med} = \frac{1}{T_r} \int_0^{T_r} i(t) dt \quad (3.71)$$

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T_r} \int_0^{T_r} i^2(t) dt} \quad (3.72)$$

Figura 3.27 – Correntes: (a) i_{T3} , (b) i_{D3} , (c) i_{T7} e (d) i_{D7} .



FONTE: Próprio autor.

Além de obter o valor médio e eficaz da corrente nas chaves é importante saber o valor da corrente no instante da comutação da chave, tanto para a entrada em condução, quanto para o bloqueio da chave.

Utilizando as expressões da Tabela 3.5 e Tabela 3.6 juntamente com a equação (3.54) e (3.56) esses valores podem ser encontrados para a corrente da chave do primário S_3 .

Esses valores se encontram na Tabela 3.10. Vale salientar, que esses valores são semelhantes para as outras chaves de alta frequência do primário, mudando apenas o instante de tempo que eles acontecem.

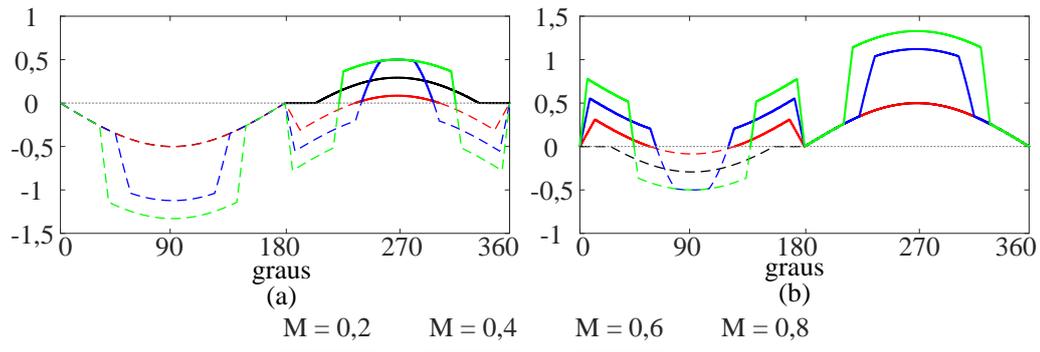
Tabela 3.10 – Corrente no instante de comutação para chave S_3 .

$D_s(t)$	Região	$iS3_{on}(t)$	$iS3_{off}(t)$
$\leq 0,5$	R1	$-\frac{V_p}{L_d \cdot f_s} \left(\frac{\theta}{2\pi} + D_s(t) - \frac{1}{2} \right) - \frac{i_{in}(t)}{2}$	$\frac{V_p \cdot \theta}{2\pi \cdot f_s \cdot L_d} - \frac{i_{in}(t)}{2}$
	R2	$-\frac{i_{in}(t)}{2}$	$\frac{V_p \cdot \theta}{2\pi \cdot f_s \cdot L_d} - \frac{i_{in}(t)}{2}$
	R3	$-\frac{V_p}{L_d \cdot f_s} \left(\frac{\theta}{2\pi} + D_s(t) - \frac{1}{2} \right) - \frac{i_{in}(t)}{2}$	$\frac{V_p \cdot D}{f_s \cdot L_d} - \frac{i_{in}(t)}{2}$
	R4	$-\frac{i_{in}(t)}{2}$	$\frac{V_p \cdot D}{f_s \cdot L_d} - \frac{i_{in}(t)}{2}$
$> 0,5$	R1	$-\frac{V_p \cdot \theta}{2\pi \cdot f_s \cdot L_d} - \frac{i_{in}(t)}{2}$	$\frac{V_p}{L_d \cdot f_s} \left(\frac{\theta}{2\pi} - D_s(t) + \frac{1}{2} \right) - \frac{i_{in}(t)}{2}$
	R2	$-\frac{V_p \cdot \theta}{2\pi \cdot f_s \cdot L_d} - \frac{i_{in}(t)}{2}$	$-\frac{i_{in}(t)}{2}$
	R3	$-\frac{V_p \cdot (1 - D_s(t))}{f_s \cdot L_d} - \frac{i_{in}(t)}{2}$	$\frac{V_p}{L_d \cdot f_s} \left(\frac{\theta}{2\pi} - D_s(t) + \frac{1}{2} \right) - \frac{i_{in}(t)}{2}$
	R4	$-\frac{V_p \cdot (1 - D_s(t))}{f_s \cdot L_d} - \frac{i_{in}(t)}{2}$	$-\frac{i_{in}(t)}{2}$

FONTE: Próprio autor.

Na Figura 3.28 podem ser vistos os valores da corrente no instante da comutação para diversos valores de índice de modulação na chave S_3 . Vale salientar que as chaves S_4 , S_5 e S_6 apresentam o mesmo perfil. O gráfico é normalizado com relação ao pico da corrente de entrada. Pode se observar que existem trechos que a corrente é negativa. Durante esses intervalos a corrente está circulando pelo diodo em antiparalelo provocando assim uma situação de comutação suave do tipo *Zero Voltage Switching (ZVS)*. Na figura, esses trechos se apresentam com tracejado para melhor identificação.

Figura 3.28 – Corrente na chave S_3 no instante da entrada em: (a) condução e (b) bloqueio.



FONTE: Próprio autor.

Pode ser observado que durante a entrada em condução da chave, mais da metade do período da rede, opera em comutação suave. Essa região de operação em comutação suave aumenta à medida que o índice de modulação se aproxima de meio e volta a diminuir quando se aproxima do valor unitário.

A corrente no instante de bloqueio apresenta um perfil semelhante ao perfil de entrada em condução com uma inversão de sinal e deslocamento de 180 graus. Dessa forma, valores de corrente que produziam comutação suave na condução agora produzem comutação forçada no bloqueio.

Para as chaves S_1 e S_2 do primário não são apresentados os valores no instante de comutação, pois as mesmas operam em baixa frequência sendo as perdas de comutação insignificantes.

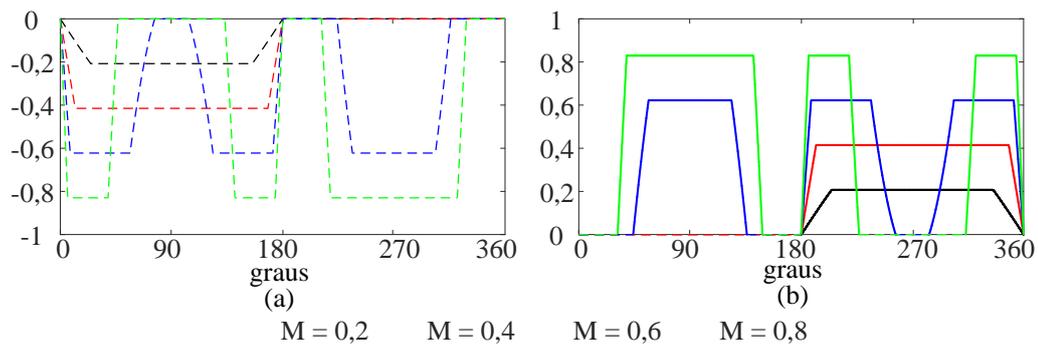
Utilizando agora as expressões da Tabela 3.5 e Tabela 3.6 juntamente com a equação (3.57) e (3.59) podem ser encontrados os valores de correntes no instante de comutação para a chave do secundário S_7 . Esses valores se encontram na Tabela 3.11.

Na Figura 3.29 podem ser vistos os valores para vários índices de modulação para a chave S_7 . De forma semelhante ao que acontece no primário, as demais chaves da ponte secundária, S_8 , S_9 e S_{10} , apresentam o mesmo perfil de comutação que a chave S_7 . Mais uma vez é considerada uma normalização com relação ao pico da corrente de entrada. Pode se observar que as chaves do secundário são acionadas com ZVS durante todo o período. Vale salientar que esses valores são semelhantes para as outras chaves do secundário, mudando apenas o instante que eles acontecem.

Tabela 3.11 – Corrente no instante de comutação para chave S_7 .

$D_s(t)$	Região	$iS7_{on}(t)$	$iS7_{off}(t)$
$\leq 0,5$	R1	$-\frac{V_p \cdot \theta}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot L_d}$	$\frac{V_p}{L_d \cdot f_s} \left(\frac{\theta}{2 \cdot \pi} + D_s(t) - \frac{1}{2} \right)$
	R2	$-\frac{V_p \cdot \theta}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot L_d}$	0
	R3	$-\frac{V_p \cdot D_s(t)}{f_s \cdot L_d}$	$\frac{V_p}{L_d \cdot f_s} \left(\frac{\theta}{2 \cdot \pi} + D_s(t) - \frac{1}{2} \right)$
	R4	$-\frac{V_p \cdot D_s(t)}{f_s \cdot L_d}$	0
$> 0,5$	R1	$-\frac{V_p}{L_d \cdot f_s} \left(\frac{\theta}{2 \cdot \pi} - D_s(t) + \frac{1}{2} \right)$	$\frac{V_p \cdot \theta}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot L_d}$
	R2	0	$\frac{V_p \cdot \theta}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot L_d}$
	R3	$-\frac{V_p}{L_d \cdot f_s} \left(\frac{\theta}{2 \cdot \pi} - D_s(t) + \frac{1}{2} \right)$	$\frac{V_p \cdot (1 - D_s(t))}{f_s \cdot L_d}$
	R4	0	$\frac{V_p \cdot (1 - D_s(t))}{f_s \cdot L_d}$

FONTE: Próprio autor.

Figura 3.29 – Corrente na chave S_7 na entrada em: (a) condução e (b) bloqueio.

FONTE: Próprio autor.

Semelhante ao primário, o bloqueio dessas chaves ocorre com perdas. Contudo, existem diversas regiões onde ocorrem comutações com corrente zero também conhecida por *Zero Current Switching* (ZCS). Essas regiões ocorrem tanto no instante de condução quanto no de bloqueio. Para índices de modulação inferiores à meio, metade do período da rede ocorre com ZCS. Para índices de modulação superiores à meio, algumas regiões de ZCS

abaixo de 180° são perdidas enquanto outras são ganhas acima de 180° mantendo assim aproximadamente meio período de comutação ZCS.

3.2.3.2 Cálculo das Perdas por Condução e Comutação

Uma vez que a corrente média e eficaz foram determinadas, assim como as regiões de comutação suave, é possível determinar as perdas de condução e comutação. Para realizar essa análise é preciso coletar dados das fichas de especificações do semiconductor. Essas fichas apresentam curvas que podem ser interpoladas para obter uma característica de funcionamento e comutação da chave. Na equação (3.73) e equação (3.74) pode ser vista a linearização da curva da queda de tensão instantânea em função da corrente para a operação em primeiro e terceiro quadrante respectivamente.

$$v_{Ti}(t) = V_{T0} + R_T \cdot i_{Ti}(t) \quad (3.73)$$

$$v_{Di}(t) = V_F + R_D \cdot i_{Di}(t) \quad (3.74)$$

Onde, R_D e R_T são respectivamente as resistências em condução do diodo e do transistor, V_F é a tensão de condução direta do diodo e V_{T0} tensão de limiar do transistor. Vale salientar que esses valores dependem da temperatura, sendo necessário em alguns casos realizar uma compensação conforme realizado em [70]. Para se obter as perdas por condução, basta multiplicar essas equações pela corrente e realizar a média no período da rede conforme visto na equação (3.75) e equação (3.76).

$$P_{Ti_cond} = \frac{1}{T_r} \cdot \int_0^{T_r} (V_{T0} \cdot i_{Ti}(t) + R_T \cdot i_{Ti}^2(t)) dt = V_{T0} \cdot I_{Ti_med} + R_T \cdot I_{Ti_rms}^2 \quad (3.75)$$

$$P_{Di_cond} = \frac{1}{T_r} \cdot \int_0^{T_r} (V_F \cdot i_{Di}(t) + R_D \cdot i_{Di}^2(t)) dt = V_F \cdot I_{Di_med} + R_D \cdot I_{Di_rms}^2 \quad (3.76)$$

Após realizar as integrações, pode ser visto que as perdas de condução podem ser determinadas utilizando-se apenas os valores das correntes médias, I_{Ti_med} e I_{Di_med} , e eficazes, I_{Ti_rms} e I_{Di_rms} , que passam no semiconductor.

Para as perdas de comutação é necessário analisar as curvas de energia dissipada em função do valor instantâneo da corrente para determinar a quantidade de energia dissipada durante a entrada em condução e bloqueio. Essas curvas podem ser aproximadas através de uma regressão de segundo grau dos dados presentes na folha de especificação do fabricante resultando nas equações (3.77) e (3.78) respectivamente.

$$W_{Ti_ON}(t) = k_{0_ON} + k_{1_ON} \cdot i_{Ti}(t) + k_{2_ON} \cdot [i_{Ti}(t)]^2 \quad (3.77)$$

$$W_{Ti_OFF}(t) = k_{0_OFF} + k_{1_OFF} \cdot i_{Ti}(t) + k_{2_OFF} \cdot [i_{Ti}(t)]^2 \quad (3.78)$$

Os coeficientes k_{i_ON} e k_{i_OFF} obtidos na regressão dependem de diversos fatores como a resistência conectada ao gatilho, tensão aplicada ao gatilho, tensão no barramento e temperatura. Caso o sistema seja submetido a condições diferentes das fornecidas pelo fabricante, deve se realizar compensações nesses ganhos [70]. Com o valor da energia é possível obter a potência dissipada através da integração no período da rede conforme equações (3.79) e equação (3.80) [70].

$$P_{Ti_ON} = \frac{1}{T_r} \cdot \int_0^{T_r} f_s \cdot w_{Ti_ON}(t) \cdot dt \quad (3.79)$$

$$P_{Ti_OFF} = \frac{1}{T_r} \cdot \int_0^{T_r} f_s \cdot w_{Ti_OFF}(t) \cdot dt \quad (3.80)$$

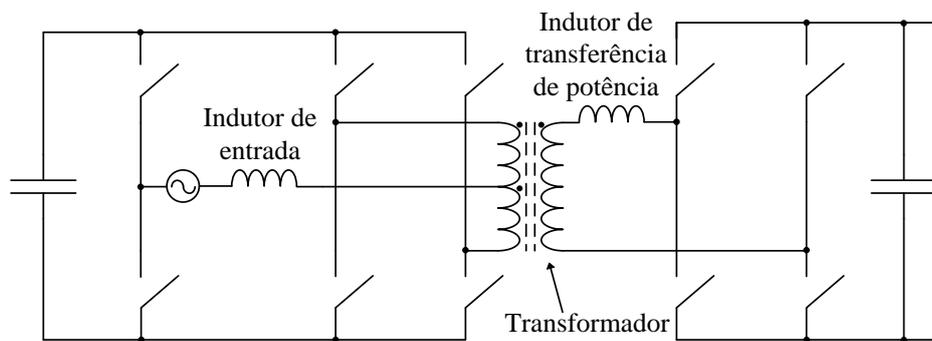
A potência total dissipada nas chaves é a soma de todas essas parcelas de condução e comutação para o primeiro e terceiro quadrante de todas as chaves do submódulo conforme equação (3.81).

$$P_{chaves} = \sum_{j=1}^{10} (P_{Ti_cond} + P_{Di_cond} + P_{Ti_ON} + P_{Ti_OFF}) \quad (3.81)$$

3.2.3.3 Cálculo das Perdas dos Magnéticos

Na Figura 3.30 são destacados os três magnéticos presentes no módulo: o indutor de entrada, o indutor de transferência de potência e o transformador de potência.

Figura 3.30 – Magnéticos do conversor.



FONTE: Próprio autor.

Estudos foram realizados em [71] mostrando ser possível construir o transformador com a indutância de dispersão e a indutância de entrada integrada reduzindo assim seu volume e perdas.

A indutância do indutor de entrada, como já demonstrado, pode ser calculada através da equação (3.45) utilizando a ondulação máxima na corrente de entrada. A indutância do indutor de transferência de potência pode ser obtida com a equação (3.41) juntamente com a potência desejada, índice de modulação e o ângulo de defasagem. Conforme discutido anteriormente, uma boa faixa de operação para o conversor se encontra entre 15° e 45° , pois apresenta uma baixa circulação de reativo, sendo nesse trabalho escolhido 30° como ponto de operação nominal.

Os magnéticos do conversor estão submetidos a dois tipos de perdas: perdas de condução nos enrolamentos e perdas no núcleo devido à histerese, correntes de Foucault e dispersão. As perdas de condução podem ser calculadas utilizando a equação (3.82).

$$P_{cobre} = R_{fio} \cdot I_{rms}^2 \quad (3.82)$$

Onde R_{fio} é a resistência do enrolamento.

As perdas do núcleo, conforme [72] são proporcionais à frequência de chaveamento e à variação de densidade de fluxo magnético conforme equação (3.83) também conhecida por equação de Stein-Metz.

$$P_{nucleo} = k \cdot f_s^m \Delta B^n \cdot V_{nucleo} \quad (3.83)$$

Os parâmetros k , m e n dependem do material magnético e são fornecidos pelo fabricante. V_{nucleo} é o volume do núcleo. Alguns fabricantes fornecem também curvas, que apresentam as perdas para diversas frequências que podem ser interpoladas para a obtenção desses parâmetros.

3.2.3.4 Rendimento do Conversor

Para determinar o rendimento do conversor de maneira quantitativa são utilizadas as especificações do conversor vistas na Tabela 3.12. A tensão V_{ac1MOD} é a tensão monofásica que deve ser aplicada em um único módulo para obter a mesma corrente de entrada e índice de modulação do sistema cascadeado. Essa tensão pode ser determinada pela equação (3.84).

$$V_{ac1MOD} = \frac{V_{ac}}{n} \quad (3.84)$$

A tensão do barramento primário foi escolhida de tal forma que é obtido um índice de modulação de 0,8. A potência vista na tabela é referente à potência de um módulo, ou seja, um nono avos da potência total de 75 kVA. Além disso, o ângulo de defasagem entre primário e secundário é de 30° e a ondulação máxima de corrente na entrada do conversor é de 10 %. Com esses valores é possível estabelecer os parâmetros vistos na Tabela 3.13.

Tabela 3.12 – Especificações do conversor.

Parâmetro	Sigla	Valor
Barramento CC do primário	V_p	544 V
Barramento CC do secundário	V_s	650 V
Tensão eficaz de entrada	V_{ac1MOD}	308 V
Frequência de chaveamento	f_s	20 kHz
Frequência da rede	f_r	60 Hz
Potência de saída	P_o	8,33 kW

FONTE: Próprio autor.

Tabela 3.13 – Parâmetros do conversor.

Parâmetro	Sigla	Valor
Índice de modulação	M	0,8
Ângulo de defasagem	Φ	30°
Ondulação da corrente de entrada	ΔI	10 %
Indutância de entrada	L_{in}	359 μ H
Indutância de dispersão	L_d	102 μ H
Relação de transformação	a	0,839

FONTE: Próprio autor.

Com essas tabelas é possível determinar o valor de corrente média e eficaz de cada chave. Na Tabela 3.14 estão compilados esses valores para cada uma das chaves faltando agora apenas especificar o semicondutor para determinar as perdas nos mesmos.

Tabela 3.14 – Corrente média e eficaz nos semicondutores.

Semicondutor	Valor Médio (A)	Valor Eficaz (A)
T_1	0	0
D_1	12,18	19,15
T_2	0	0
D_2	12,19	19,17
T_3	8,31	16,91
D_3	2,43	7,53
T_4	8,63	17,34
D_4	2,32	7,25
T_5	8,65	17,41
D_5	2,35	7,35
T_6	8,35	17,00
D_6	2,46	7,61
T_7	0,61	3,15
D_7	6,84	12,90
T_8	0,53	3,02
D_8	7,11	13,28
T_9	0,53	3,02
D_9	7,11	13,28
T_{10}	0,61	3,15
D_{10}	6,84	12,90

FONTE: Próprio autor.

O semicondutor escolhido é o MOSFET de *Silicon Carbide* (SiC) CCS050M12CM2 produzido pela empresa CREE. Essa chave possui uma capacidade de bloqueio de 1200 V e é capaz de conduzir uma corrente de até 50 A em alta frequência. Analisando a folha de especificações do fabricante é possível realizar interpolações e regressões matemáticas das curvas para obter os dados da Tabela 3.15.

É considerado para a obtenção das características da chave uma tensão de gatilho de 20 V/-5 V, temperatura de 150° Celsius, resistência de gatilho de 20 Ω e barramento de 600 V.

Na Tabela 3.16 podem ser vistas as perdas nas chaves. É possível observar que as perdas na entrada em condução são significativamente inferiores a de bloqueio devido à maior extensão das áreas de comutação suave. Isso acontece mesmo sendo necessária mais energia para acionar do que desligar a chave, conforme o fabricante. A maior parcela das perdas nos semicondutores é referente à condução nas chaves. Essa perda poderia ser reduzida utilizando uma chave com resistência durante condução de menor valor.

Tabela 3.15 – Características interpoladas das chaves.

Característica	CCS050M12CM2
V_{T0}	91,4 mV
R_T	42,5 m Ω
V_F	56,3 mV
R_D	25,6 m Ω
k_{0_ON}	292,5 μ J
k_{1_ON}	11,98 μ Wb
k_{2_ON}	60 nH
k_{0_OFF}	1,25 μ J
k_{1_OFF}	9,89 μ Wb
k_{2_OFF}	42 nH

FONTE: Próprio autor.

Tabela 3.16 – Perdas nas chaves.

Característica	CCS050M12CM2
Condução em primeiro quadrante	51,71 W
Condução em terceiro quadrante	42,00 W
Entrada em condução	15,44 W
Entrada em bloqueio	32,54 W
Total	141,69 W

FONTE: Próprio autor.

Para finalizar a análise de perdas é preciso analisar os dados de construção dos magnéticos presentes no conversor. Na Tabela 3.17 essas informações podem ser vistas para o indutor de entrada, indutor de transferência de potência e transformador. Os magnéticos foram fabricados pela empresa Magmattec e suas características podem ser obtidas com as expressões vistas no Apêndice A.

Tabela 3.17 – Características dos magnéticos.

Parâmetro	Indutor de entrada	Indutor de transferência de potência	Transformador
Densidade de corrente	515 A/cm ²	230 A/cm ²	750 A/cm ²
Varição da densidade de fluxo	0,42 T	0,20 T	0,38 T
Número de espiras	24	52	52 (primário) 62 (secundário)
Condutor utilizado	2 fios 13 AWG	5 fios 15 AWG	7 fios 20 AWG (pri) 3 fios 18 AWG (sec)
Comprimento do fio	3,7 m	4,6 m	8,5 m (primário) 10,2 m (secundário)
Fator de utilização	0,31	0,26	0,26
Núcleo utilizado	4xMMTF75T4718	MMTS26T7716	2xMMT139T8530

FONTE: Próprio autor.

Para o indutor de entrada são utilizados 4 núcleos em paralelo do material de pó de ferro-silício. Por outro lado, o indutor de transferência de potência utiliza um único núcleo do material do tipo SENDUST. Ambos os materiais permitem uma elevada indução magnética assim como são capazes de operar com frequências elevadas. Por fim, são utilizados dois núcleos em paralelo de ferrite para a construção do transformador de potência. Na Tabela 3.18 podem ser vistas as perdas nos magnéticos.

Tabela 3.18 – Perdas nos magnéticos.

Magnético	Perda
Indutor de transferência de potência	29,45 W
Indutor de entrada para 1 módulo	19,97 W
Transformador de potência	82,94 W
Total	132,36 W

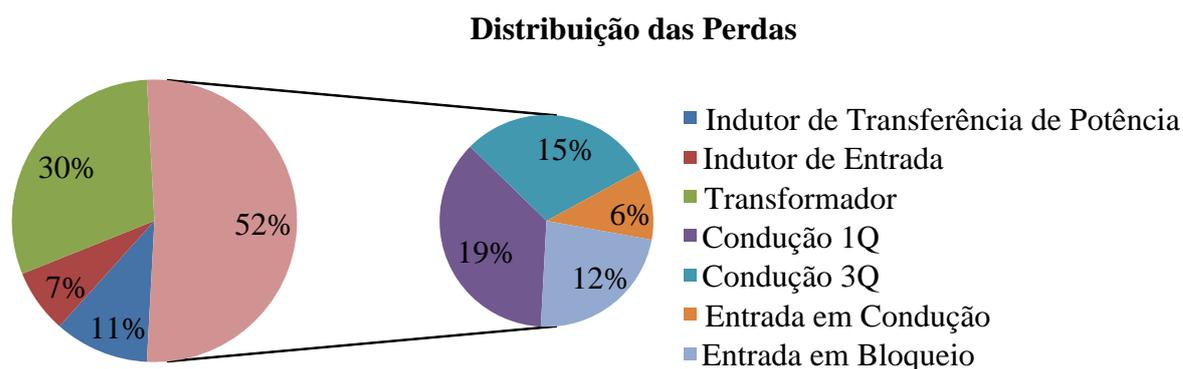
FONTE: Próprio autor.

É possível observar baixas perdas nos indutores. Contudo, o transformador dimensionado pela empresa apresenta elevadas perdas, ocasionadas principalmente por perdas de condução. Vale ressaltar que o transformador comprado apresenta um baixo fator de

utilização sendo possível colocar mais condutores em paralelo e reduzir as perdas de condução.

As perdas dos magnéticos e dos semicondutores podem ser adicionadas para a obtenção do rendimento do conversor. O rendimento estimado é de 96,81%. Na Figura 3.31 pode ser vista a distribuição percentual das perdas no conversor.

Figura 3.31 – Perdas no conversor



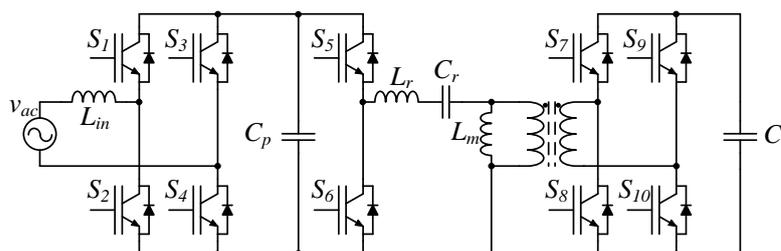
FONTE: Próprio autor.

Pode ser observado que as perdas se apresentam bem distribuídas sendo 52 % delas nos semicondutores e os outros 48 % nos magnéticos. Essa porcentagem dos magnéticos pode ainda ser reduzida com uma melhor otimização do transformador de potência. Além disso, da parte referente aos semicondutores pode ser constatada que a maior parcela é referente à condução o que é esperado devido à elevada potência e consequentemente altas correntes. Por outro lado, as perdas no chaveamento são a menor parcela devido à extensa faixa de comutação suave na entrada em condução, podendo ainda ser reduzidas as perdas na entrada em bloqueio com o uso de semicondutores com melhores características de comutação.

3.2.3.5 Comparativo com Outra Topologia

Nessa seção é realizado um comparativo do rendimento entre a topologia proposta e a topologia ressonante LLC [73]. Nessa análise é considerada a etapa de conversão CC-CC ressonante com ponte completa, vista na Figura 3.32, para garantir os mesmos esforços de tensão nos semicondutores e uma ponte retificadora síncrona que realiza a correção do fator de potência. São também consideradas chaves ativas em ambas as estruturas para garantir bidirecionalidade.

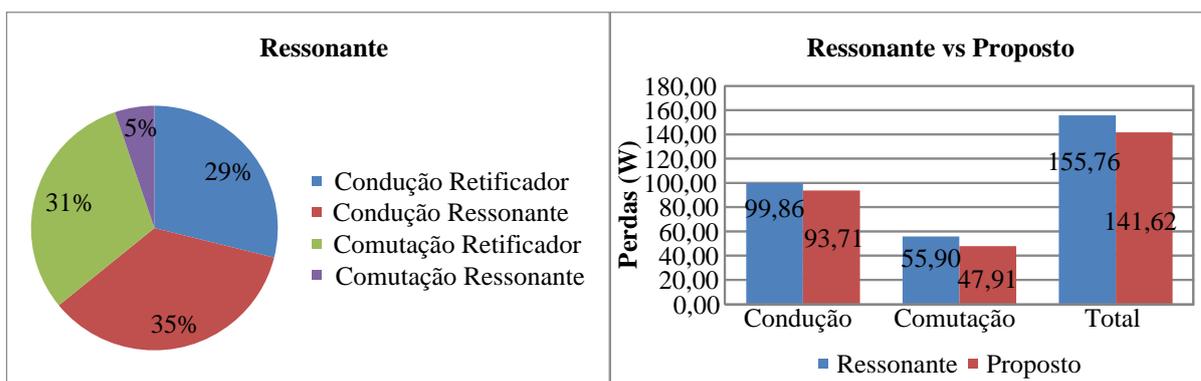
Figura 3.32 – Conversor ressonante LLC.



FONTE: Próprio autor.

A análise é feita considerando a mesma área de silício [74]. Além disso, a componente em alta frequência da corrente de entrada é mantida a mesma para a obtenção de um valor de indutância semelhante. Na Figura 3.33 pode ser visto o comparativo realizado.

Figura 3.33 – Comparativo do conversor proposto com o ressonante LLC.



FONTE: Próprio autor.

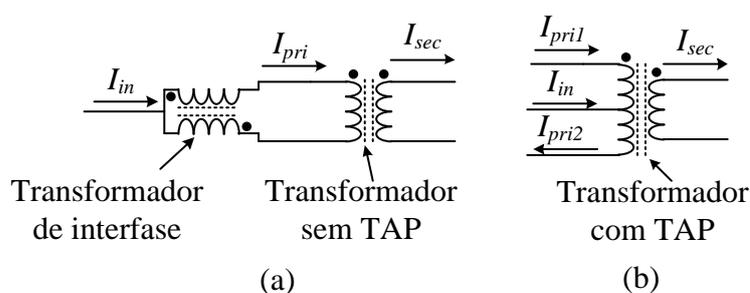
O conversor proposto possui 1,7% de perdas nos semicondutores enquanto o conversor ressonante apresenta 1,8%. Pode ser observado que os valores são bastante semelhantes. Isso acontece, pois o conversor ressonante, apesar de possuir baixas perdas de comutação no estágio CC-CC, possui elevadas perdas de comutação na etapa retificadora. Por outro lado o conversor proposto possui os dois estágios integrados com diversas zonas de comutação suave, conforme discutido na seção anterior. A topologia proposta também utiliza uma estrutura com *interleaving* que possibilita uma boa característica de condução. Os magnéticos não foram adicionados nas perdas, pois apresentam características muito diferentes que dificultariam uma comparação justa das topologias. Além disso, existem diferentes metodologias que visam oferecer uma melhor otimização para o conversor ressonante, tais como [75], e um levantamento completo de tais otimizações fogem do escopo desse trabalho.

Vale salientar que em [47] foi realizada a comparação da estrutura com diferentes topologias comumente aplicadas em transformadores de estado sólido mostrando que a mesma apresenta características que a tornam viável para tal aplicação. Além disso, a escolha de uma topologia deve levar em conta não só o rendimento, mas também a contagem de componentes, densidade de potência e outras funções que podem variar com a aplicação.

3.2.3.6 Comparativo com a Estrutura não Integrada

Na Figura 3.34 pode ser visto em maior detalhe a mudança realizada com a integração magnética. Na Figura 3.34a há a presença de um transformador de interfase que é responsável por realizar a divisão da corrente de entrada e consequentemente o *interleaving* da estrutura juntamente com um transformador que realizará a transferência de potência e isolamento. Na Figura 3.34b pode ser visto que ambos os transformadores foram integrados em uma única estrutura com tap central. Todos os esforços nos componentes restantes de ambas as estruturas apresentam os mesmos valores. Dessa forma, a análise dessa sessão irá se restringir ao estudo dos transformadores.

Figura 3.34 – Estrutura dos transformadores: (a) topologia com dois transformadores e (b) topologia com transformadores integrados.



FONTE: Próprio autor.

Realizar a comparação do volume de magnéticos de duas estruturas apresenta uma grande dificuldade, uma vez que não é possível encontrar magnéticos comerciais, em pequenas quantidades, de tamanhos específicos para que seja realizado um projeto ótimo para cada estrutura. Em [72] é proposta uma análise do volume em função da potência que cada magnético processa expressa na equação (3.85).

$$Vol_{trafo} = K_{vol} \cdot P_{trafo}^{0,75} \quad (3.85)$$

Onde a constante K_{vol} depende do material do núcleo, da densidade de campo magnético, densidade de corrente e frequência. Dessa maneira, a mesma constante será aplicada em todos os transformadores e será possível estabelecer uma relação entre o volume das duas estruturas através da equação (3.86).

$$\frac{Vol_1}{Vol_2} = \frac{K_{vol} \cdot P_{trafoInterfase}^{0,75} + K_{vol} \cdot P_{trafoSemTAP}^{0,75}}{K_{vol} \cdot P_{trafoComTAP}^{0,75}} = \frac{P_{trafoInterfase}^{0,75} + P_{trafoSemTAP}^{0,75}}{P_{trafoComTAP}^{0,75}} \quad (3.86)$$

O transformador de interfase processa uma potência $P_{trafoInterfase}$ igual a metade da potência do transformador $P_{trafoSemTAP}$. Por outro lado, a relação entre $P_{trafoSemTAP}$ e a potência processada no transformador com tap, $P_{trafoComTAP}$, pode ser obtida na Figura 3.21 e é de apenas 16,5% no primário enquanto o secundário processa a mesma potência. Dessa forma, considerando P_{en} a potência em um enrolamento do transformador sem tap pode se obter a relação entre os volumes vista na equação (3.87).

$$\frac{Vol_1}{Vol_2} = \frac{(0,5 \cdot P_{en} + 0,5 \cdot P_{en})^{0,75} + (P_{en} + P_{en})^{0,75}}{(1,165 \cdot P_{en} + P_{en})^{0,75}} = \frac{1 + 2^{0,75}}{2,165^{0,75}} = 1,50 \quad (3.87)$$

Dessa forma, é possível estimar uma redução de 50% de volume integrando a estrutura. Essa relação só pode ser alcançada se for possível obter um núcleo de qualquer tamanho desejado para obter um transformador otimizado para cada situação. Fato praticamente impossível se for comprado em pequenas quantidades.

Por outro lado, pode ser analisada a situação das perdas dos magnéticos considerando estruturas com mesmo volume. Uma proporção coerente com o fluxo de potência é utilizar três núcleos para a estrutura integrada, dois para o transformador sem tap e um núcleo para o transformador de interfase, mantendo assim o mesmo volume nas estruturas comparadas. Além disso, é considerada a mesma densidade de corrente em todas as estruturas. As especificações completas podem ser vistas na Tabela 3.19.

A quantidade de espiras foi escolhida de maneira a obter a menor perda total em cada estrutura conforme Figura 3.35. É possível observar que mantendo o mesmo volume de magnéticos e realizando um processo de otimização o transformador integrado apresenta 5% a mais de perdas que o transformador sem tap. Contudo ao adicionar as perdas do transformador de interfase ao transformador sem tap, a estrutura integrada apresenta 36% menos perdas. Vale salientar que o transformador de interfase resultante possui um baixo fator de utilização. Dessa forma, seria possível colocar mais condutores em paralelo para alcançar um fator semelhante ao das outras estruturas. Com mais condutores em paralelo seria possível reduzir as perdas de condução da estrutura. Contudo, mesmo que as perdas de

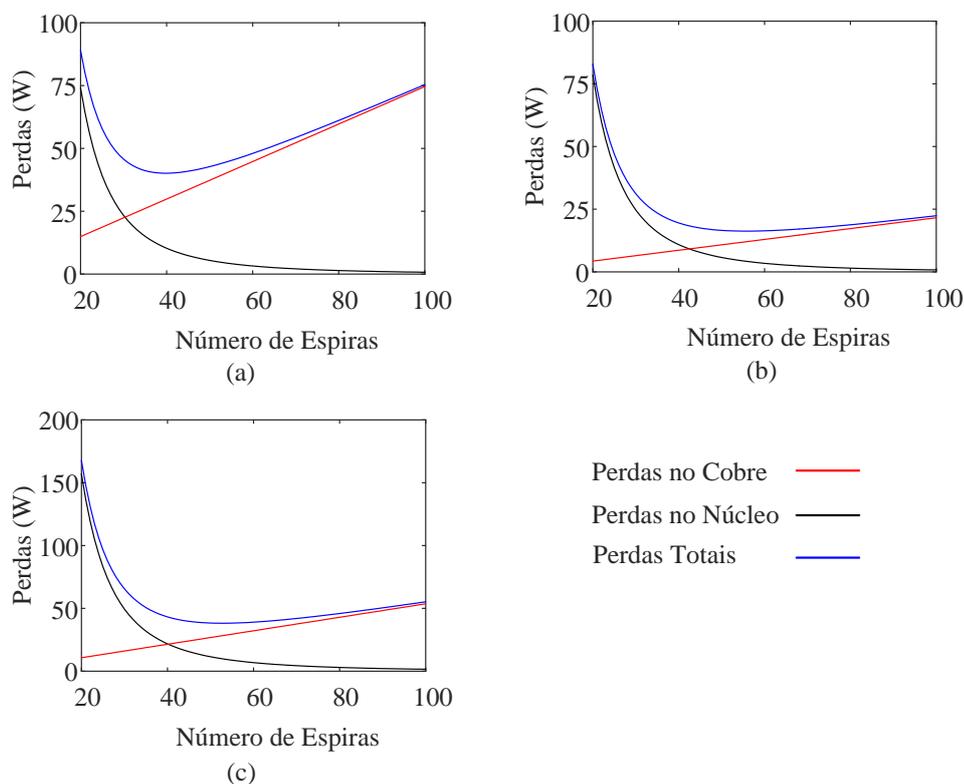
condução fossem zeradas, as perdas no núcleo do transformador de interfase ainda tornam o rendimento da estrutura integrada melhor.

Tabela 3.19 – Características dos transformadores.

Parâmetro	Transformador de interfase	Transformador sem tap	Transformador com tap
Densidade de corrente	400 A/cm ²	400 A/cm ²	400 A/cm ²
Varição da densidade de fluxo	0,35 T	0,37 T	0,33 T
Número de espiras	56 (primário) 56 (secundário)	53 (primário) 63 (secundário)	40 (primário) 48 (secundário)
Fator de utilização	0,13	0,21	0,17
Perdas no cobre	12,10 W	28,44 W	29,86 W
Perdas no núcleo	4,17 W	9,76 W	10,28 W
Perdas totais	16,27 W	38,20 W	40,14 W
Núcleo utilizado	1xMMT139T853 0	2xMMT139T8530	3xMMT139T8530

FONTE: Próprio autor.

Figura 3.35 – Perdas no transformador: (a) integrado, (b) interfase e (c) sem tap.



FONTE: Próprio autor.

3.2.4 Análise da Ondulação da Tensão nos Capacitores

Para determinar a ondulação da tensão dos capacitores é necessário obter o valor médio quase instantâneo (média no período de chaveamento) da corrente dos capacitores. Utilizando a Figura 3.25 é possível obter o valor instantâneo da corrente nos capacitores com a equação (3.88) para o primário e equação (3.89) para o secundário.

$$i_{capPri}(t) = i_{S1}(t) + i_{S3}(t) + i_{S5}(t) \quad (3.88)$$

$$i_{capSec}(t) = i_{S7}(t) + i_{S9}(t) + i_o(t) \quad (3.89)$$

Aplicando a média a cada período de chaveamento podem ser obtidas as expressões da equação (3.90) e equação (3.91) respectivamente para o primário e secundário.

$$I_{capPri} = I_{S1} + I_{S3} + I_{S5} = I_{S1} + 2.I_{S3} \quad (3.90)$$

$$I_{capSec} = I_{S7} + I_{S9} - I_o = 2.I_{S7} - I_o \quad (3.91)$$

Uma vez que o valor médio da chave S_3 , I_{S3} , é idêntico ao valor médio da chave S_5 , I_{S5} , e o da chave S_7 , I_{S7} , idêntico ao da chave S_9 , I_{S9} , a análise pode ser realizada com o cálculo do valor médio de apenas uma corrente de cada lado do transformador. Vale salientar que a corrente da chave S_1 , por não apresentar chaveamento em alta frequência, possui um valor instantâneo já apresentado anteriormente e não será novamente discutida aqui. A corrente I_o apresenta um valor constante, também não necessitando de uma maior análise.

Para as correntes que comutam em alta frequência é necessário determinar o valor médio quase instantâneo da corrente para se obter o perfil da variação do valor médio da corrente na chave. Para isso, é importante lembrar que o valor médio I_{S3} da chave do primário pode ser dividido em uma parcela referente à corrente de baixa frequência e uma referente à componente de alta frequência. Por outro lado, a chave S_7 apresenta apenas uma componente de alta frequência. A parcela de alta frequência da chave S_3 e a parcela de alta frequência da chave S_7 difere apenas na relação de transformação do transformador. Dessa forma, o estudo realizado para uma chave pode ser aproveitado sem perda de generalidade para a outra.

Inicialmente será realizado o cálculo do valor médio referente à componente de alta frequência que será chamada i_{AF} . Para isso pode ser utilizado uma abordagem semelhante à realizada no transformador. Utilizando a Tabela 3.5 e a Tabela 3.6 juntamente com a função de comutação da chave é possível obter o valor instantâneo da corrente na chave. Calculando a média para cada chaveamento é possível obter o valor médio quase instantâneo da corrente da chave visto na Tabela 3.20. É possível ver grande similaridade dos valores com os da potência média quase instantânea do transformador apresentados na Tabela 3.8 uma vez que a estrutura

possui uma característica *interleaving* onde é processada metade da potência em cada braço do conversor.

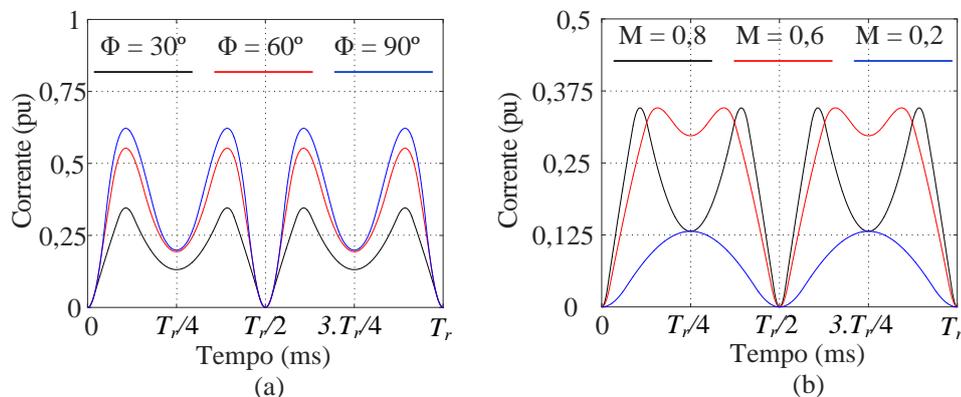
Tabela 3.20 – Corrente média quase instantânea da componente de alta frequência.

<i>Região</i>	<i>Corrente Média Quase Instantânea</i>
1	$\frac{V_p \cdot (-4 \cdot \pi^2 \cdot D^2 + 4 \cdot \pi^2 \cdot D - 2 \cdot \Phi^2 + 2 \cdot \pi \cdot \Phi - \pi^2)}{8 \cdot \pi^2 \cdot L_d \cdot f_s}$
2	$\frac{V_p \cdot \Phi \cdot (4 \cdot \pi \cdot D - \Phi)}{8 \cdot \pi^2 \cdot L_d \cdot f_s}$
3	$-\frac{V_p \cdot (\Phi - \pi) \cdot (\Phi - \pi + 4 \cdot \pi \cdot D)}{8 \cdot \pi^2 \cdot L_d \cdot f_s}$
4	$\frac{V_p \cdot D^2}{L_d \cdot f_s}$

FONTE: Próprio autor.

Na Figura 3.36 pode ser visto o valor médio quase instantâneo da componente de alta frequência considerando diferentes valores de ângulo de defasagem e índice de modulação. É possível ver que o aumento do ângulo de defasagem simplesmente aumenta o valor máximo. Por outro lado, o aumento do índice de modulação acarreta no aparecimento de regiões que transferem menos potência e conseqüentemente produz um valor médio inferior.

Figura 3.36 – Valor médio quase instantâneo da componente de alta frequência variando: (a) ângulo de defasagem e (b) índice de modulação.



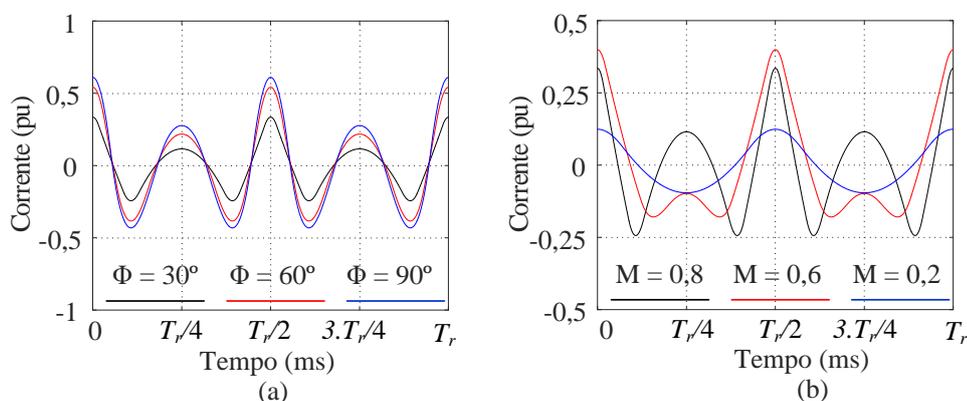
FONTE: Próprio autor.

Vale salientar que em todo instante as correntes se apresentam positivas. Dessa forma, essa componente será responsável por descarregar o capacitor primário enquanto

carrega o secundário. Caso o ângulo de defasagem fosse negativo, essa característica se inverteria. Essa conclusão é coerente uma vez que a parcela em alta frequência é responsável pela transferência de energia entre as pontes.

Como citado anteriormente, essa análise se estende às chaves do secundário necessitando apenas aplicar a relação de transformação do transformador. Dessa forma, pode ser obtida a corrente média quase instantânea do capacitor do secundário. Na Figura 3.37 pode ser vista a corrente média quase instantânea do capacitor do secundário para vários valores de ângulo de defasagem e índice de modulação.

Figura 3.37 – Valor médio quase instantâneo da corrente do capacitor do secundário variando: (a) ângulo de defasagem e (b) índice de modulação.



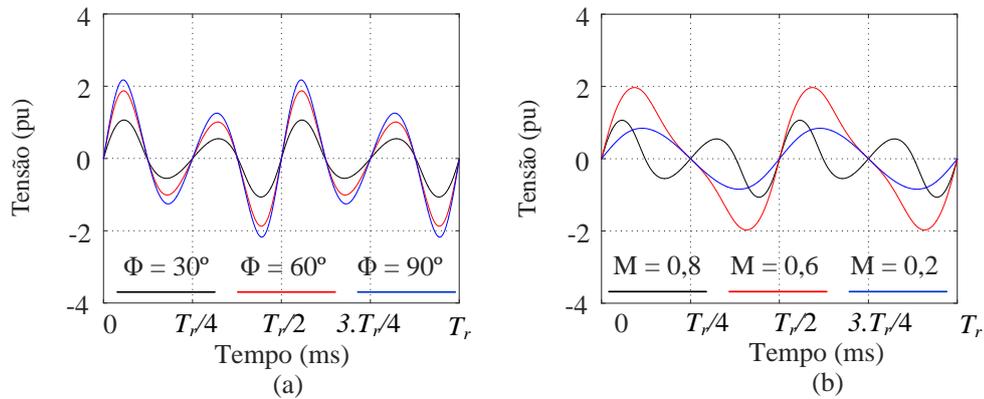
FONTE: Próprio autor.

Utilizando a equação (3.92) para realizar a integração da corrente média quase instantânea do capacitor é possível obter o perfil de ondulação da tensão do capacitor do secundário conforme visto na Figura 3.38.

$$v_{capSec}(t) = \frac{1}{C_{sec}} \int_0^t i_{capSec}(t) dt \quad (3.92)$$

Na integração foi considerada uma capacitância de 1 mF e o resultado foi normalizado em função do valor nominal do barramento secundário. É possível observar uma ondulação da tensão de apenas 2,5% do barramento considerando um índice de modulação de 0,8 e uma defasagem de 30° . Além disso, é possível observar tanto uma componente de 120 Hz quanto de 240 Hz na tensão. É possível observar que a componente de quarta ordem se torna mais pronunciada quanto maior o índice de modulação.

Figura 3.38 – Ondulação da tensão do capacitor do secundário variando: (a) ângulo de defasagem e (b) índice de modulação.



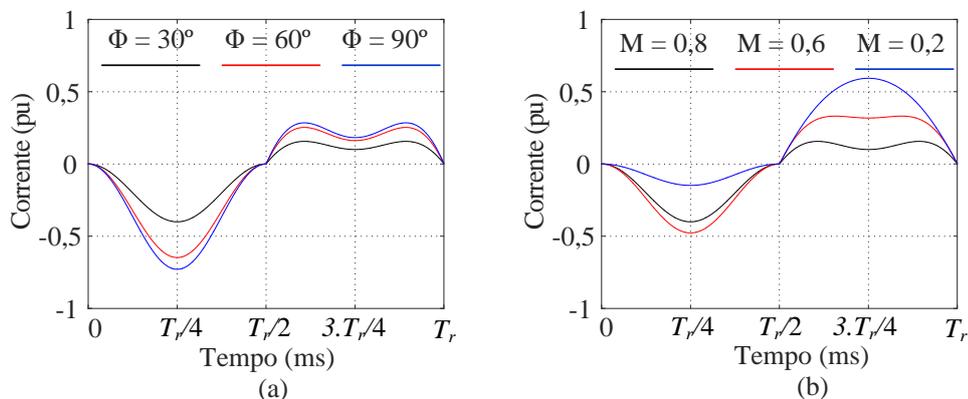
FONTE: Próprio autor.

Para a componente de baixa frequência presente nas chaves do primário que comutam em alta frequência, i_{BFpri} , também é possível obter um perfil quase instantâneo através da equação (3.93).

$$i_{BFpri}(t) = -\frac{i_{in}(t)}{2} \cdot D_s(t) \quad (3.93)$$

Na Figura 3.39 é possível ver o perfil do valor médio quase instantâneo da componente de baixa frequência que passa pelas chaves de alta frequência para diversos valores de ângulo de defasagem e índice de modulação.

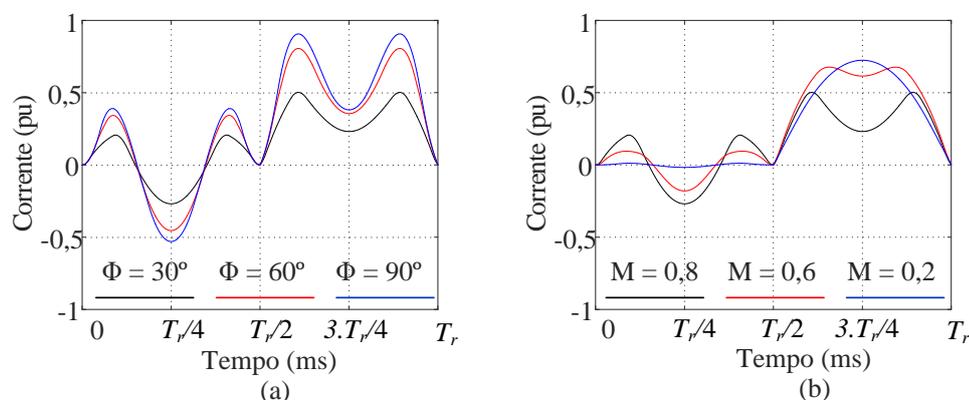
Figura 3.39 – Valor médio quase instantâneo da componente de baixa frequência nas chaves de alta frequência variando: (a) ângulo de defasagem e (b) índice de modulação.



FONTE: Próprio autor.

Com a componente de baixa e alta frequência pode ser obtida a corrente média quase instantânea da chave de alta frequência do primário que pode ser vista na Figura 3.40.

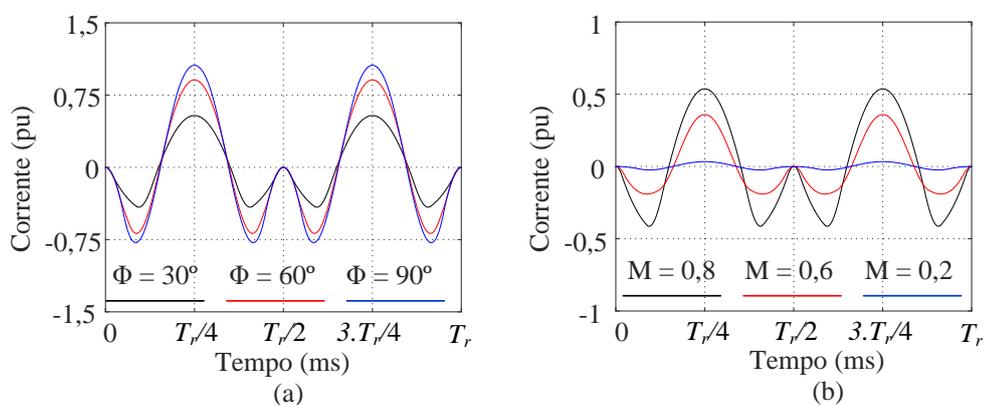
Figura 3.40 – Valor médio quase instantâneo da chave de alta frequência do primário variando: (a) ângulo de defasagem e (b) índice de modulação.



FONTE: Próprio autor.

Utilizando esse valor juntamente com o valor instantâneo da corrente da chave que comuta em baixa frequência S_I pode ser obtido o valor médio quase instantâneo da corrente no capacitor do primário e visto na Figura 3.41.

Figura 3.41 – Valor médio quase instantâneo da corrente do capacitor primário variando: (a) ângulo de defasagem e (b) índice de modulação.



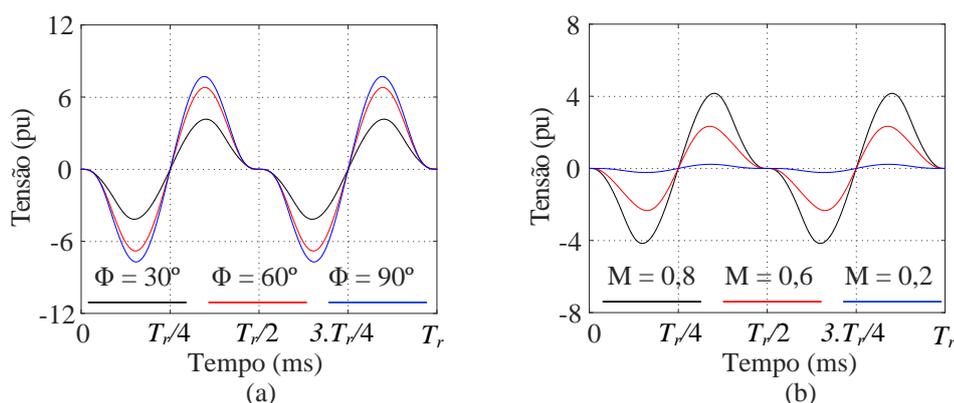
FONTE: Próprio autor.

Pode ser observado mais uma vez que a variação do ângulo de defasagem acarreta apenas o aumento do valor de pico. Além disso, é possível ver uma grande redução de ondulação na corrente decorrente da redução no índice de modulação. Com essa corrente, é possível obter a ondulação da tensão do capacitor primário de maneira análoga à do secundário e vista na Figura 3.42.

Mais uma vez foi utilizada uma capacitância de 1 mF para realizar a integração e o resultado foi normalizado em relação à tensão do barramento primário. É possível constatar

uma ondulação de 8,32% considerando um índice de modulação de 0,8 e defasagem de 30°. Semelhante à corrente do capacitor, é possível ver que o ângulo de defasagem impacta na amplitude da ondulação e que para valores com índice de modulação pequenos a ondulação é bastante reduzida. Além disso, é possível visualizar as componentes de 120 Hz e 240 Hz.

Figura 3.42 – Ondulação da tensão do capacitor primário variando: (a) ângulo de defasagem e (b) índice de modulação.



FONTE: Próprio autor.

Um resultado interessante pode ser obtido se somarmos o valor de i_{BFpri} ao valor instantâneo da corrente de baixa frequência S_I ao invés de somarmos com a parcela de alta frequência. Dessa forma, é possível separar o efeito que a corrente de entrada causa do efeito que é causado pela transferência de potência do secundário.

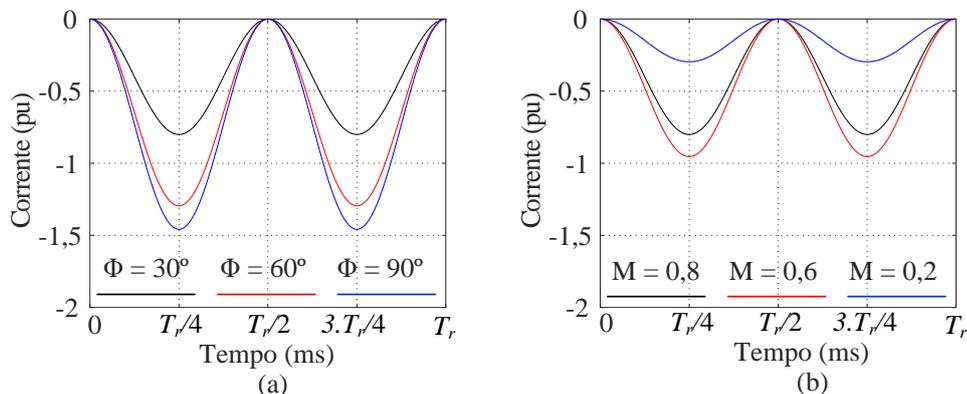
$$i_{BFcap}(t) = 2.i_{BFpri}(t) + i_{S1}(t) \quad (3.94)$$

Na Figura 3.43 é possível ver vários valores para a componente i_{BFcap} , que é ocasionada apenas pela corrente de entrada, variando o ângulo de defasagem e o índice de modulação. Pode ser notado que qualquer que seja o valor de índice de modulação ou ângulo de defasagem a corrente permanece negativa, caracterizando um carregamento do capacitor primário. A única maneira de inverter o sentido dessa componente seria invertendo a corrente de entrada, o que caracterizaria a operação do sistema como inversor. Dessa forma, a corrente de entrada seria responsável pelo descarregamento do capacitor enquanto o transformador o carregaria através da energia proveniente do secundário.

Por fim uma última análise pode ser feita através da comparação da ondulação da tensão do capacitor primário com a ondulação de estruturas que apresentam um estágio retificador desacoplado. Para isso pode ser utilizado o valor de i_{BFcap} adicionando o valor de uma corrente contínua que seria fornecida pelo estágio retificador desacoplado. Diversos

valores podem ser vistos na Figura 3.44. É possível observar que o sistema apresenta apenas componente de 120 Hz.

Figura 3.43 – Valor médio quase instantâneo considerando apenas a componente da corrente de entrada variando: (a) ângulo de defasagem e (b) índice de modulação.

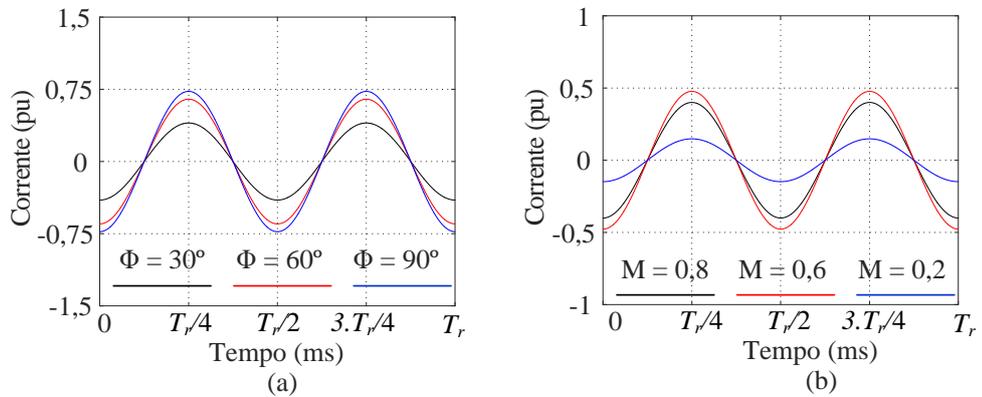


FONTE: Próprio autor.

Na Figura 3.45 pode ser vista a ondulação na tensão do capacitor, considerando um estágio retificador desacoplado, obtida através da integração da corrente média quase instantânea no capacitor. Mais uma vez é considerada uma capacitância de 1 mF e normalização em relação ao valor nominal do barramento. É possível observar que existe apenas uma componente de 120 Hz.

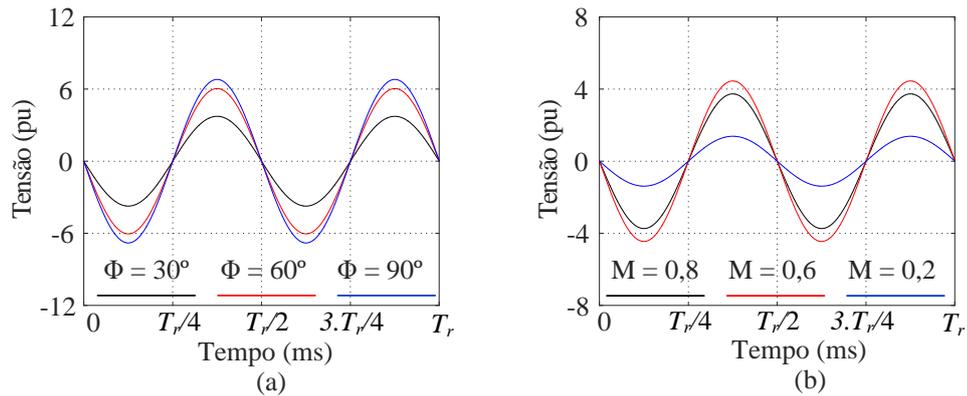
Por fim, na Figura 3.46 é realizada a comparação da ondulação das duas estruturas considerando vários ângulos de defasagem e índice de modulação. É possível observar que a estrutura com estágio desacoplado, em tracejado, apresenta uma ondulação do capacitor 11,15% menor considerando um ângulo de defasagem de 60° e 10,25% menor para 30° . Ao reduzir o índice de modulação, pode ser observado que a estrutura com estágio integrado é capaz de apresentar uma ondulação menor. Dessa maneira, o valor de capacitância requerida nas estruturas é bastante semelhante. Por outro lado, a presença de harmônicos de quarta ordem, no barramento da estrutura proposta, pode ocasionar o aparecimento de componentes de quinta e sétima ordem na corrente sintetizada.

Figura 3.44 – Valor médio quase instantâneo na corrente do capacitor em uma estrutura retificadora desacoplada variando: (a) ângulo de defasagem e (b) índice de modulação.



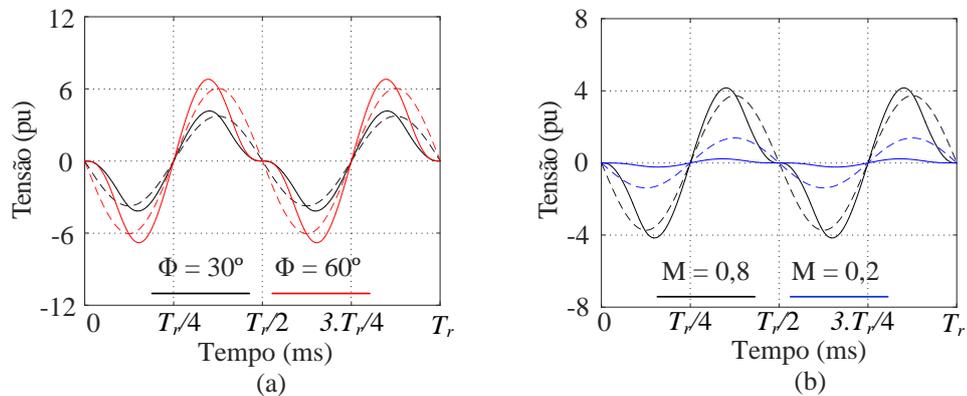
FONTE: Próprio autor.

Figura 3.45 – Ondulação do capacitor em uma estrutura retificadora desacoplada variando: (a) ângulo de defasagem e (b) índice de modulação.



FONTE: Próprio autor.

Figura 3.46 – Comparação da ondulação no capacitor primário das estruturas desacopladas e com estágio integrado variando: (a) ângulo de defasagem e (b) índice de modulação.



FONTE: Próprio autor.

3.3 Considerações Finais

Este capítulo apresentou a análise qualitativa e quantitativa do conversor proposto. Na análise qualitativa foram mostrados todos os estados de operação do conversor assim como a técnica de modulação através de moduladora e portadora. Além disso, foi definida a estratégia de controle do conversor e de sincronismo com a rede.

Na análise quantitativa do conversor foram mostradas as regiões em que o conversor pode operar e através dessas regiões foram definidas expressões para corrente e potência do conversor. Foi possível ver o comportamento da transferência de potência em função do ângulo de defasagem e do índice de modulação. Foi realizada também a análise da corrente no indutor de entrada mostrando o comportamento da ondulação em função do tempo e do número de módulos. Essas duas análises são fundamentais para a definição do indutor de transferência de potência e o indutor de entrada. Além disso, foi realizada uma comparação da corrente e potência no transformador considerando a estrutura com tap central e com dois transformadores.

Nesse capítulo também foi desenvolvido o estudo das perdas do conversor. Primeiramente foram definidas as correntes em cada chave assim como seu valor médio, eficaz e valor no instante de comutação. Através disso foi possível determinar as perdas por condução e comutação. Foi concluído que o conversor é capaz de operar em uma ampla faixa de comutação suave durante a entrada em condução. Para completar a análise foram ainda adicionadas as perdas nos magnéticos do conversor para determinar o rendimento do conversor.

Foi possível concluir que as perdas estão bem distribuídas pelo conversor e o mesmo apresentou um rendimento teórico de 96,81 % na potência nominal. Esse rendimento pode ainda ser melhorado com a realização de um projeto otimizado para o transformador de potência. Também foi realizado um comparativo do rendimento da topologia proposta com a topologia ressonante LLC. Nessa análise foi encontrado que a topologia proposta possui um rendimento semelhante ao do conversor LLC considerando apenas os semicondutores e a mesma área de silício. Juntamente a essa análise foi acrescentada um comparativo nas perdas dos transformadores considerando a estrutura integrada com tap central e a estrutura com dois transformadores. Nessa análise foi possível concluir que a estrutura integrada tanto é capaz de obter um menor volume como um melhor rendimento.

Por fim foi analisada a ondulação na tensão dos capacitores e realizada uma comparação com a ondulação do capacitor em uma estrutura retificadora desacoplada. Foi

possível concluir que a estrutura proposta apresenta uma amplitude de ondulação equiparável à de um retificador desacoplado, podendo até ser inferior se considerar um índice de modulação pequeno. Por outro lado, a estrutura proposta apresenta componentes de quarta ordem na tensão do barramento que podem ocasionar distorções harmônicas na corrente sintetizada de quinta e sétima ordem.

4 PROCEDIMENTO DE PROJETO

Uma vez realizada a análise matemática do conversor, nesse capítulo é desenvolvida uma descrição de todos os controladores utilizados. Na Tabela 3.12 e Tabela 3.13 já foram apresentadas as especificações e parâmetros do conversor para a análise de perdas. As mesmas especificações serão usadas nesse capítulo para a sintonia das malhas de controle.

4.1 Projeto dos Controladores

Nesta seção é realizado o projeto dos controladores do conversor utilizando uma abordagem digital para a implementação em um processador.

Existem duas possibilidades para se obter um controlador digital. A primeira possibilidade seria realizar a discretização da planta e sintonizar todos os controladores no tempo discreto. A segunda possibilidade, utilizada nesse trabalho, realiza o dimensionamento dos controladores no tempo contínuo e uma posterior discretização dos mesmos.

Os controladores são sintonizados através da metodologia do fator k proposta em [76] e discretizados pelo método de Tustin conforme apêndice B.

4.1.1 Controlador da Corrente de Entrada

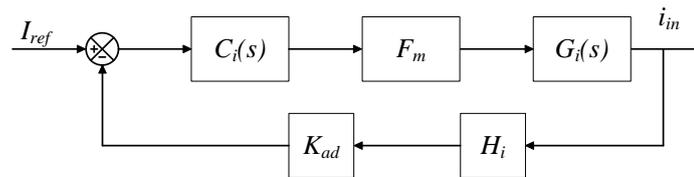
O controlador de corrente é responsável por produzir uma moduladora para sintetizar uma corrente conforme a referência desejada. Essa moduladora é produzida, conforme discutido no capítulo três, aplicando a transformada de Park em duas tensões em quadratura, uma obtida do controlador de corrente de eixo direto e outra do controlador de corrente do eixo de quadratura. O sistema de eixo girante da transformada de Park é escolhido de tal forma que a componente em eixo direto controla a potência ativa do sistema e a de quadratura o reativo. Dessa forma, a referência para o controlador da corrente de eixo direto é fornecida pelo controlador de tensão e determina a potência ativa enquanto a referência para o controlador de corrente de quadratura é nula.

A planta a ser controlada, tanto no controlador de eixo direto quanto no de quadratura, nada mais é que o indutor de entrada, podendo a mesma ser aproximada para altas frequências através da equação (4.1).

$$G_i(s) = \frac{I_{in}(s)}{V(s)} = \frac{1}{L_{in} \cdot s} \quad (4.1)$$

Observe que a planta produz uma tensão que é utilizada no controle dq. Posteriormente, essa tensão é normalizada para ser aplicada no modulador. Na Figura 4.1 pode ser visto um diagrama de blocos desse sistema de controle.

Figura 4.1 – Diagrama de blocos da malha de corrente.



FONTE: Próprio autor.

Onde F_m é o ganho do modulador dado pela equação (4.2), K_{ad} é o ganho do conversor analógico digital dado pela equação (4.3) e H_i o ganho do sensor de corrente.

$$F_m = \frac{1}{V_{ppm}} \quad (4.2)$$

$$K_{ad} = \frac{2^{n_{ad}} - 1}{V_{Fad}} \quad (4.3)$$

No sistema, todos esses ganhos são compensados dentro do processador, permitindo assim que se trabalhe com valores reais de corrente e tensão. Dessa forma, a função de transferência de laço aberto do sistema é simplesmente a planta controlada e pode ser vista na equação (4.4).

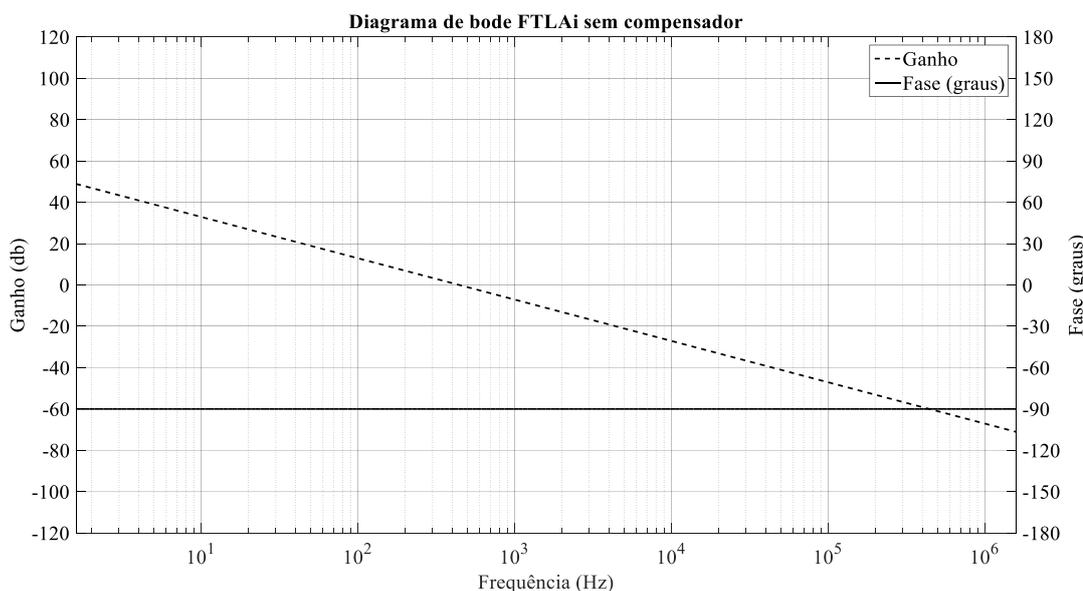
$$FTLA_i(s) = G_i(s) \quad (4.4)$$

Na Figura 4.2 pode ser visto o diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto sem compensador.

Vale lembrar que essa função de transferência representa uma aproximação para altas frequências. Contudo, essa aproximação traz bons resultados, tendo em vista que a malha de corrente deve ser rápida sendo sintonizada em no máximo um quarto da frequência de chaveamento.

O controlador para essa malha pode ser obtido utilizando a metodologia do fator k. Nela foi utilizada uma frequência de cruzamento de 1,5 kHz, e uma margem de fase de 60°. Com esses valores e utilizando as equações propostas no método k é possível obter o controlador discreto visto na Tabela 4.1.

Figura 4.2 – Função de transferência de laço aberto da corrente sem compensador



FONTE: Próprio autor.

Tabela 4.1 – Resumo dos dados do controlador da corrente de entrada.

Parâmetro	Valor
\mathbf{AF}_i	60°
\mathbf{k}_i	3,73
$\mathbf{\omega}_{zi}$	2,53 krad/s
$\mathbf{\omega}_{pi}$	35,17 krad/s
\mathbf{G}_{ci}	3,38
\mathbf{a}_{1i}	1,0642
\mathbf{a}_{2i}	-0,0642
\mathbf{b}_{0i}	1,6815
\mathbf{b}_{1i}	0,1997
\mathbf{b}_{2i}	-1,4818

FONTE: Próprio autor.

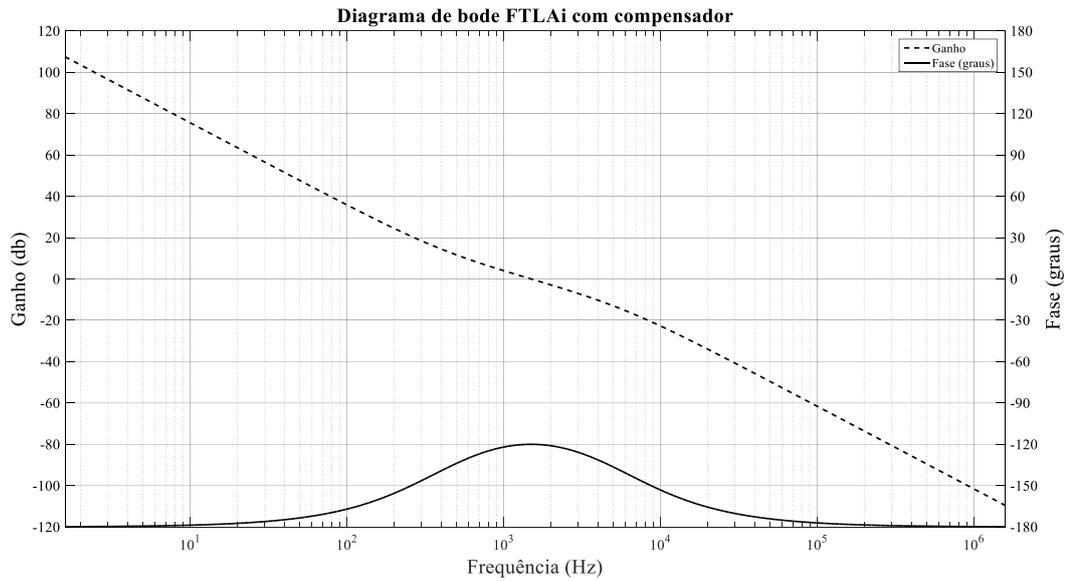
O subíndice i indica que os parâmetros se referem ao controlador de corrente. Na equação (4.5) pode ser vista a equação de diferenças desse controlador.

$$U_i(z) = 1,0642.U_i(z-1) - 0,0642.U_i(z-2) + 1,6815.E_i(z) + 0,1997.E_i(z-1) - 1,4818.E_i(z-2) \quad (4.5)$$

Na Figura 4.3 pode ser visto o diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto com o compensador. Pode ser visto que é alcançada a frequência de cruzamento desejada de 1,5 kHz e margem de fase de 60° .

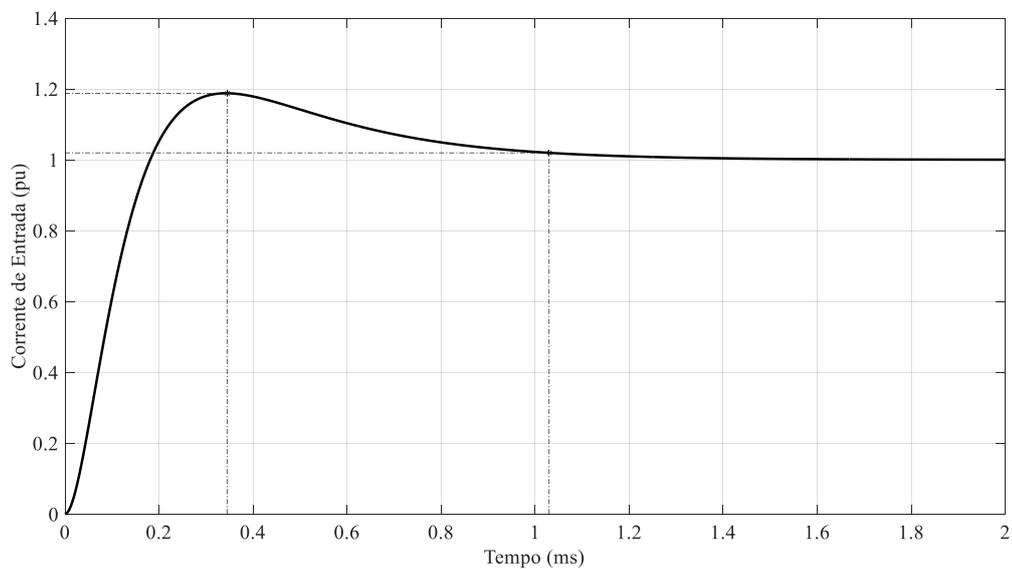
Na Figura 4.4 pode ser visto o degrau de referência no sistema em malha fechada. Pode ser observado um sobressinal de 19 % com um tempo de acomodação de 1,02 ms.

Figura 4.3 – Função de transferência de laço aberto da corrente de entrada com compensador



FONTE: Próprio autor.

Figura 4.4 – Resposta ao degrau da malha de corrente.



FONTE: Próprio autor.

4.1.2 Controlador do Barramento de Tensão do Primário

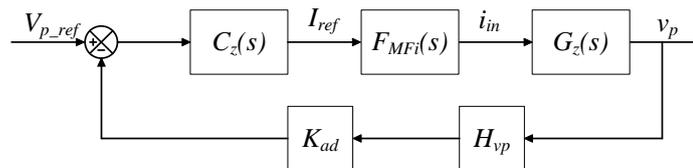
Como visto na análise da ondulação do capacitor, a corrente alternada de entrada é responsável por transferir potência para o capacitor primário ao mesmo tempo em que o transformador transfere essa potência para o secundário através do ângulo de defasagem. Dessa forma, para se obter a regulação desse barramento é necessário determinar o valor de

corrente necessário para cada potência que é transferida. Tendo isso em mente, é possível obter a relação entre a tensão do barramento primário e a corrente de entrada vista na equação (4.6).

$$G_z(s) = \frac{V_p(s)}{I(s)} = \frac{R_p}{R_p \cdot C_p \cdot s + 1} \quad (4.6)$$

Onde R_p é a resistência de carga no primário e C_p a capacitância do primário. A função $G_z(s)$ apresenta uma boa aproximação em baixas frequências. Essa aproximação apresenta um bom resultado, pois essa malha deve ser sintonizada em uma frequência abaixo de 30 Hz, um quarto da componente de 120 Hz presente no barramento, para que não gere um impacto na corrente de entrada. Através dessa malha será é um valor de corrente necessário para regular o barramento. Esse valor de corrente é utilizado como referência da malha de corrente. Na Figura 4.5 pode ser visto um diagrama de blocos dessa malha de controle.

Figura 4.5 – Diagrama de blocos da malha de tensão do barramento primário.



FONTE: Próprio autor.

Onde $C_z(s)$ é o controlador da malha de tensão do primário, $F_{MFi}(s)$ é a função de transferência de malha fechada do controle de corrente e H_{vp} o ganho do sensor de tensão do barramento primário. Para fins de sintonia da malha de tensão é considerado que a malha de corrente é muito mais rápida que a malha de tensão. Dessa forma, ela é vista pelo controlador de tensão apenas como o inverso do ganho do sensor de corrente e o ganho do conversor A/D conforme equação (4.7).

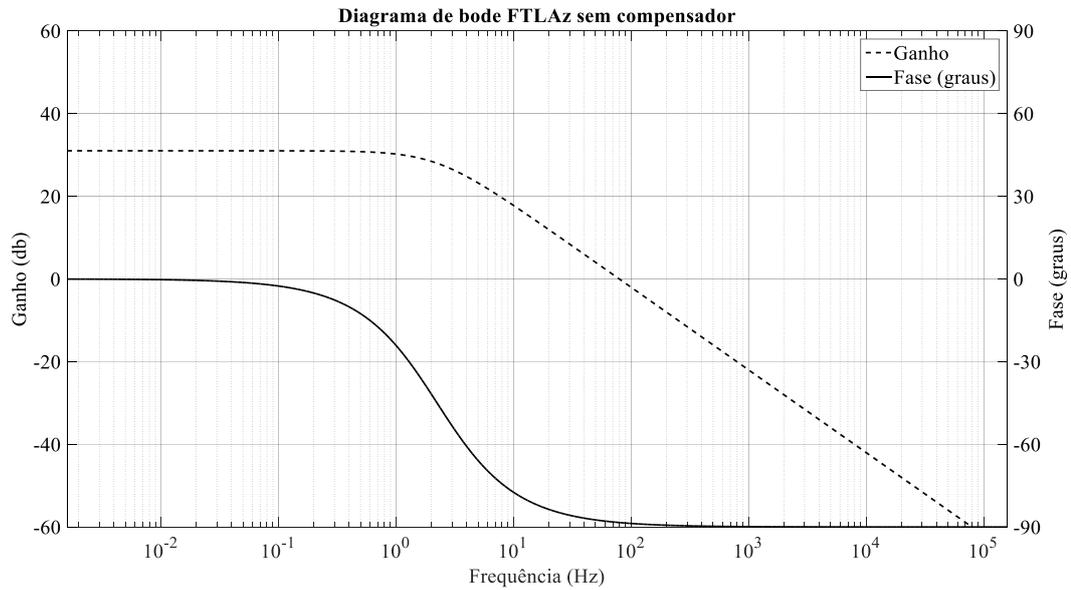
$$F_{MFi}(s) = \frac{1}{H_i \cdot K_{ad}} \quad (4.7)$$

Mais uma vez os ganhos de medição são compensados no processador para que se trabalhe com valores reais de corrente e tensão. Dessa forma, a função de transferência de laço aberto vista na equação (4.8) será apenas a planta controlada.

$$FTLA_z(s) = G_z(s) \quad (4.8)$$

Na Figura 4.6 pode ser visto o diagrama de Bode dessa função.

Figura 4.6 – Função de transferência de laço aberto da tensão de entrada sem compensador.



FONTE: Próprio autor.

Utilizando as equações da metodologia do fator k pode ser determinado o controlador para a tensão do barramento primário visto na Tabela 4.2. Para esse controlador foi escolhida uma frequência de cruzamento de 10 Hz com uma margem de fase de 60° .

Tabela 4.2 – Resumo dos dados do controlador da tensão de entrada.

Parâmetro	Valor
\mathbf{AF}_z	$47,37^\circ$
\mathbf{k}_z	2,56
$\mathbf{\omega}_{zz}$	24,52 rad/s
$\mathbf{\omega}_{pz}$	161,03 rad/s
\mathbf{G}_{cz}	0,129
\mathbf{a}_{1z}	1,992
\mathbf{a}_{2z}	-0,992
\mathbf{b}_{0z}	$5,17 \times 10^{-4}$
\mathbf{b}_{1z}	$6,33 \times 10^{-7}$
\mathbf{b}_{2z}	$-5,16 \times 10^{-4}$

FONTE: Próprio autor.

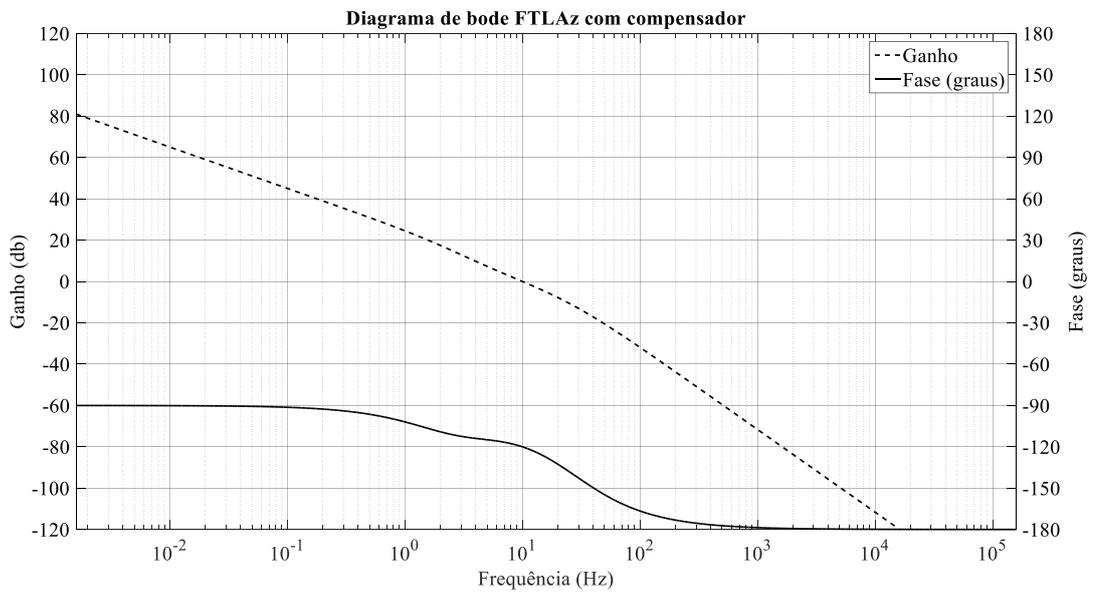
Para os parâmetros do controlador do barramento primário é utilizado o subíndice z . Na equação (4.9) pode ser vista a equação de diferenças desse controlador.

$$\begin{aligned}
 U_z(z) = & 1,992.U_z(z-1) - 0,992.U_z(z-2) + 0,000517.E_z(z) + \\
 & + 0,000000633.E_z(z-1) - 0,000516.E_z(z-2)
 \end{aligned} \tag{4.9}$$

Na Figura 4.7 pode ser visto o diagrama de Bode do sistema com o controlador. Pode ser notado através da figura que a frequência de cruzamento desejada de 10 Hz é alcançada com a margem de fase de 60° .

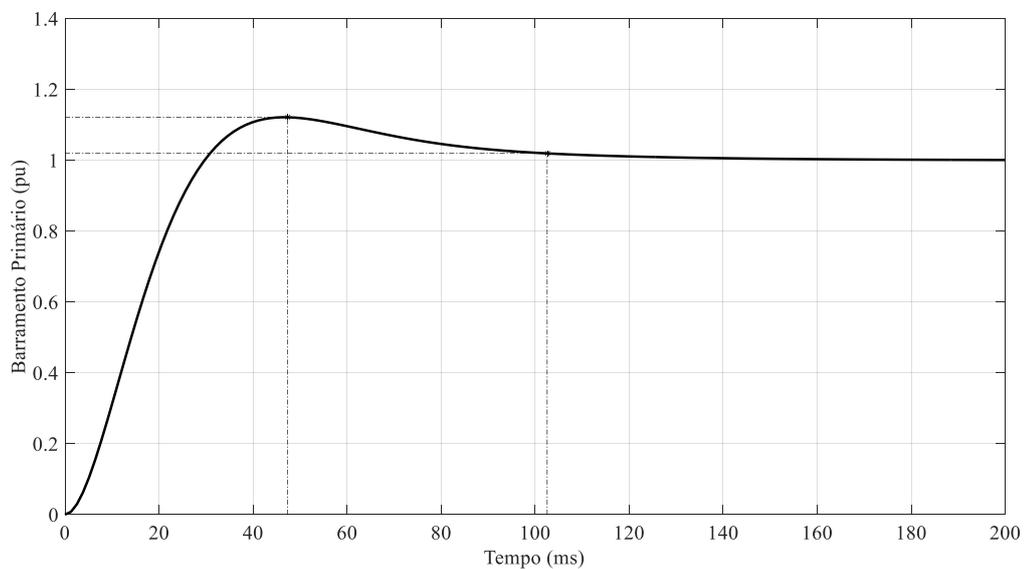
Para a análise da dinâmica desse controlador foi realizado um degrau de referência que pode ser visto na Figura 4.8. Pode ser observado um sobressinal de 12 % e um tempo de acomodação de aproximadamente 102 ms.

Figura 4.7 – Função de transferência de laço aberto da tensão de entrada com compensador.



FONTE: Próprio autor.

Figura 4.8 – Resposta ao degrau da malha do barramento primário.



FONTE: Próprio autor.

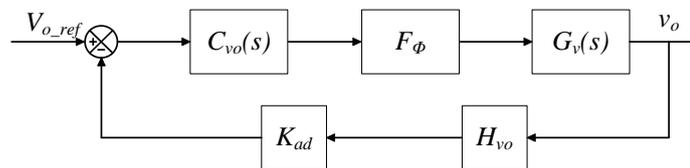
4.1.3 Controlador do Barramento da Tensão do Secundário

A função de transferência que relaciona a tensão do secundário com o ângulo de defasagem pode ser vista equação (4.10).

$$G_v(s) = \frac{V_s(s)}{\Phi(s)} = \frac{V_p}{2\pi \cdot f_s \cdot L_d} \cdot \left(1 - \frac{2 \cdot |\Phi_o|}{\pi}\right) \cdot \frac{R_o}{R_o \cdot C_s \cdot s + 1} \quad (4.10)$$

Onde C_s é o capacitor do secundário e R_o a resistência de carga da saída. Essa função pode ser obtida através do elemento *gyrator* proposto em [77] e discutido no apêndice C. Na Figura 4.9 pode ser observado o diagrama de blocos desse sistema de controle.

Figura 4.9 – Diagrama de blocos da malha da tensão de saída.



FONTE: Próprio autor.

Onde H_{vo} é o ganho do sensor de tensão do barramento secundário e F_ϕ é o ganho do modulador para o ângulo de defasagem dado pela equação (4.11).

$$F_\phi = \frac{\pi}{V_{ppm}} \quad (4.11)$$

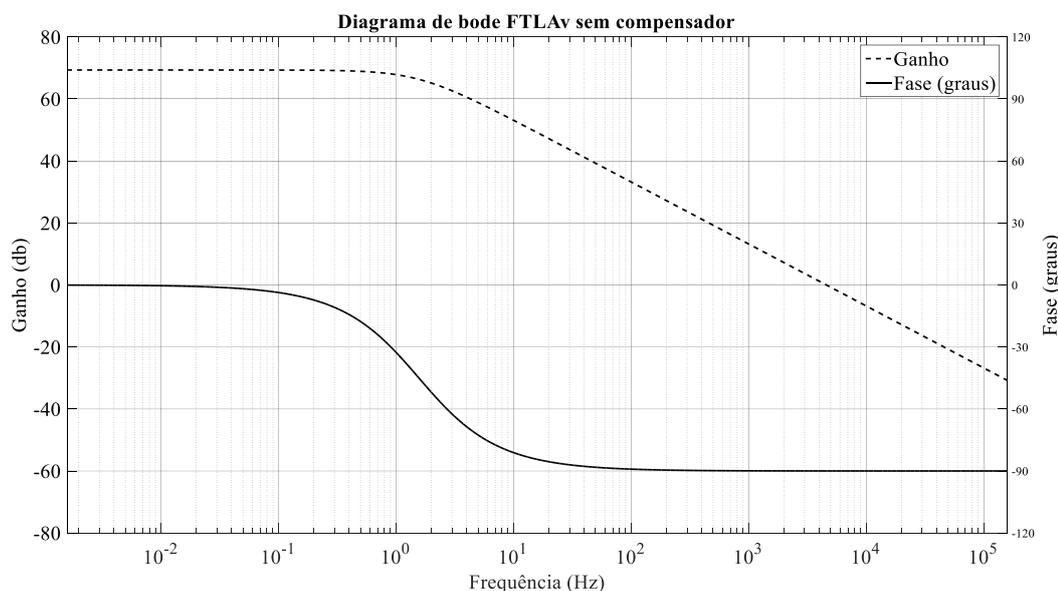
A partir desse diagrama e com a compensação dos ganhos dentro do processador é possível determinar a função de transferência de laço aberto vista na equação (4.12).

$$FTLA_v(s) = G_v(s) \quad (4.12)$$

Na Figura 4.10 pode ser visto o diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto sem compensador.

O controlador dessa malha é dimensionado considerando uma frequência de cruzamento de 15 Hz e uma margem de fase de 60°. Determinando o controlador com o fator k e realizando mais uma vez a discretização por Tustin é possível determinar os parâmetros vistos na Tabela 4.3. Nessa tabela é utilizado o subíndice v para o controlador de tensão do barramento secundário. Na equação (4.13) pode ser vista a equação de diferenças do controlador.

Figura 4.10 – Função de transferência de laço aberto da tensão de saída sem compensador



FONTE: Próprio autor.

Tabela 4.3 – Resumo dos dados do controlador da tensão de saída.

Parâmetro	Valor
AF_v	$54,03^\circ$
k_v	3,08
ω_{zv}	30,60 rad/s
ω_{pv}	290,29 rad/s
G_{cv}	0,0033
a_{1v}	1,986
a_{2v}	-0,986
b_{0v}	$2,37 \times 10^{-5}$
b_{1v}	$3,62 \times 10^{-8}$
b_{2v}	$-2,36 \times 10^{-5}$

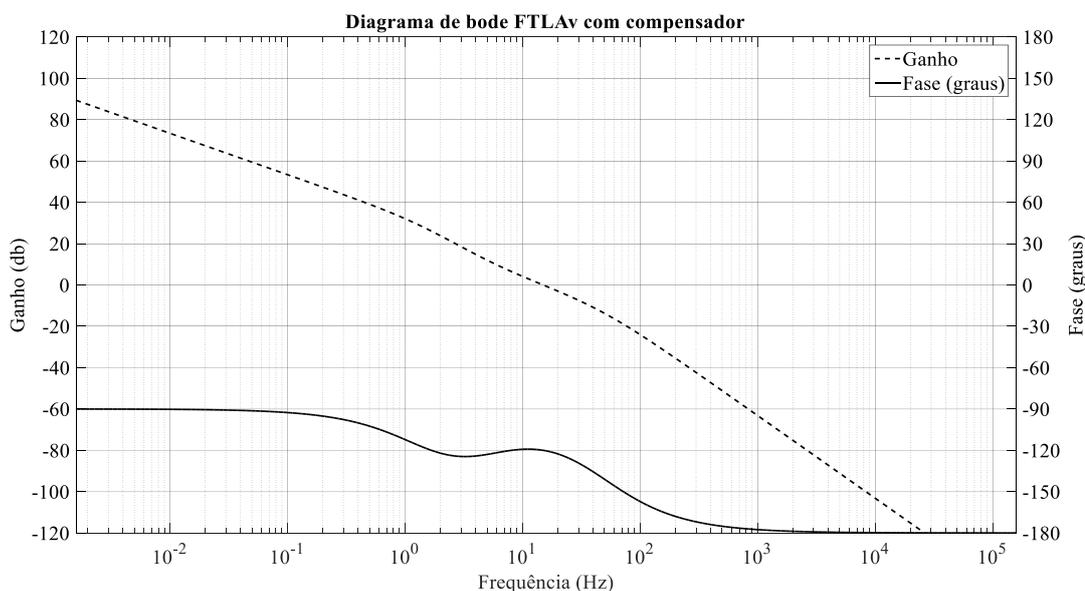
FONTE: Próprio autor.

$$U_v(z) = 1,986.U_v(z-1) - 0,986.U_v(z-2) + 0,0000237.E_v(z) + 0,0000000362.E_v(z-1) - 0,0000236.E_v(z-2) \quad (4.13)$$

Na Figura 4.11 pode ser visto o diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto com o compensador. Pode ser visto mais uma vez que o controlador é capaz de obter a frequência de cruzamento e margem de fase desejada.

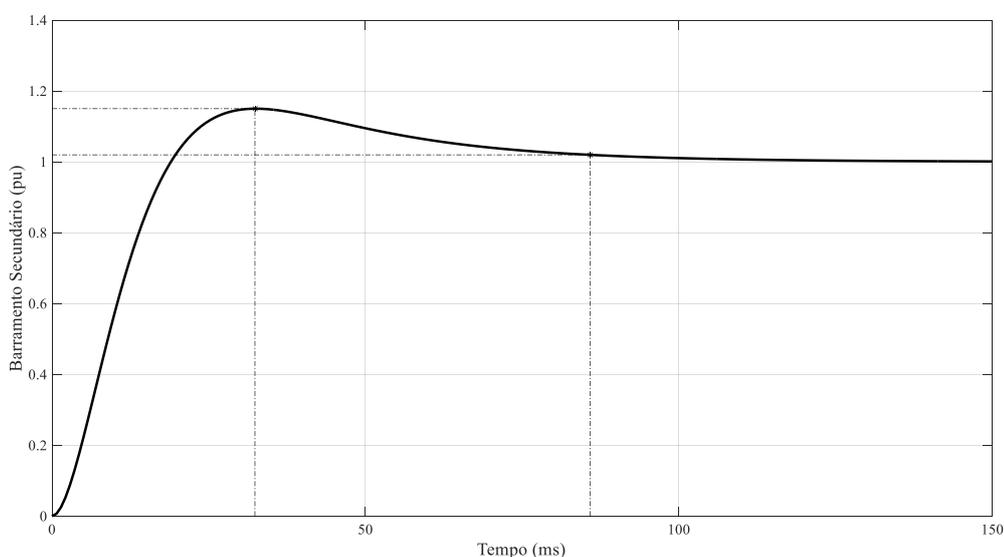
Na Figura 4.12 pode ser vista a resposta ao degrau do sistema em malha fechada. Pode ser observado um sobressinal de 11,5 % e um tempo de acomodação de 85 ms. Pode se constatar que essa malha teve desempenho semelhante a do primário, sendo um pouco mais rápida devido à maior frequência de cruzamento.

Figura 4.11 – Função de transferência de laço aberto da tensão de saída com compensador.



FONTE: Próprio autor.

Figura 4.12 – Resposta ao degrau da malha da tensão de saída.



FONTE: Próprio autor.

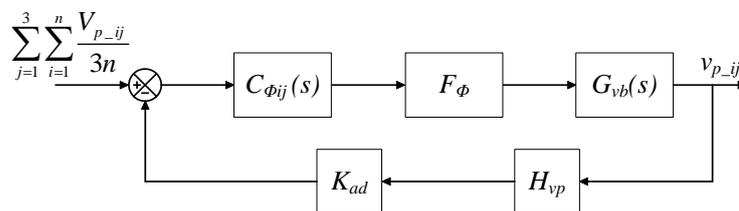
4.1.4 Controlador de Balanceamento dos Barramentos Primários

No caso da utilização de mais de um módulo, é necessário realizar o balanceamento das tensões dos primários uma vez que é utilizado apenas o valor médio dos barramentos para o controle da potência ativa. Para isso é realizado um incremento da potência individual de cada módulo através do ângulo de defasagem. Uma vez que o *gyrator*

pode ser utilizado para modelar ambos os barramentos do conversor em função do ângulo de defasagem, a função de transferência para o balanceamento dos módulos $G_{vb}(s)$ pode ser obtida de maneira análoga a da equação (4.10) utilizando o primário como referência. Na equação (4.14) pode ser vista a função $G_{vb}(s)$ e na Figura 4.13 pode ser visto um diagrama de blocos do sistema de controle.

$$G_{vb}(s) = \frac{V_p(s)}{\Phi(s)} = \frac{V_s}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot L_d} \cdot \left(1 - \frac{2 \cdot |\Phi_o|}{\pi} \right) \cdot \frac{R_p}{R_p \cdot C_p \cdot s + 1} \quad (4.14)$$

Figura 4.13 – Diagrama de blocos da malha de balanceamento das tensões de primário.



FONTE: Próprio autor.

Observe que a referência para essa malha de controle é a média da tensão de todos os módulos do sistema. Vale salientar ainda que essa malha produz incrementos pequenos que devem acontecer suavemente para que não interfira nos controladores dos barramentos. No caso, foi escolhida uma frequência de cruzamento de 10 Hz com uma margem de fase de 60°.

Realizando mais uma vez o dimensionamento do controlador através do método do fator k e a discretização pelo método de Tustin é possível obter os parâmetros vistos na Tabela 4.4. Para os parâmetros do controlador de balanceamento da tensão dos barramentos primários é o utilizado o subíndice *bv*.

Tabela 4.4 – Resumo dos dados do controlador de balanceamento dos primários.

Parâmetro	Valor
\mathbf{AF}_{bv}	47,37°
\mathbf{k}_{bv}	2,59
$\mathbf{\omega}_{zbv}$	24,52 rad/s
$\mathbf{\omega}_{pbv}$	161,03 rad/s
\mathbf{G}_{cbv}	0,0022
\mathbf{a}_{1bv}	1,992
\mathbf{a}_{2bv}	-0,992
\mathbf{b}_{0bv}	$8,94 \times 10^{-6}$
\mathbf{b}_{1bv}	$1,09 \times 10^{-8}$
\mathbf{b}_{2bv}	$-8,93 \times 10^{-6}$

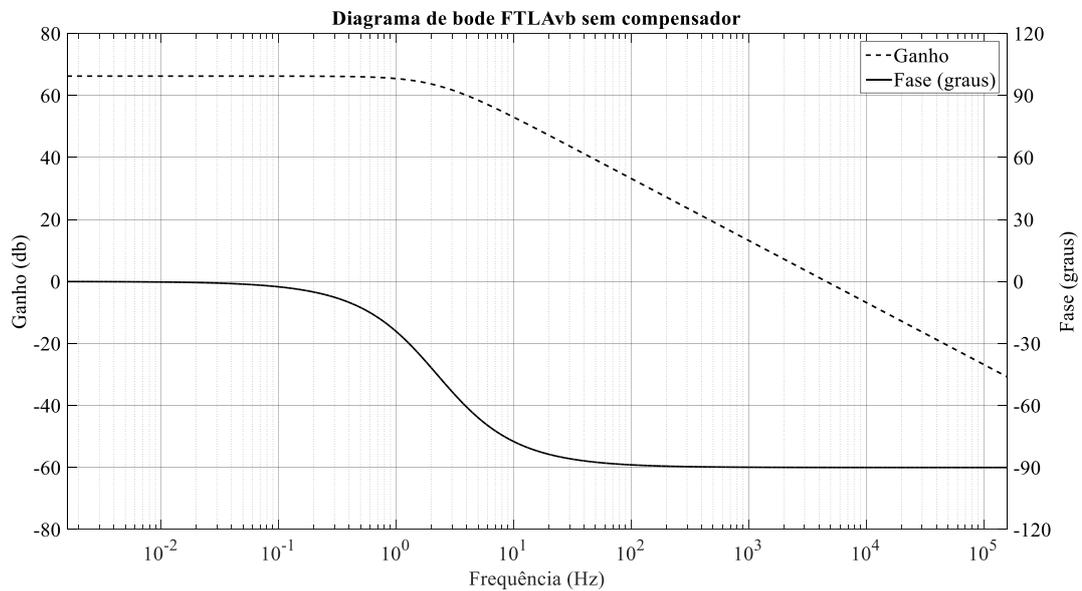
FONTE: Próprio autor.

Na equação (4.15) pode ser vista a equação de diferenças do controlador.

$$U_v(z) = 1,992.U_{bv}(z-1) - 0,992.U_{bv}(z-2) + 0,00000894.E_{bv}(z) + 0,000000109.E_{bv}(z-1) - 0,00000893.E_{bv}(z-2) \quad (4.15)$$

Na Figura 4.14 pode ser visto o diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto sem compensador. Pode ser observado que há uma grande semelhança com a vista na Figura 4.10.

Figura 4.14 – Função de transferência de laço aberto de balanceamento dos primários sem compensador

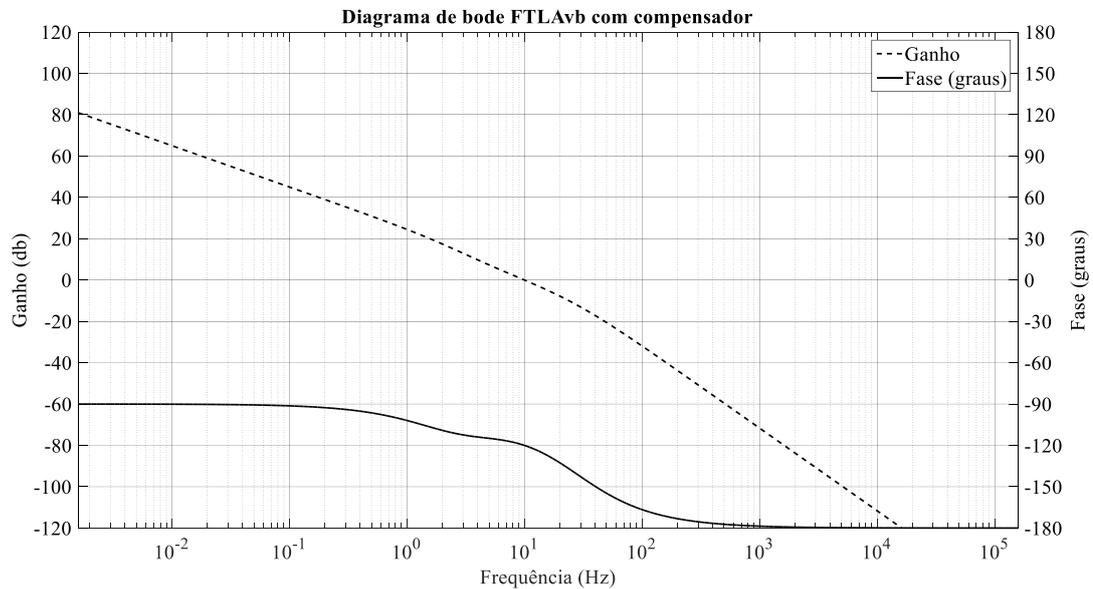


FONTE: Próprio autor.

Na Figura 4.15 pode ser visto o diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto com compensador. É possível verificar que é alcançada a frequência de cruzamento desejada assim como a margem de fase.

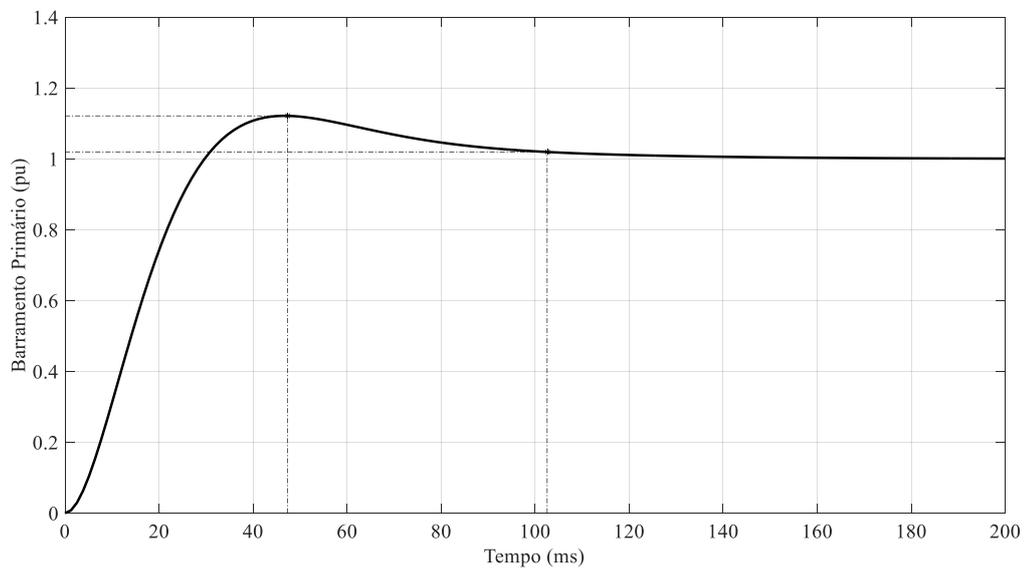
Na Figura 4.16 pode ser vista a resposta ao degrau do sistema controlado. Pode ser observado um sobressinal de 12 % e um tempo de acomodação de 102 ms.

Figura 4.15 – Função de transferência de laço aberto de balanceamento dos primários com compensador



FONTE: Próprio autor.

Figura 4.16 – Resposta ao degrau da malha de balanceamento das tensões de primário.



FONTE: Próprio autor.

4.1.5 Controlador da Corrente de Magnetização

Conforme discutido no capítulo três o controlador de corrente de magnetização utiliza uma estrutura multivariável capaz de regular o deslocamento de todas as correntes do DAB simultaneamente. Esse sistema multivariável utiliza uma realimentação de estados capaz

de realocar os polos do sistema. Para isso foi utilizada a matriz F em sua forma modal vista na equação (3.32). Os valores para cada um dos polos se encontram na tabela Tabela 4.5.

Tabela 4.5 – Resumo dos dados do controlador de magnetização.

Parâmetro	Valor
ω_n	27,32 rad/s
ε	-0,5912
α	16,1487
β	22,0329
λ	-100,00

FONTE: Próprio autor.

Esses polos foram escolhidos visando alcançar uma frequência natural de oscilação ω_n e um amortecimento ε também vistos na Tabela 4.5. É importante lembrar que os autovalores da matriz F devem ser diferentes dos autovalores da matriz A do sistema. Caso contrário, pode não haver solução para equação de Lyapunov.

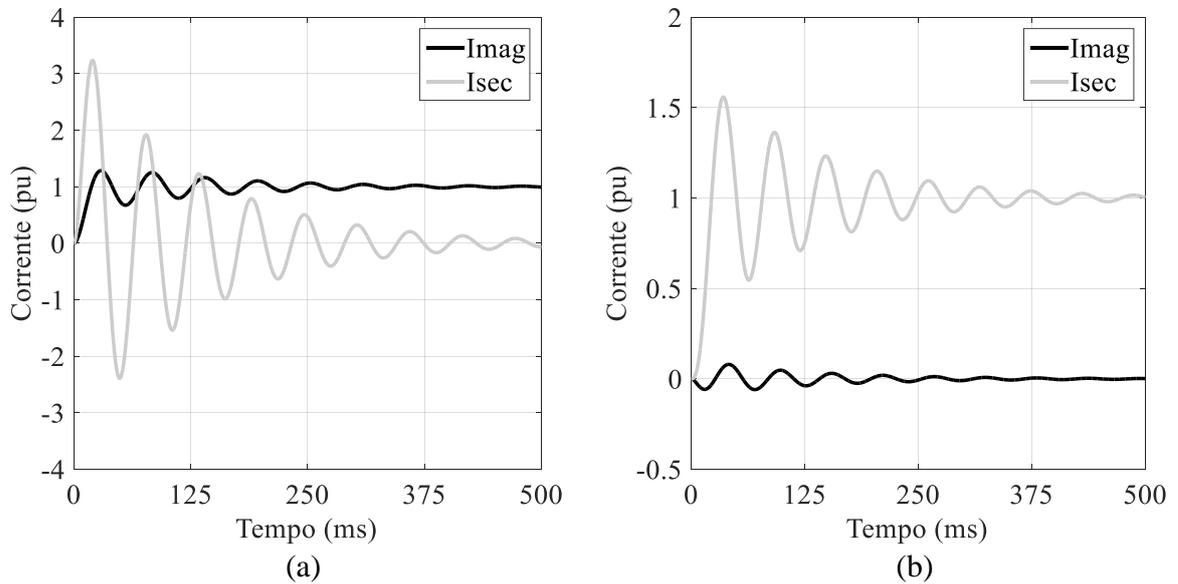
Além disso, foi usada a matriz K_L vista na equação (3.33). Lembrando que deve ser minimizada a norma da matriz de ganhos K_i para um melhor desempenho do sistema de controle. Por fim, resta resolver a equação de Lyapunov para a obtenção dos ganhos. Essa equação pode ser resolvida através de programas matemáticos como *Matlab*. Nesse programa, por exemplo, existe uma função chamada *lyap* capaz de retornar a solução da equação e que pode ser vista na equação (4.16).

$$K_i = \begin{pmatrix} -7,2167 & 0,7830 & 415,9550 & -72,4111 \\ -7,2053 & 0,6446 & 408,9322 & -71,2514 \end{pmatrix} \quad (4.16)$$

Com esses ganhos é possível realizar a implementação em um processador digital. Na Figura 4.17 pode ser vista a aplicação de um degrau de referência no sistema. Na Figura 4.17a pode ser visto um degrau unitário na referência da corrente de magnetização enquanto na Figura 4.17b pode ser visto um degrau unitário na referência da corrente do secundário.

É possível ver que o degrau em uma das referências causa oscilações na outra uma vez que o sistema apresenta um acoplamento. Além disso, seria possível obter uma resposta menos oscilatória reduzindo o tempo de subida. Contudo, uma vez que as magnitudes dos valores médios dessas correntes são muito pequenas durante a operação nominal, foi priorizado um tempo de subida menor com um tempo de acomodação longo sem causar grandes impactos na corrente de entrada.

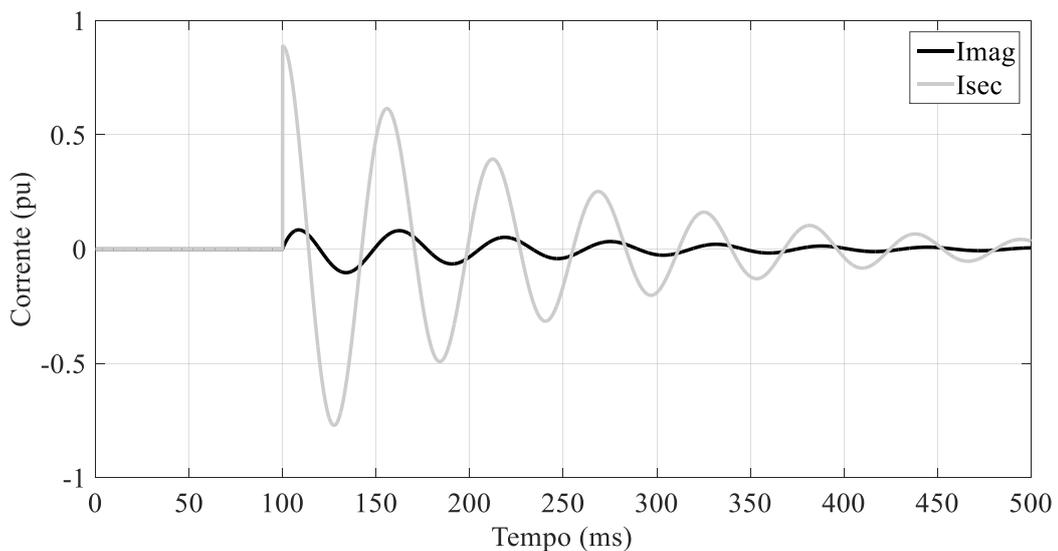
Figura 4.17 – Resposta ao degrau da malha magnetização: (a) degrau na magnetização e (b) degrau na corrente do secundário.



FONTE: Próprio autor.

Além disso, durante a operação normal do sistema de controle de magnetização o mesmo tem que ser capaz de realizar a rejeição de distúrbios nos estados. Dessa forma, podem ser vistas na Figura 4.18 as duas saídas durante a aplicação de um distúrbio do tipo impulso de magnitude unitária e duração de 50 μ s.

Figura 4.18 – Rejeição de distúrbio na malha de magnetização.



FONTE: Próprio autor.

É possível ver que o sistema é capaz de eliminar o distúrbio mantendo ambas as correntes com média zero.

4.2 Considerações Finais

Neste capítulo, foi realizado o dimensionamento de todos os controladores do sistema como o do barramento primário, da corrente de entrada, barramento secundário, de balanceamento dos barramentos primários e da magnetização.

Foi utilizada uma maneira sistemática de dimensionar os controladores através do método do fator k . Através do diagrama de Bode do sistema com e sem controlador foi possível constatar que o método do fator k é capaz de alcançar uma determinada frequência de cruzamento e margem de fase escolhida. O desempenho das malhas de controle também foi testado através da aplicação de degraus na referência e todas produziram sinais com baixo sobressinal e tempo de acomodação.

Além disso, os controladores foram discretizados utilizando o método de Tustin para possibilitar a aplicação em microcontroladores.

Também foi mostrada a alocação de polos realizada no controle de magnetização assim como foi obtido os ganhos de realimentação através da equação de Laypunov utilizando um programa de computador para o sistema multivariável.

5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Nesse capítulo são apresentados os resultados de simulação do conversor proposto utilizando o programa PSIM[®]. Esse capítulo é dividido em duas seções, sendo a primeira destinada às simulações de um único módulo monofásico e a segunda para a estrutura completa trifásica com nove módulos, três em cada fase. Em ambas as seções são apresentados resultados em regime permanente, para validar a análise qualitativa e quantitativa, e estado dinâmico, para verificar o comportamento dos controladores. A análise dinâmica é obtida através da aplicação de degraus de carga com inversão de fluxo de potência, também sendo possível analisar a bidirecionalidade da estrutura. Nas simulações apresentadas nesse capítulo são utilizadas as especificações e parâmetros vistos na Tabela 3.12 e Tabela 3.13.

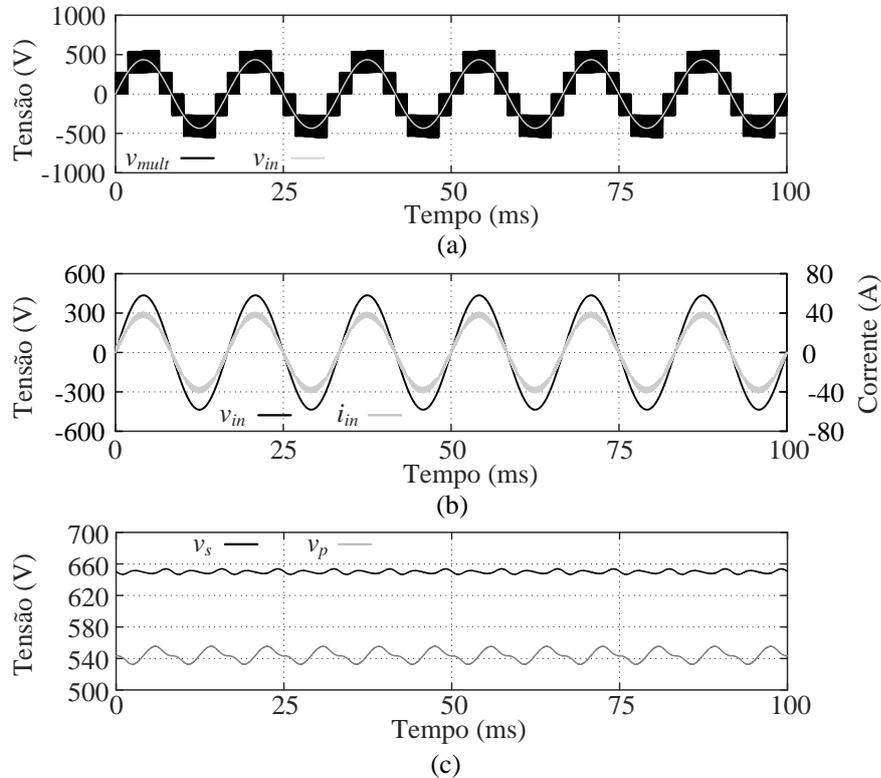
5.1 Resultados com 1 Módulo no Sistema Monofásico

Nessa seção são apresentados os resultados de simulação para um módulo considerando um sistema monofásico. Na Figura 5.1 podem ser vistos resultados do conversor em regime permanente considerando um módulo no sistema monofásico operando como retificador. Na Figura 5.1a pode ser vista a tensão multinível e a tensão de entrada CA. É possível ver o conversor operando com cinco níveis conforme equação (3.2). Na Figura 5.1b pode ser vista a tensão e corrente de entrada CA em fase, caracterizando uma operação como retificador com fator de potência quase unitário com baixa distorção harmônica. Na Figura 5.1c pode ser visualizada a tensão do barramento primário e secundário ambos regulados em 544 V e 650 V respectivamente. Além disso, a ondulação do barramento secundário é de 1,1% enquanto a do primário é de 4,2%. Valores esses condizentes com os calculados na análise teórica.

Na Figura 5.2 pode ser visto um detalhe da corrente de entrada CA na região de ondulação máxima. O valor de 4,7 A equivale a 10% do valor de pico condizente com a equação (3.45) da ondulação máxima da corrente.

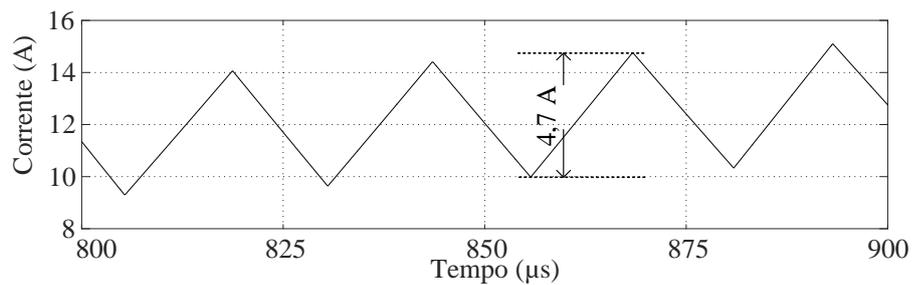
Na Figura 5.3 pode ser visto o espectro da corrente de entrada CA. Na Figura 5.3a é possível visualizar a presença de componentes múltiplas de duas vezes a frequência de chaveamento. Além disso, em baixa frequência o terceiro e quinto harmônicos apresentam uma grande magnitude, porém ambos dentro dos limites estabelecidos pela norma IEC61000-3-4.

Figura 5.1 – Simulação em regime permanente no modo retificador com um módulo: (a) tensão multinível e tensão CA, (b) tensão e corrente CA, (c) tensão do barramento primário e secundário.



FONTE: Próprio autor.

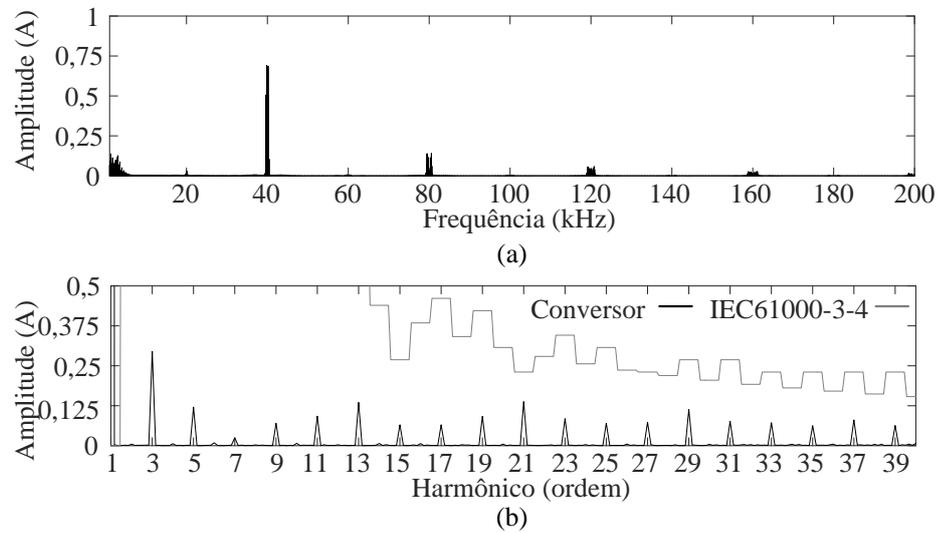
Figura 5.2 – Ondulação da corrente CA com um módulo.



FONTE: Próprio autor.

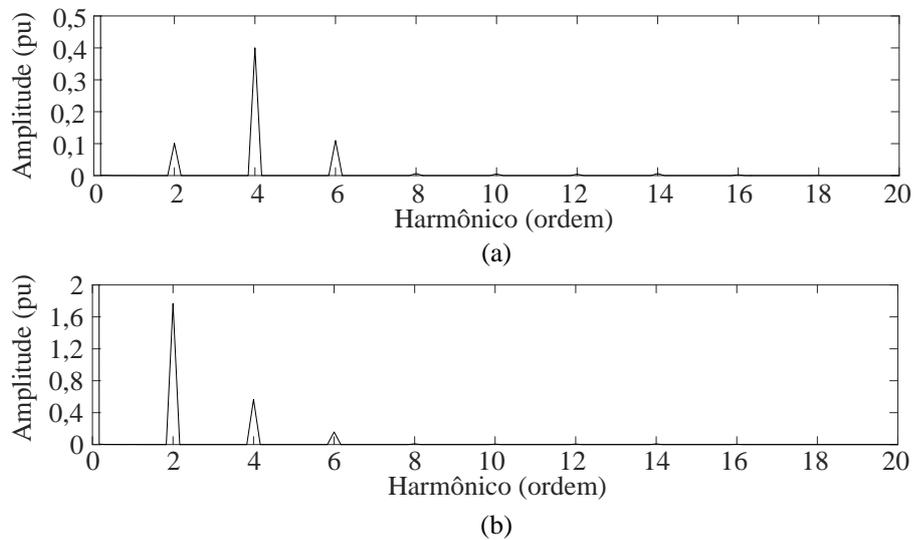
Na Figura 5.4 pode ser visualizado o espectro da tensão dos barramentos. Pode ser constatado, conforme discutido na análise teórica, a presença de uma componente de segunda e quarta ordem em ambos os barramentos. Além disso, a componente de quarta ordem é mais elevada que a de segunda na tensão do barramento secundário, o contrário sendo verdade para a tensão do barramento primário. A componente de segunda ordem pode se tornar maior que a de quarta ordem no secundário caso seja alterado o índice de modulação.

Figura 5.3 – Espectro da corrente CA no modo retificador: (a) alta frequência e (b) baixa frequência.



FONTE: Próprio autor.

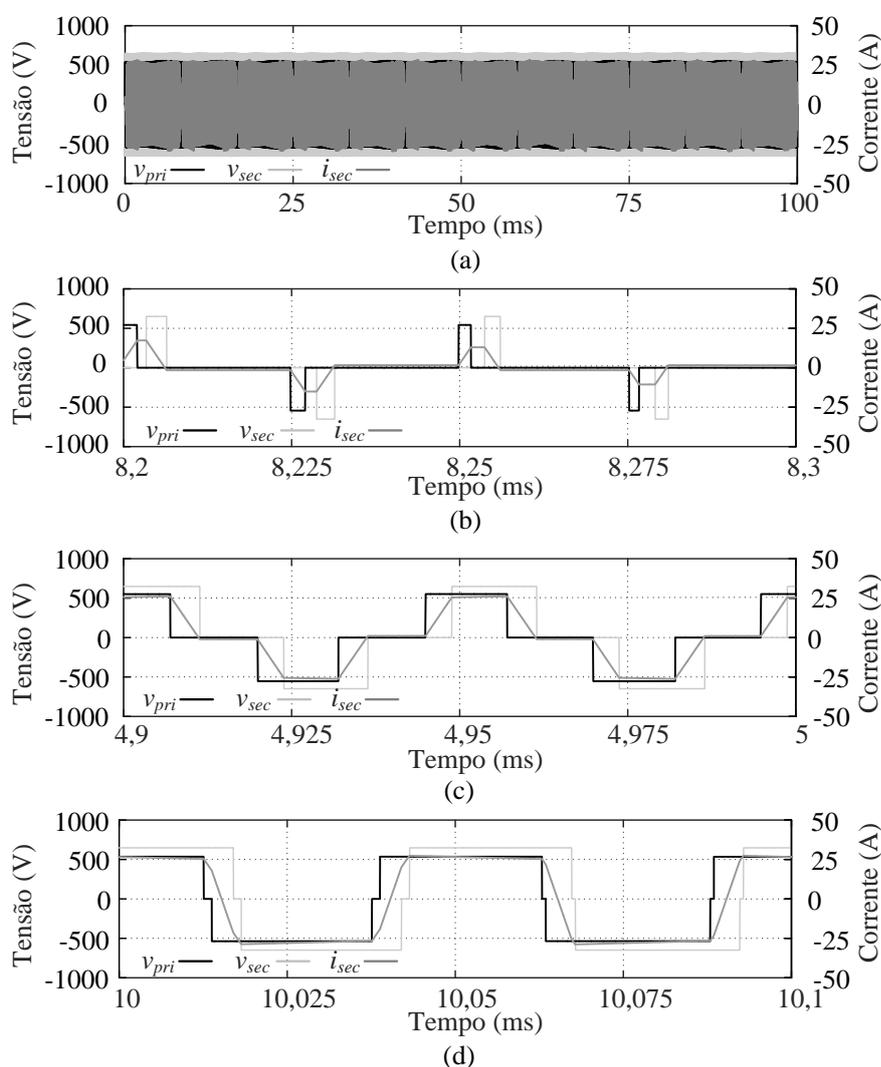
Figura 5.4 – Espectro das tensões dos barramentos no modo retificador: (a) secundário e (b) primário.



FONTE: Próprio autor.

Na Figura 5.5 podem ser visualizadas as tensões e corrente do secundário do transformador. Além disso, na figura são detalhadas as três regiões que o conversor opera durante o modo retificador em condição nominal. A operação como retificador pode ser evidenciada com a tensão do primário estando adiantada da tensão do secundário.

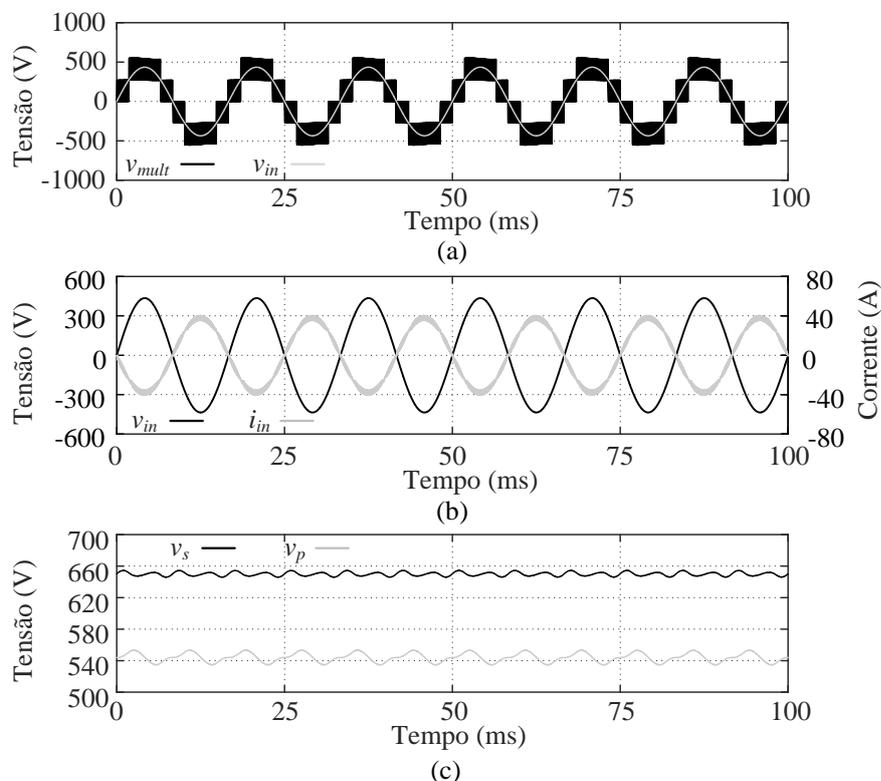
Figura 5.5 – Tensões e corrente do secundário do transformador no modo retificador: (a) perfil, (b) detalhe da região 4, (c) detalhe da região 2 e (d) detalhe da região 1.



FONTE: Próprio autor.

Resultados semelhantes podem ser obtidos com o conversor operando com fluxo de potência contrário, fornecendo energia para a rede. Na Figura 5.6 são apresentados resultados em estado permanente com o conversor operando no modo inversor. A tensão multinível apresenta cinco níveis, como no modo retificador, e se encontra em fase com a tensão CA da rede como visto na Figura 5.6a. Na Figura 5.6b pode ser visualizada a corrente injetada na rede que se apresenta em oposição de fase em relação à tensão da rede. Na Figura 5.6c as tensões dos barramentos primário e secundário se apresentam reguladas nos respectivos valores nominais de 544 V e 650 V.

Figura 5.6 – Simulação em regime permanente no modo inversor com um módulo: (a) tensão multinível e tensão CA, (b) tensão e corrente CA, (c) tensão no barramento primário e secundário.



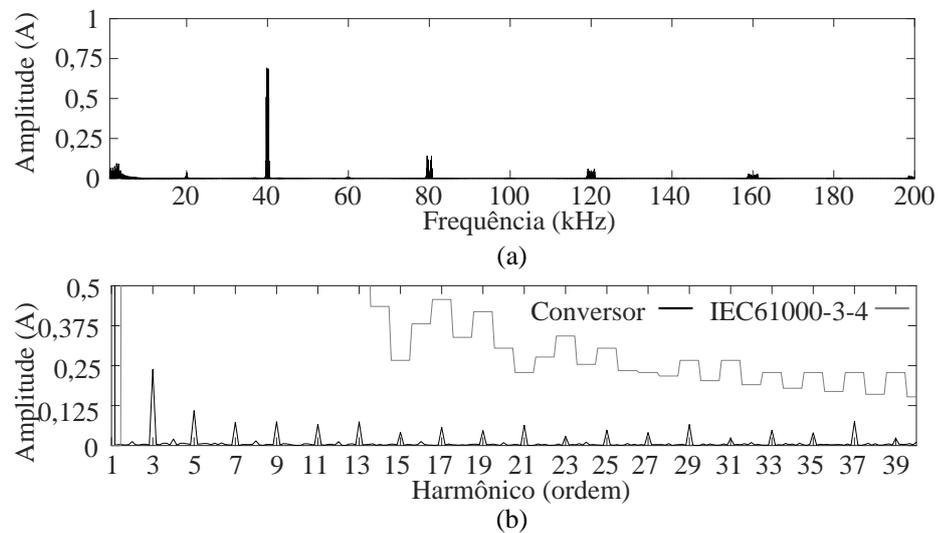
FONTE: Próprio autor.

Na Figura 5.7 é apresentado o espectro da corrente injetada. Semelhante ao modo retificador, a terceira e quinta componente são as maiores. Contudo, todas as componentes se apresentam dentro dos limites estabelecidos em norma. Também é possível visualizar a presença de componentes múltiplas de duas vezes a frequência de chaveamento.

Na Figura 5.8 pode ser visualizado o espectro da tensão dos barramentos primário e secundário. Semelhante ao modo retificador, o conversor apresenta principalmente uma componente de segunda e quarta ordem.

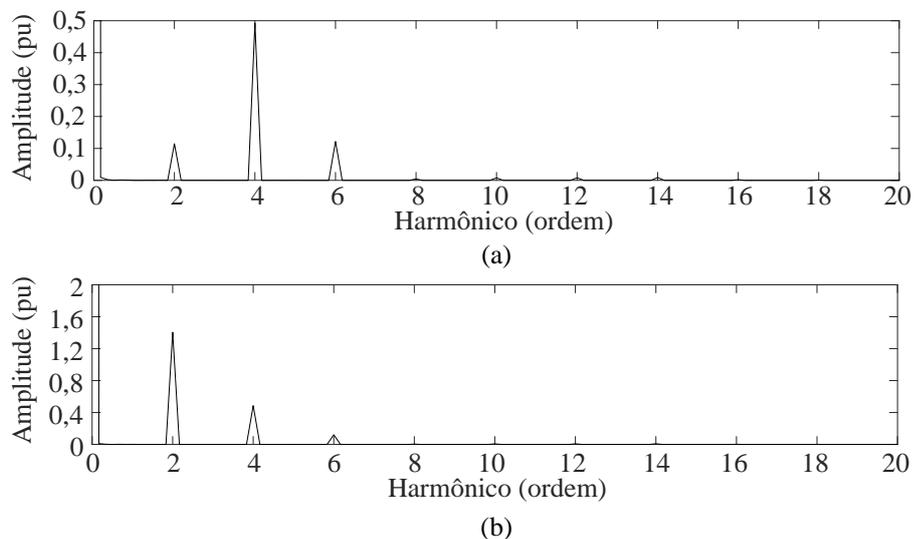
Na Figura 5.9 são visualizadas as tensões e corrente do secundário do transformador operando no modo inversor. Nessa condição a tensão do secundário fica adiantada da tensão do primário. Além disso, a corrente do secundário se apresenta em oposição de fase em relação à tensão do secundário, caracterizando um fluxo de potência do enrolamento primário para o secundário.

Figura 5.7 – Espectro da corrente CA no modo inversor: (a) alta frequência e (b) baixa frequência.



FONTE: Próprio autor.

Figura 5.8 – Espectro das tensões dos barramentos no modo inversor: (a) secundário e (b) primário.

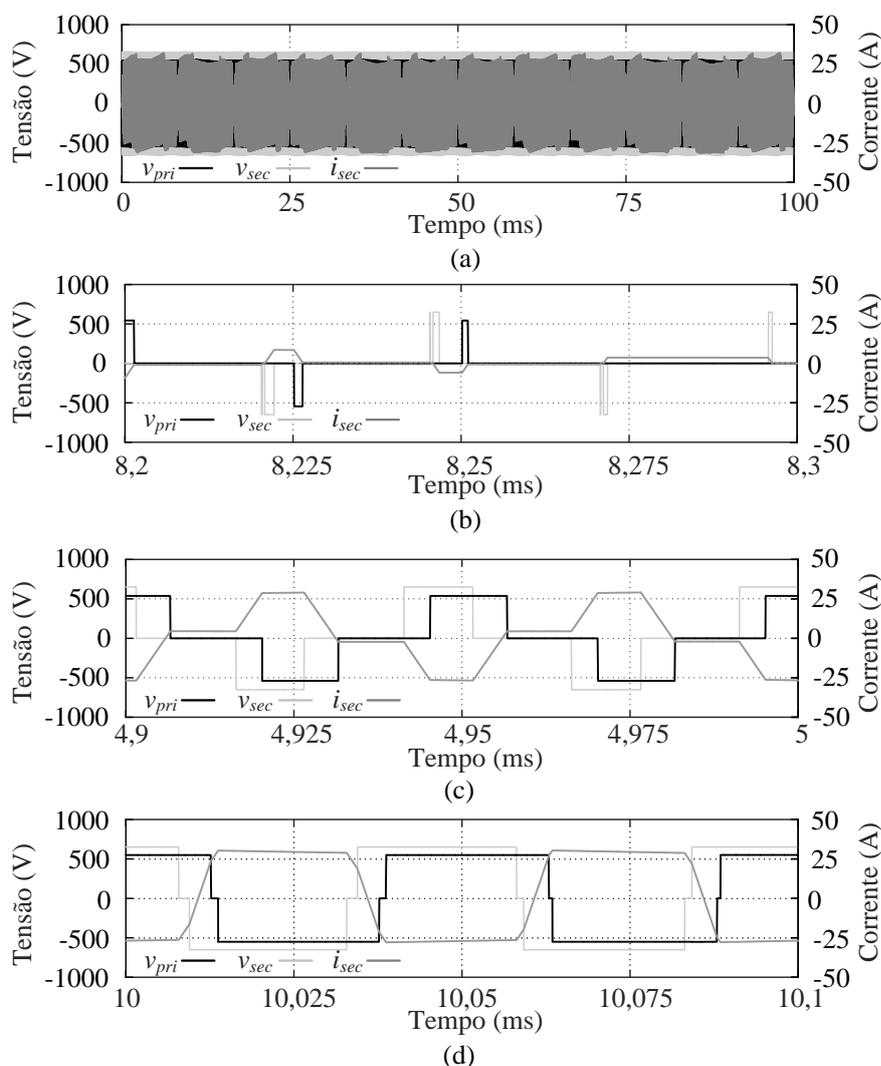


FONTE: Próprio autor.

Na Figura 5.10 pode ser visto o resultado de um degrau bidirecional de carga realizado. O conversor está inicialmente operando no modo inversor através de uma fonte de corrente instalada no barramento secundário. No instante 100 ms é aplicada uma carga resistiva no barramento secundário capaz de drenar o dobro de corrente que o valor ajustado na fonte. Dessa forma, toda a corrente fornecida pela fonte de corrente CC é drenada pela

carga e é demandado o mesmo valor, dessa vez proveniente da rede conectada na porta CA, passando o conversor a operar no modo retificador.

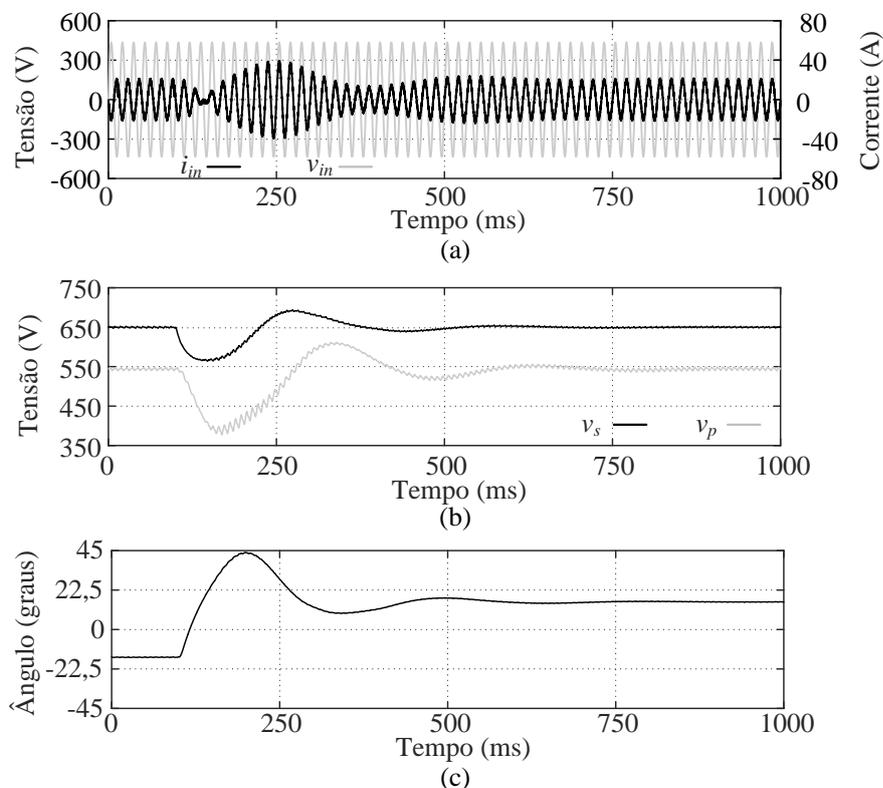
Figura 5.9 – Tensões e corrente do transformador no modo retificador: (a) perfil, (b) região 4, (c) região 2 e (d) região 1.



FONTE: Próprio autor.

Na Figura 5.10a podem ser vistas a tensão e corrente na porta CA. Inicialmente elas se apresentam em oposição de fase, caracterizando a operação em modo inversor. Após a aplicação da carga no barramento a fase da corrente se inverte e fica em fase com a tensão de entrada, caracterizando o funcionamento como retificador. O conversor inicialmente está com 50% de carga no modo inversor e passa para 50% no modo retificador, uma variação de carga de 100%. Pode ser visto um pico de 39 A na corrente CA durante a dinâmica de inversão de fluxo de potência.

Figura 5.10 – Simulação de um degrau bidirecional do modo inversor para o retificador: (a) tensão e corrente CA, (b) tensão nos barramentos primário e secundário e (c) ângulo de defasagem.

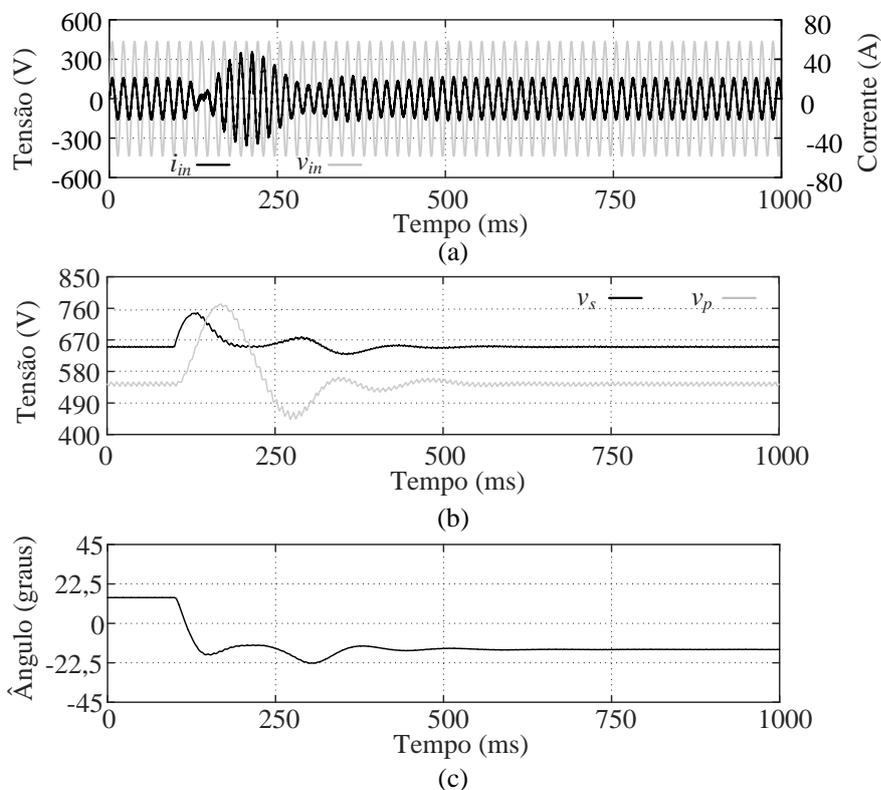


FONTE: Próprio autor.

Na Figura 5.10b pode ser visualizada a tensão de ambos os barramentos contínuos. É causado um afundamento de tensão devido à aplicação de carga no barramento demorando em torno de 500 ms para alcançar novamente o regime permanente. Na Figura 5.10c pode ser visto o ângulo de defasagem que inicialmente está em torno de -15° , durante o modo inversor, e passa para 15° durante o modo retificador.

Na Figura 5.11 pode ser visto o resultado do degrau do modo retificador para o modo inversor. Nesse ensaio é removida a carga resistiva do barramento secundário e a fonte de corrente presente fornece energia para a rede. O degrau realizado apresenta uma mudança de 100% de carga, passando de 50% no modo retificador para -50% no modo inversor. Na Figura 5.11a pode ser visualizada a corrente e tensão na porta CA. Inicialmente ambas estão em fase durante o modo retificador e depois da remoção da carga estão em oposição de fase. Durante a dinâmica a corrente alcança um pico de 47 A.

Figura 5.11 – Simulação de um degrau bidirecional do modo retificador para o inversor: (a) tensão e corrente CA, (b) tensão dos barramentos primário e secundário e (c) ângulo de defasagem.

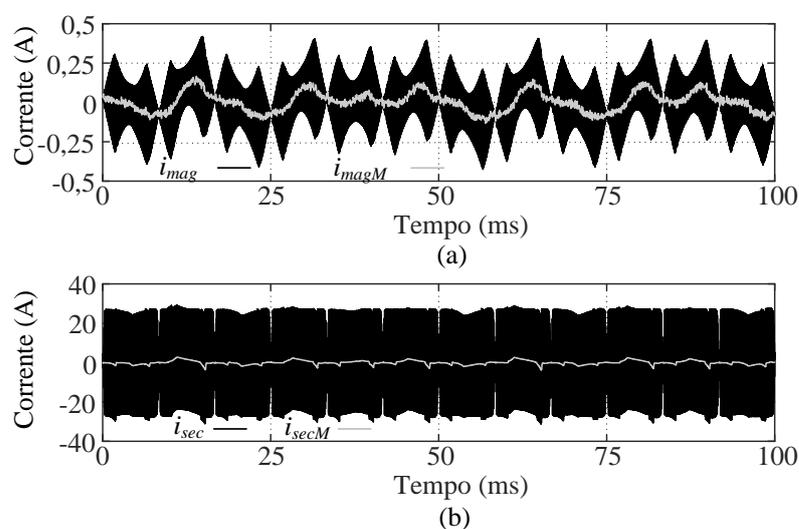


FONTE: Próprio autor.

Na Figura 5.11b podem ser visualizados ambos os barramentos de tensão contínua. Devido à retirada de carga acontece uma elevação de tensão demorando em torno de 500 ms para alcançar o regime permanente. A tensão do barramento secundário alcança um pico de 740 V enquanto no primário é de 770 V. Na Figura 5.11c pode ser visto o ângulo de defasagem que dessa vez se inicia em um valor positivo passando para o valor simétrico negativo, caracterizando mais uma vez a mudança de fluxo de potência e a capacidade bidirecional da estrutura.

Na Figura 5.12 podem ser vistas as correntes utilizadas no controle de magnetização proposto. É possível observar que o valor médio obtido de ambas as correntes representa adequadamente a grandeza medida. Vale salientar que o sistema de medição utilizado na simulação apresenta a mesma resolução e característica do utilizado no protótipo experimental. Mais detalhes da resolução de medição serão fornecidos no capítulo de resultados experimentais.

Figura 5.12 – Simulação das correntes do controle de magnetização: (a) corrente de magnetização e valor médio medido e (b) corrente do secundário e valor médio medido.

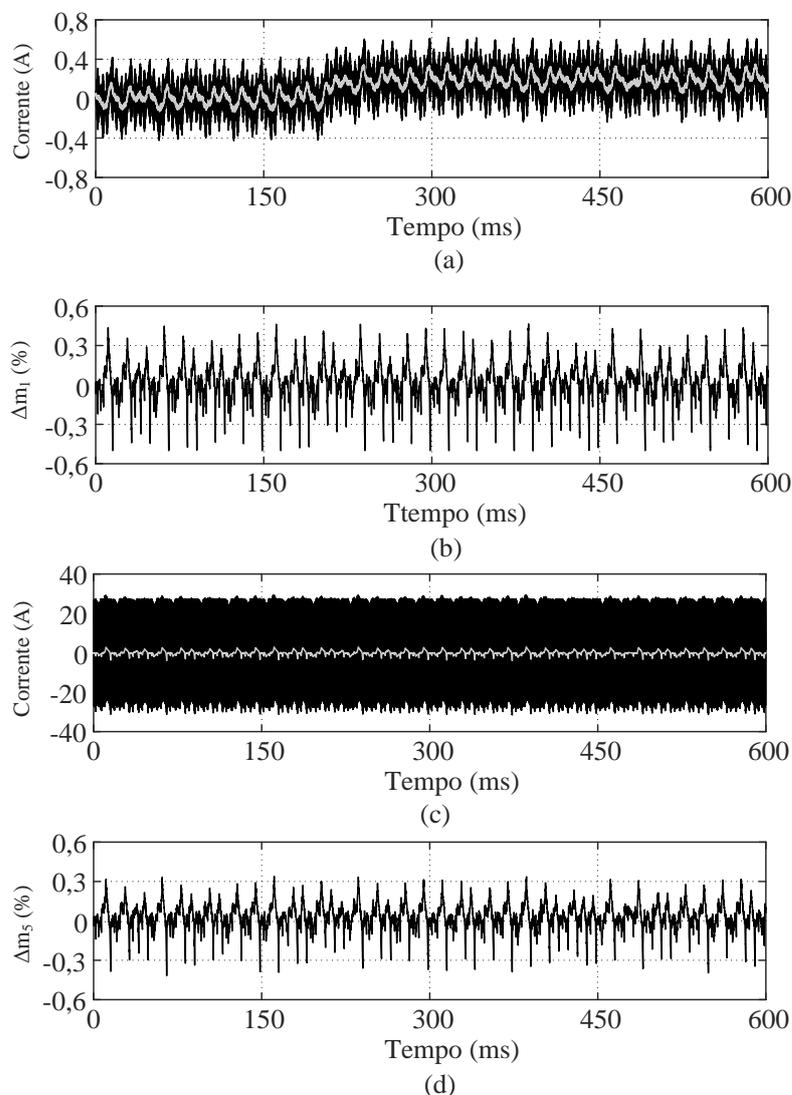


FONTE: Próprio autor.

Para a validação da malha de magnetização foi realizado um degrau na referência da média da corrente de magnetização visto na Figura 5.13. Pode ser observado que ambas as correntes apresentam uma média nula. No instante 200 ms a referência da corrente de magnetização passa de zero para 100 mA. O sistema demora aproximadamente 50 ms para alcançar a nova referência. Pode ser observado que a corrente do secundário permanece com valor nulo em todo o período do ensaio. Além disso, na Figura 5.13b e Figura 5.13d pode ser observado que a magnitude dos sinais de controle é bastante reduzida não ultrapassando 0,3% do ciclo de trabalho máximo gerando dessa maneira um impacto desprezível na modulação da corrente de entrada.

Na Figura 5.14 é analisado o controle de magnetização durante a aplicação de um degrau de carga de 100% para 50% no modo retificador. Na Figura 5.14a pode ser vista a tensão dos barramentos primário e secundário que apresentam uma elevação devido à retirada da carga. Na Figura 5.14b pode ser constatado que a corrente de entrada CA foi reduzida em 50% assim como a corrente do secundário vista na Figura 5.14c. Apesar da variação de magnitude a corrente do secundário apresenta um valor médio nulo durante todo o ensaio. Na Figura 5.14d pode ser visto que a corrente de magnetização apresenta variações na magnitude, contudo apresenta sempre o valor médio nulo.

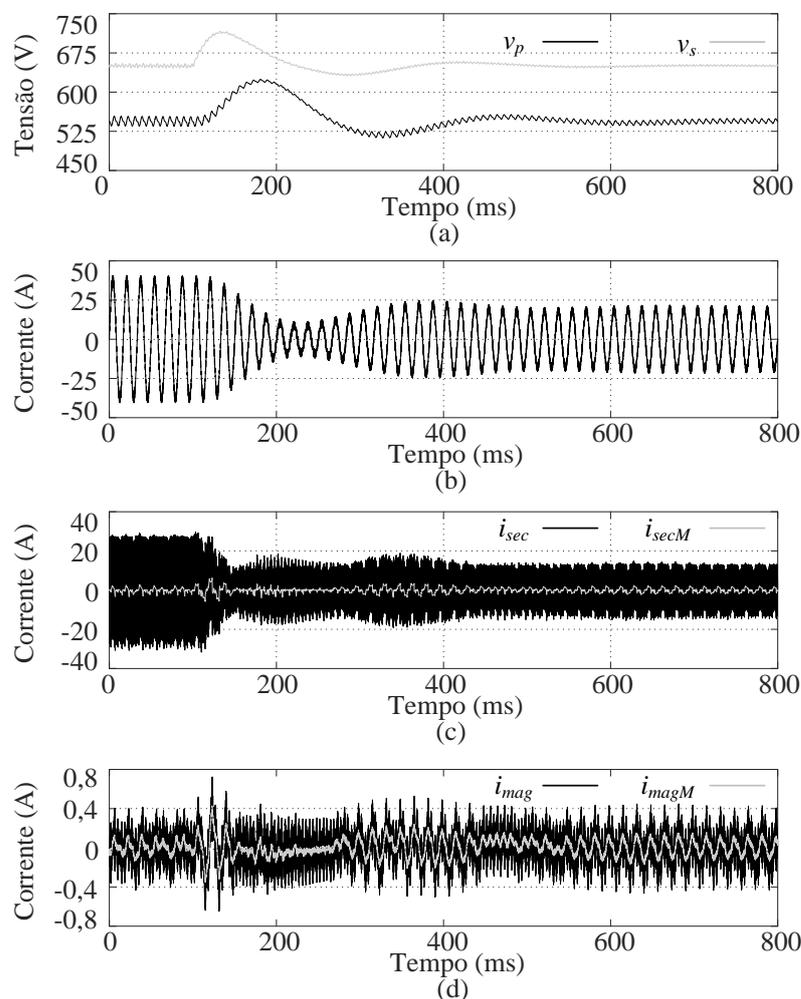
Figura 5.13 – Simulação de um degrau de referência na corrente de magnetização: (a) corrente de magnetização e valor médio medido, (b) sinal de controle da ponte primária, (c) corrente do secundário e valor médio medido e (d) sinal de controle da ponte secundária.



FONTE: Próprio autor.

Para demonstrar a necessidade do controle de magnetização na estrutura estudada na Figura 5.15 é realizada uma simulação da desativação do controle de magnetização. Na Figura 5.15a o conversor está em regime permanente e o controle é desativado em 100 ms. É possível ver que a corrente de magnetização acumula uma componente negativa após a desativação do controle. Além disso, é possível ver que a corrente de magnetização, mesmo após 500 ms, não alcançou um valor fixo muito menos reduziu devido a baixa resistência presente nos enrolamentos do transformador. Em uma situação real seria extremamente difícil replicar o mesmo ensaio, pois o transformador saturaria ocasionando elevados picos de corrente o que ocasionaria a atuação de alguma proteção.

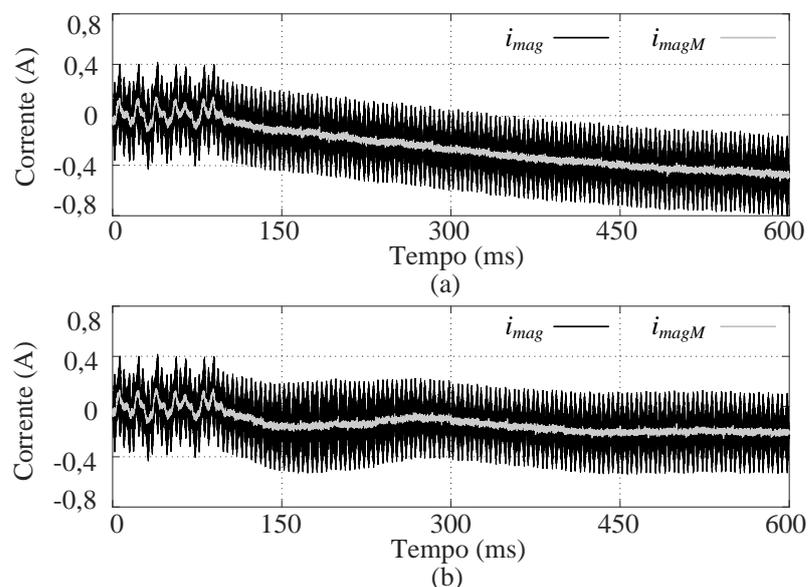
Figura 5.14 – Simulação de um degrau de carga no modo retificador: (a) tensão nos barramentos primário e secundário, (b) corrente CA, (c) corrente de magnetização e valor médio medido e (d) corrente do secundário e valor médio medido.



FONTE: Próprio autor.

Na Figura 5.15b o conversor está inicialmente em regime permanente e em 100 ms o controle de magnetização é desativado e logo em seguida aplicado um degrau de carga no conversor de 100% para 50% no modo retificador. É possível visualizar que a magnetização sofre uma oscilação devido à variação das tensões dos barramentos havendo ainda a produção de uma componente contínua negativa. Dessa forma, fica evidente a necessidade de um controle de magnetização ativa para a eliminação de eventuais componentes contínuas que possam aparecer tanto durante o funcionamento em condição permanente quanto durante a realização de ensaios dinâmicos do conversor.

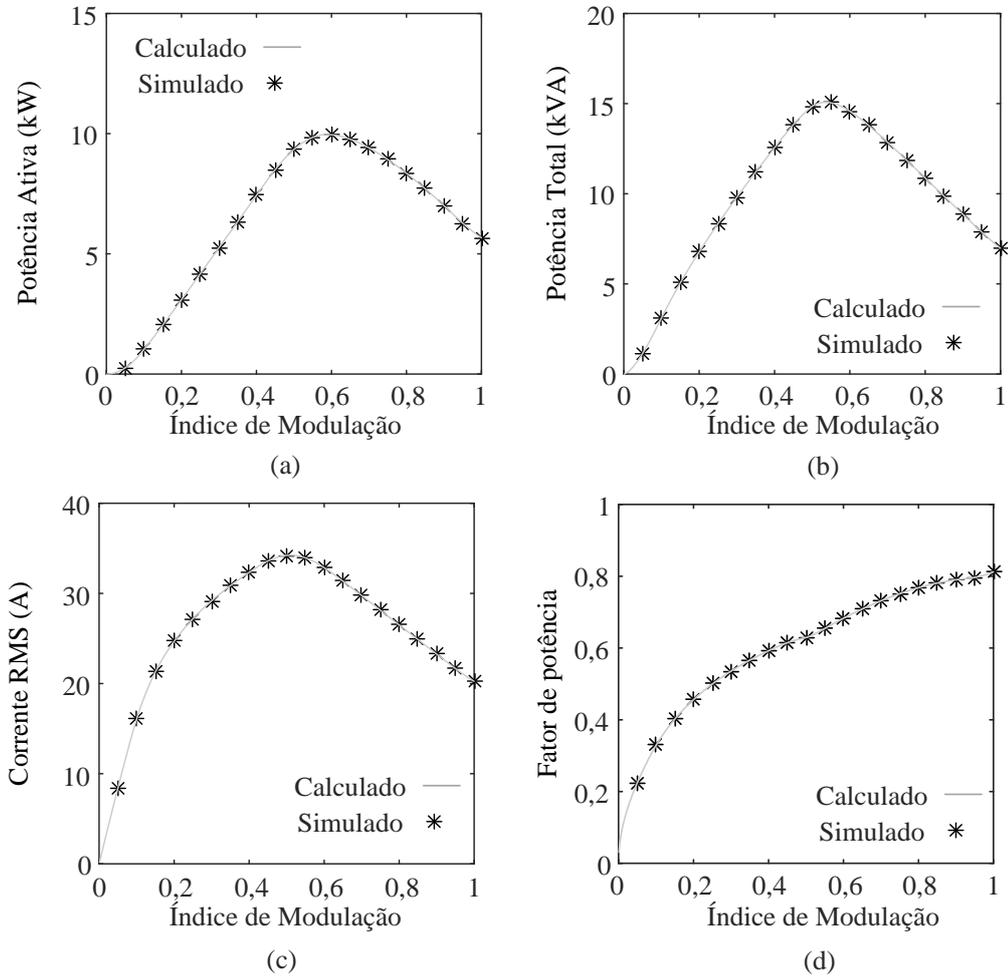
Figura 5.15 – Simulação da desativação do controle de magnetização: (a) em regime permanente e (b) durante degrau de carga de 50% no modo retificador.



FONTE: Próprio autor.

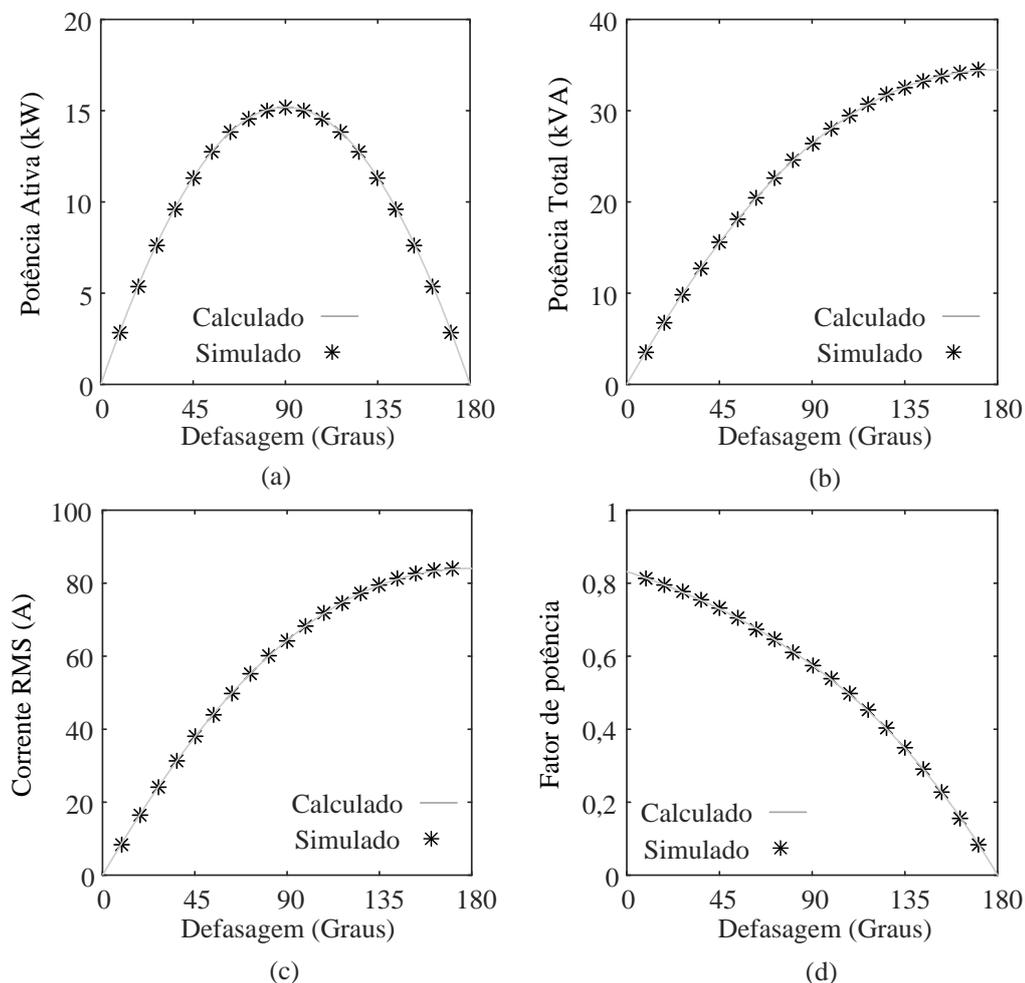
Na Figura 5.16 e Figura 5.17 é realizada a comparação entre os valores calculados na modelagem e simulados de potência ativa, potência total, corrente no enrolamento primário e fator de potência no transformador. Na Figura 5.16 o ângulo de defasagem foi fixado em 30° enquanto o índice de modulação foi variado. Foram realizadas diversas simulações incrementando o valor do índice de modulação e obtendo os pontos para a comparação. De forma semelhante, na Figura 5.17 o índice de modulação foi mantido fixo em 0,8 e o ângulo de defasagem foi alterado para a obtenção dos pontos de operação. É possível constatar que em ambas as abordagens o valor simulado e o calculado apresentam grande similaridade.

Figura 5.16 – Comparativo da modelagem matemática com valores simulados considerando o ângulo de defasagem fixo em 30° : (a) potência ativa, (b) potência total, (c) corrente RMS e (d) fator de potência.



FONTE: Próprio autor.

Figura 5.17 – Comparativo da modelagem matemática com valores simulados considerando o índice de modulação fixo em 0,8: (a) potência ativa, (b) potência total, (c) corrente RMS e (d) fator de potência.



FONTE: Próprio autor.

Na Tabela 5.1 podem ser vistos os valores médio e eficaz das correntes nos semicondutores simulados. Esses valores são comparados com os calculados na modelagem e apresentados na Tabela 3.14. Pode ser visto que os valores apresentam grande similaridade demonstrando mais uma vez que a modelagem apresentada no capítulo 3 é capaz de representar o conversor com grande precisão.

Tabela 5.1 – Comparação da corrente média e eficaz nos semicondutores.

Semicondutor	Valor Médio (A)			Valor Eficaz (A)		
	Calculado	Simulado	Erro (%)	Calculado	Simulado	Erro (%)
T_1	0	0	0	0	0	0
D_1	12,18	12,18	0	19,15	19,15	0
T_2	0	0	0	0	0	0
D_2	12,19	12,18	0,08	19,17	19,15	0,10
T_3	8,31	8,33	0,24	16,91	16,95	0,24
D_3	2,43	2,43	0	7,53	7,51	0,27
T_4	8,63	8,65	0,23	17,34	17,38	0,23
D_4	2,32	2,31	0,43	7,25	7,23	0,28
T_5	8,65	8,68	0,35	17,41	17,46	0,29
D_5	2,35	2,35	0	7,35	7,33	0,27
T_6	8,35	8,37	0,24	17,00	17,03	0,18
D_6	2,46	2,46	0	7,61	7,61	0
T_7	0,61	0,61	0	3,15	3,15	0
D_7	6,84	6,85	0,15	12,90	12,93	0,23
T_8	0,53	0,53	0	3,02	3,02	0
D_8	7,11	7,13	0,28	13,28	13,32	0,30
T_9	0,53	0,53	0	3,02	3,03	0,33
D_9	7,11	7,13	0,28	13,28	13,31	0,23
T_{10}	0,61	0,61	0	3,15	3,16	0,32
D_{10}	6,84	6,85	0,15	12,90	12,93	0,23

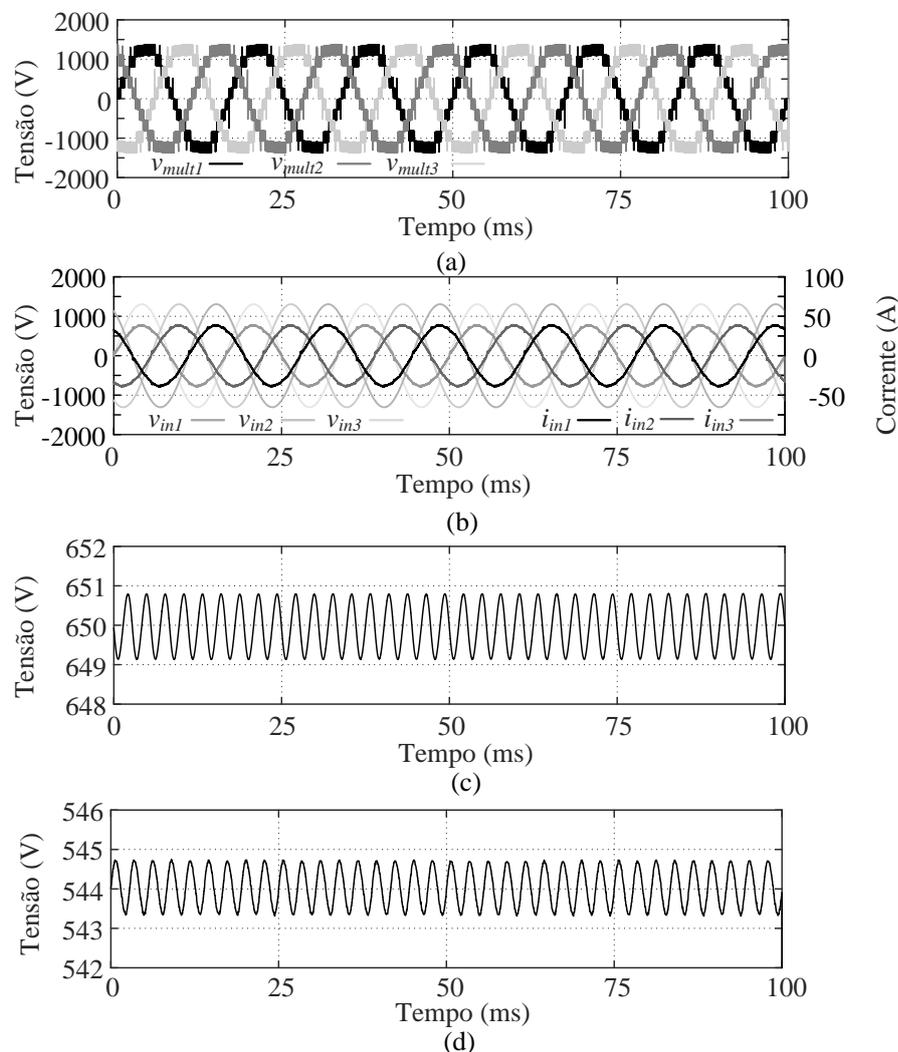
FONTE: Próprio autor.

5.2 Resultados com 3 Módulos por Fase no Sistema Trifásico

Para a simulação da estrutura completa, cada módulo apresenta os mesmos parâmetros e especificações da seção anterior. Contudo, a tensão da rede aplicada ao conversor é 1600 V. A potência de cada módulo continua sendo 8,33 kVA totalizando 75 kVA. Devido ao cascadeamento de três módulos a corrente de entrada permanece a mesma. Vale salientar também que a ondulação da corrente de entrada fica dividida por três, pois é considerado o mesmo indutor de entrada. Para manter a mesma ondulação de 10 % a indutância utilizada deve ser reduzida a um terço da apresentada na Tabela 3.13.

Na Figura 5.18 podem ser vistos resultados em regime permanente no modo retificador com nove módulos, sendo três em cada fase do sistema trifásico. Na Figura 5.18a pode ser vista uma tensão multinível para cada fase sendo elas defasadas em 120° uma da outra. É possível notar que o conversor está operando com apenas 11 níveis ao invés dos 13 níveis possíveis previstos pela equação (3.2). Isso acontece devido ao índice de modulação escolhido de 0,8. Os dois níveis que não foram utilizados podem ser modulados caso haja uma sobretensão no sistema.

Figura 5.18 – Simulação em regime permanente no modo retificador com três módulos por fase: (a) tensões multiníveis, (b) tensões e correntes CA, (c) tensão do barramento secundário e (d) média da tensão dos barramentos primários.

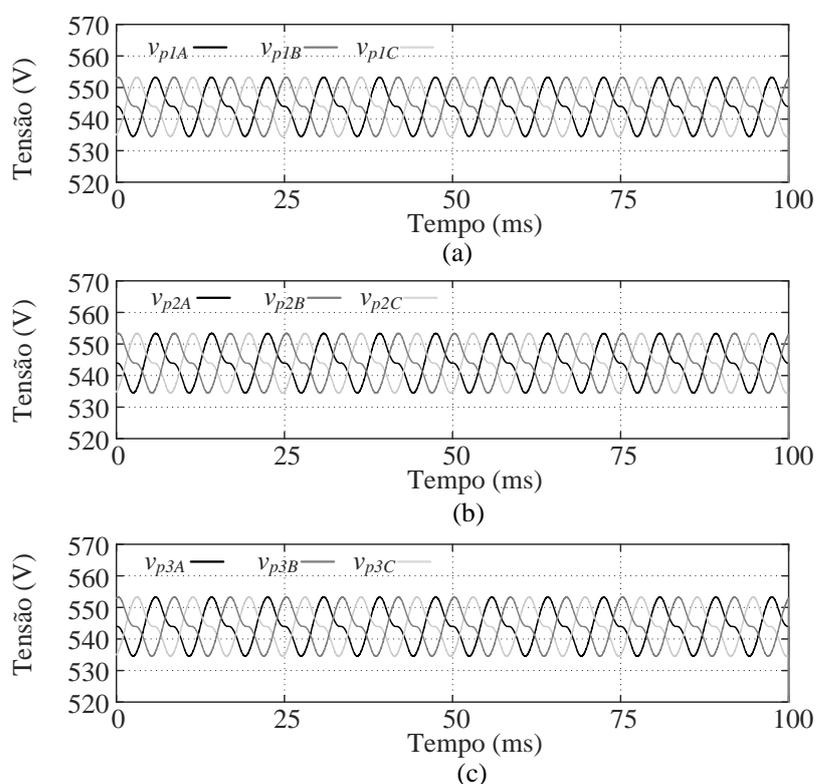


FONTE: Próprio autor.

Na Figura 5.18b podem ser vistas as tensões de cada fase e a respectiva corrente CA. É possível observar que as correntes se apresentam em fase com a respectiva tensão alcançando um fator de potência unitário. Além disso, a taxa de distorção harmônica da corrente é de apenas 2,5 %. Na Figura 5.18c pode ser visualizada a tensão do barramento de tensão contínua do secundário regulada em seu valor nominal de 650 V. É possível observar uma ondulação de apenas 1,67 V equivalente a 0,26% do valor nominal do barramento. Essa ondulação é bastante reduzida se comparada com o resultado apresentado com um único módulo, pois há o cancelamento de componentes devido à defasagem de 120° das tensões de fase semelhante ao que acontece em um retificador de 6 pulsos. Na Figura 5.18d pode ser vista a média da tensão dos barramentos primários. Essa média é utilizada no controle que

fornece a referência de corrente ao sistema. É possível observar que semelhante ao que acontece no secundário há um cancelamento de componentes de baixa frequência. Apesar disso, a tensão do barramento primário de cada módulo na estrutura completa apresenta uma característica muito semelhante à apresentada com um único módulo em operação como pode ser vista na Figura 5.19. Pode ser visto que as tensões dos barramentos apresentam ondulações bastante semelhantes e todas se apresentam reguladas no valor nominal de 544 V. Além disso, existe uma defasagem de 120° entre as tensões dos barramentos de módulos de fases distintas.

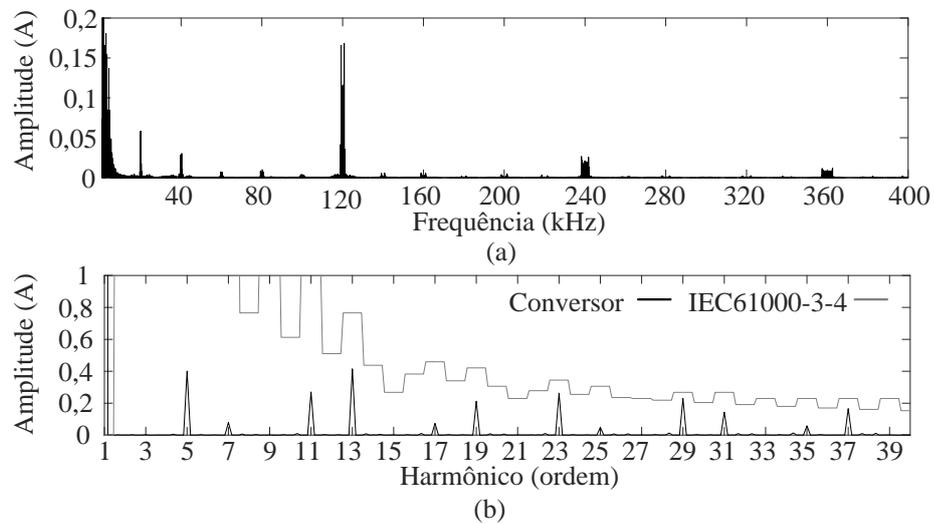
Figura 5.19 – Simulação das tensões dos barramentos primários: (a) primeiro módulo de cada fase, (b) segundo módulo de cada fase e (c) terceiro módulo de cada fase.



FONTE: Próprio autor.

Na Figura 5.20 podem ser vistas as componentes harmônicas da corrente CA. Devido ao cascadeamento de três módulos em uma fase há a existência de harmônicos múltiplos de seis vezes a frequência de chaveamento. É possível notar também que há a eliminação da componente de terceira ordem na corrente de entrada uma vez que é utilizada uma média dos barramentos primários eliminando dessa malha a componente de segunda ordem presente na tensão do barramento de tensão contínua.

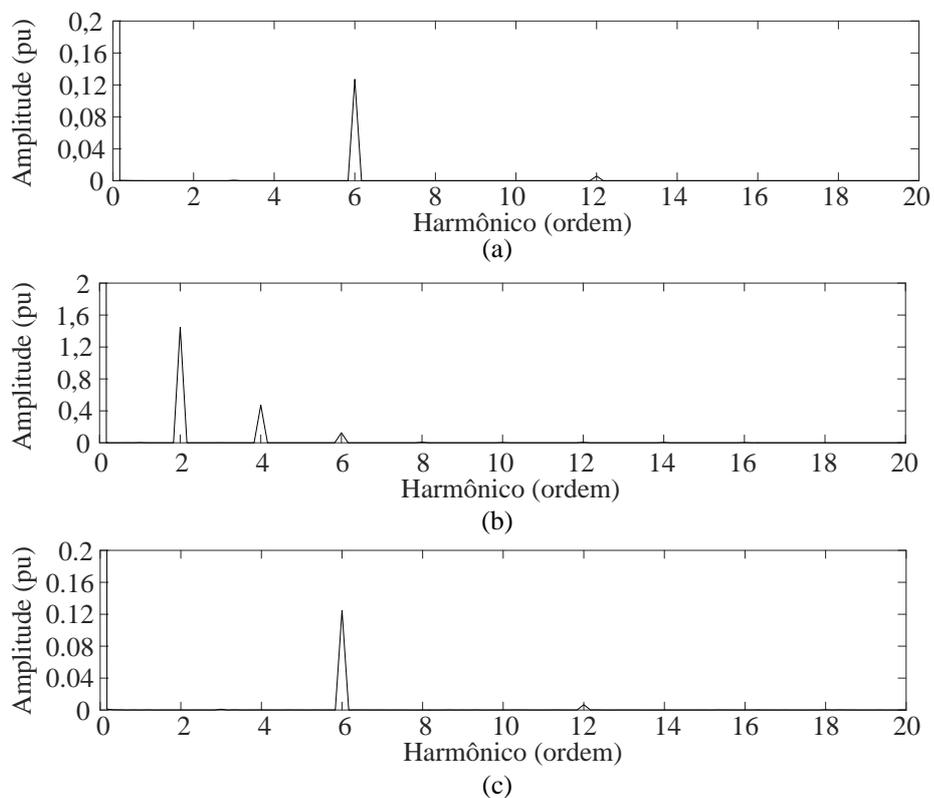
Figura 5.20 – Espectro da corrente para o sistema com três módulos por fase: (a) baixa frequência e (b) alta frequência.



FONTE: Próprio autor.

Na Figura 5.21 pode ser visto o espectro da tensão dos barramentos do conversor.

Figura 5.21 – Espectro das tensões dos barramentos no modo retificador com três módulos em cada fase: (a) secundário, (b) primário e (c) média dos barramentos primários.

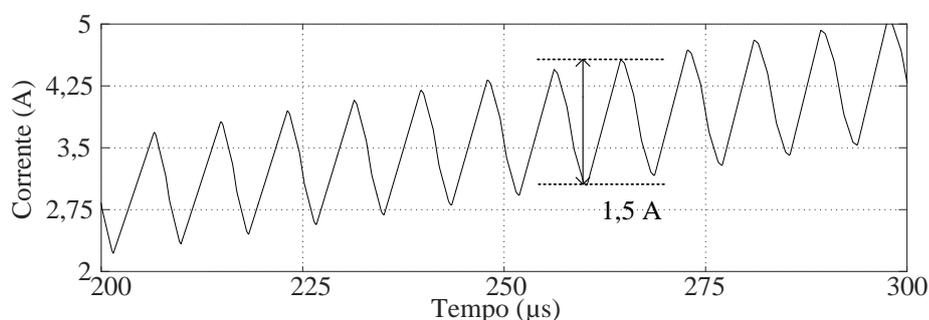


FONTE: Próprio autor.

Conforme discutido anteriormente as componentes presentes na tensão do barramento primário são semelhantes às encontradas com a estrutura operando com um único módulo. Por outro lado, a tensão do barramento secundário e a média da tensão dos barramentos primários não apresentam componentes de segunda e quarta ordem em valores significativos evidenciando um funcionamento semelhante a um retificador de seis pulsos.

Na Figura 5.22 pode ser visualizado um detalhamento da corrente CA no instante do valor máximo da ondulação. O valor encontrado é de 1,5 A que representa um terço do valor obtido com um único módulo devido ao cascadeamento de três módulos em cada fase.

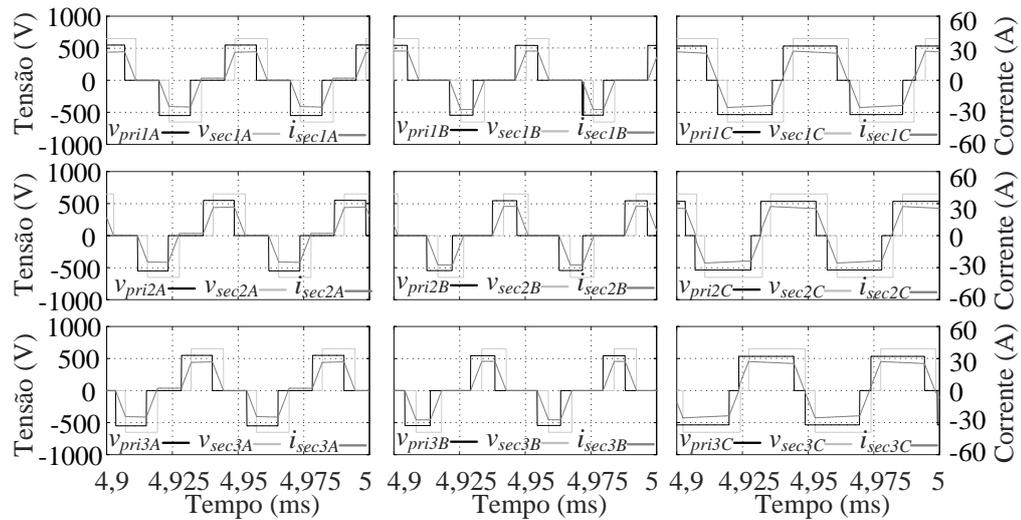
Figura 5.22 – Ondulação da corrente CA com três módulos em cada fase.



FONTE: Próprio autor.

Na Figura 5.23 podem ser vistas as tensões e corrente do secundário dos transformadores. Os gráficos nessa figura foram organizados de tal maneira que módulos de uma mesma fase se apresentam na mesma coluna enquanto cada linha representa a posição no cascadeamento dos módulos. Dessa maneira é possível observar que numa mesma fase os módulos apresentam uma defasagem de 60° entre si conforme expresso na equação (3.1). Por exemplo, a tensão v_{pri1A} está defasada de 60° da tensão v_{pri2A} que está defasada de mais 60° da tensão v_{pri3A} todas da mesma fase. Por outro lado ao considerarmos módulos que apresentam a mesma posição no cascadeamento, mas que se encontram em fases distintas do sistema, é possível observar que eles apresentam a mesma fase nas portadoras, porém com um índice de modulação distinto uma vez que o controle de corrente fornece três moduladoras defasadas em 120° uma da outra. Por exemplo, a tensão v_{pri1A} está em fase com a tensão v_{pri1B} e v_{pri1C} que estão na mesma posição do cascadeamento, mas em fases distintas. Além disso, a largura de pulso das três tensões apresentam valores diferentes.

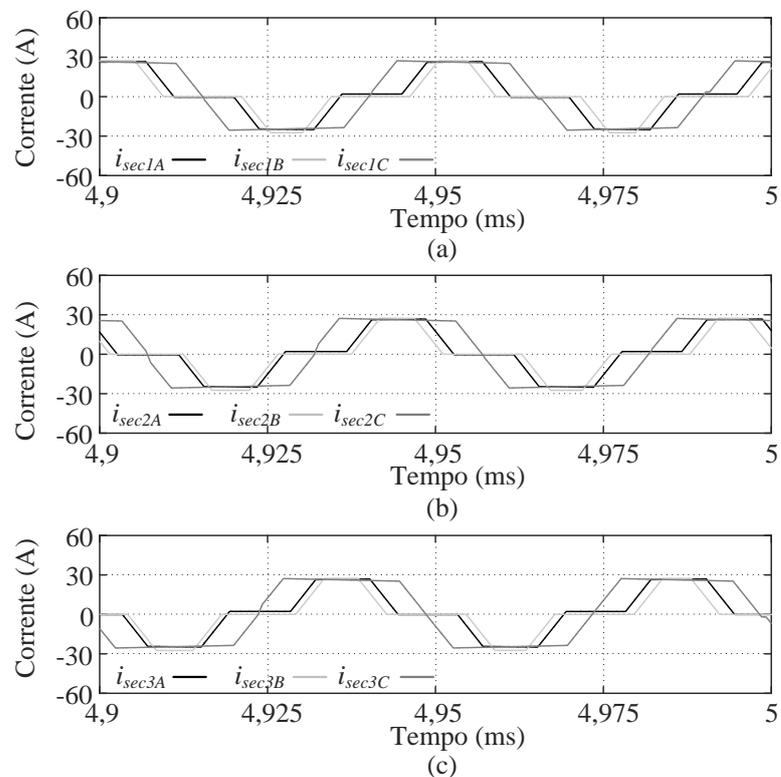
Figura 5.23 – Tensões e corrente dos transformadores no modo retificador.



FONTE: Próprio autor.

Na Figura 5.24 são vistas as correntes do secundário dos transformadores. As correntes são organizadas conforme a posição no cascadeamento dos módulos.

Figura 5.24 – Correntes do secundário dos transformadores: (a) primeiro módulo de cada fase, (b) segundo módulo de cada fase e (c) terceiro módulo de cada fase.



FONTE: Próprio autor.

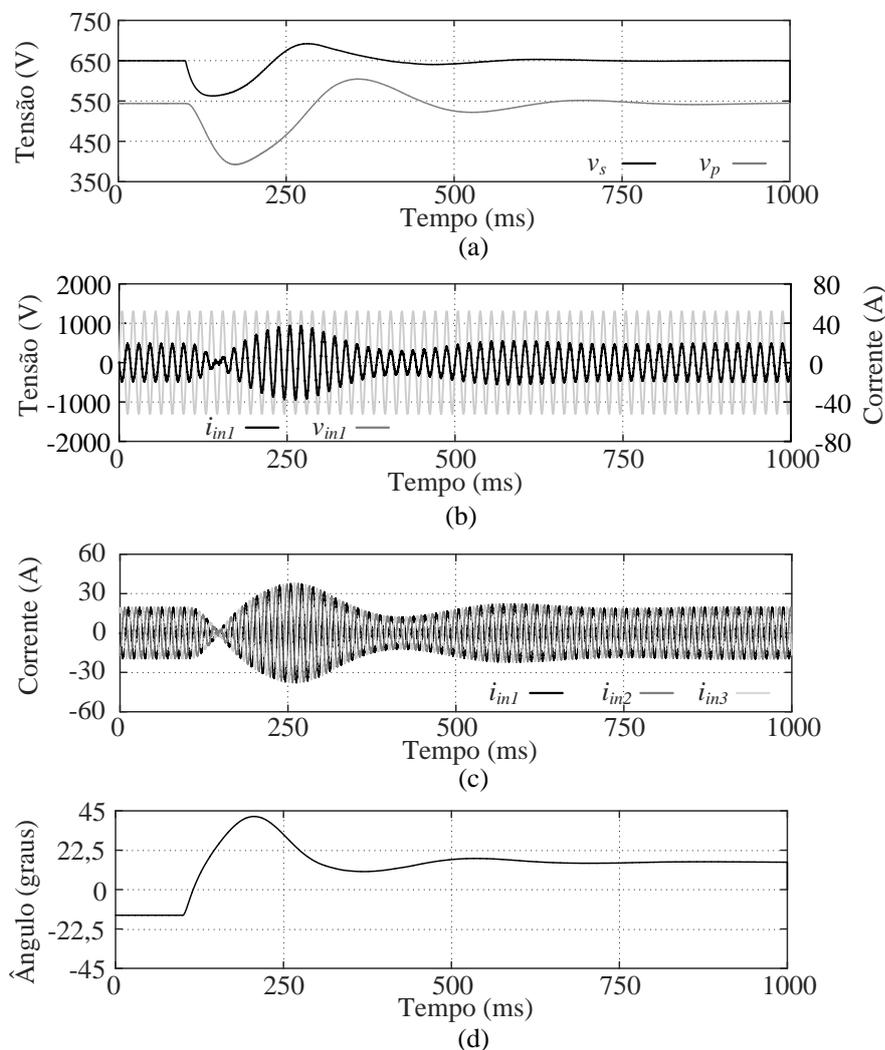
É possível observar que as correntes se apresentam bem equilibradas. Além disso, é possível evidenciar mais uma vez a defasagem de 60° existente entre cada um dos módulos de uma mesma fase. Enquanto isso se for considerado a mesma posição no cascadeamento dos módulos, mas em fases diferentes, as correntes se apresentam em fase com índice de modulação distintos. Todos os resultados aqui apresentados em regime permanente para o modo retificador podem ser obtidos com resultado bastante semelhante para o modo inversor sendo retirados do texto e apresentados apenas nos resultados experimentais.

Para validação da malha de balanceamento dos módulos assim como validação da bidirecionalidade da estrutura com três módulos por fase foi realizado um degrau de inversão de fluxo de potência. Na Figura 5.25 pode ser visto os resultados do degrau bidirecional do modo inversor para o modo retificador. Inicialmente o sistema está com 37,5 kW no modo inversor e através da aplicação de uma carga no barramento passa a operar no modo retificador com 37,5 kW caracterizando um degrau de -50% para 50%, uma variação de 100% da carga. Na Figura 5.25a pode ser visto que a aplicação da carga causa um afundamento de tensão que demora aproximadamente 500 ms para alcançar o regime permanente. Na Figura 5.25b pode ser visualizada uma tensão e uma corrente CA para evidenciar a mudança do fluxo de potência. Inicialmente a tensão e a corrente se apresentam em oposição de fase, caracterizando o modo inversor, ficando em fase após a aplicação da carga, caracterizando o modo retificador, assim como a capacidade bidirecional da estrutura com três módulos por fase. Na Figura 5.25c pode ser visualizado que as três correntes permanecem balanceadas durante toda a aplicação do degrau e alcançam um valor máximo de 38 A. Na Figura 5.25d pode ser visualizado a variação do ângulo de defasagem desde um valor negativo para um valor positivo caracterizando mais uma vez a inversão do fluxo de potência.

Na Figura 5.26 é possível ver a tensão do barramento primário dos nove módulos do conversor. É possível observar que elas se apresentam balanceadas durante toda a inversão de fluxo.

O degrau contrário, do modo retificador para o modo inversor, é apresentado na Figura 5.27. Na Figura 5.27a pode ser vista uma elevação de tensão ocasionada pela remoção da carga no barramento. A tensão do barramento secundário alcança um valor máximo de 760 V assim como a média dos barramentos primários. Na Figura 5.27b pode ser visualizada a inversão do fluxo de potência através de uma tensão e corrente CA. Inicialmente a tensão e corrente estão em fase, caracterizando a operação em modo retificador, ficando em oposição de fase após a remoção da carga, caracterizando a operação como inversor.

Figura 5.25 – Simulação de um degrau bidirecional do modo inversor para o retificador com três módulos por fase: (a) tensão do barramento secundário e média das tensões dos barramentos primários, (b) tensão e corrente CA, (c) correntes CA e (d) ângulo de defasagem.

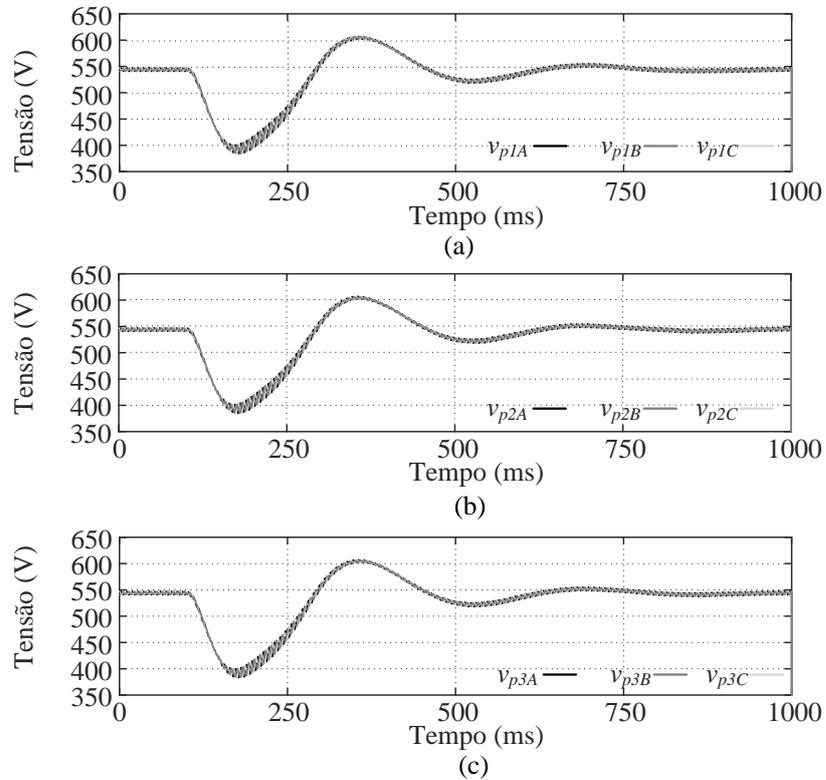


FONTE: Próprio autor.

Na Figura 5.27c podem ser visualizadas as três correntes alternadas que permanecem balanceadas durante toda a aplicação do degrau apresentando um valor máximo de 43 A. Na Figura 5.27d pode ser visto o ângulo de defasagem que inicia em um valor positivo passando para um valor negativo após a remoção da carga evidenciando mais uma vez a inversão do fluxo de potência.

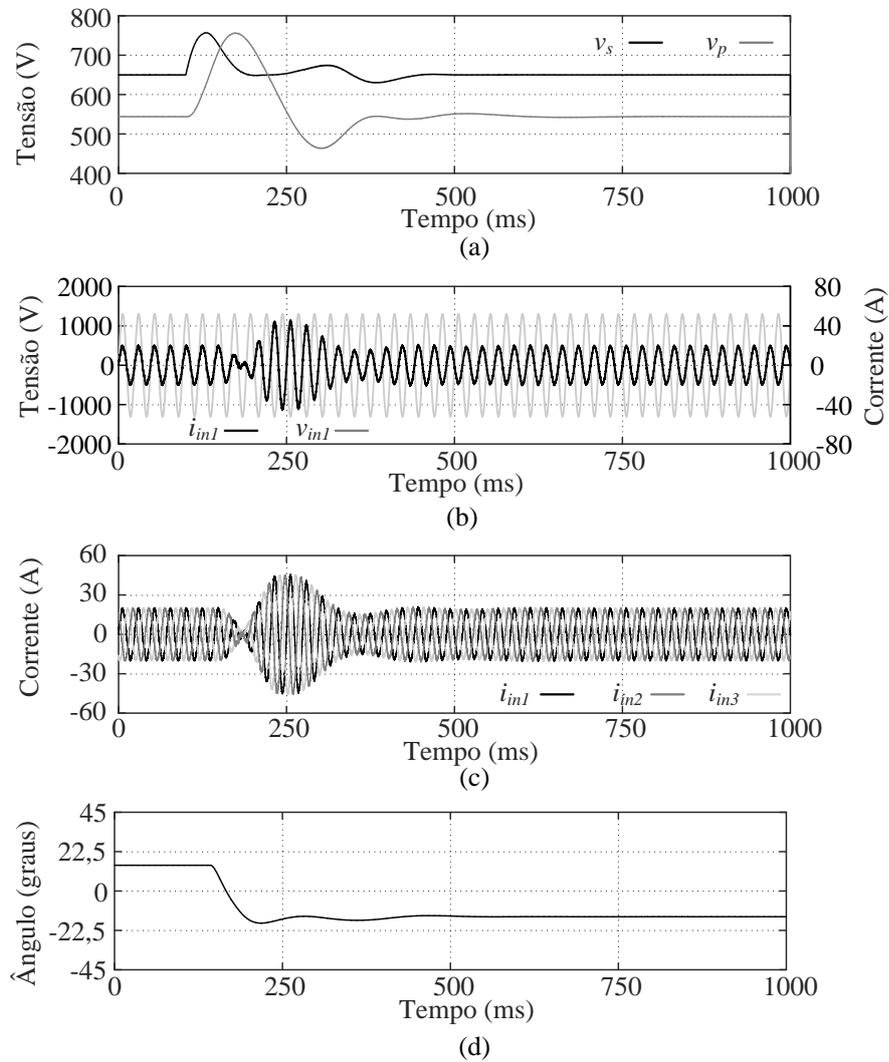
Na Figura 5.28 podem ser observadas as tensões dos barramentos primários dos nove módulos durante a aplicação do degrau bidirecional. As nove tensões se apresentam equilibradas durante toda a aplicação do degrau validando assim a malha de balanceamento dos módulos. É possível constatar uma dinâmica bastante semelhante entre a estrutura com nove módulos e com apenas um módulo, apesar da malha de balanceamento.

Figura 5.26 – Simulação da tensão nos barramentos primários durante degrau do modo inversor para retificador com três módulos por fase: (a) primeiro módulo de cada fase, (b) segundo módulo de cada fase e (c) terceiro módulo de cada fase.



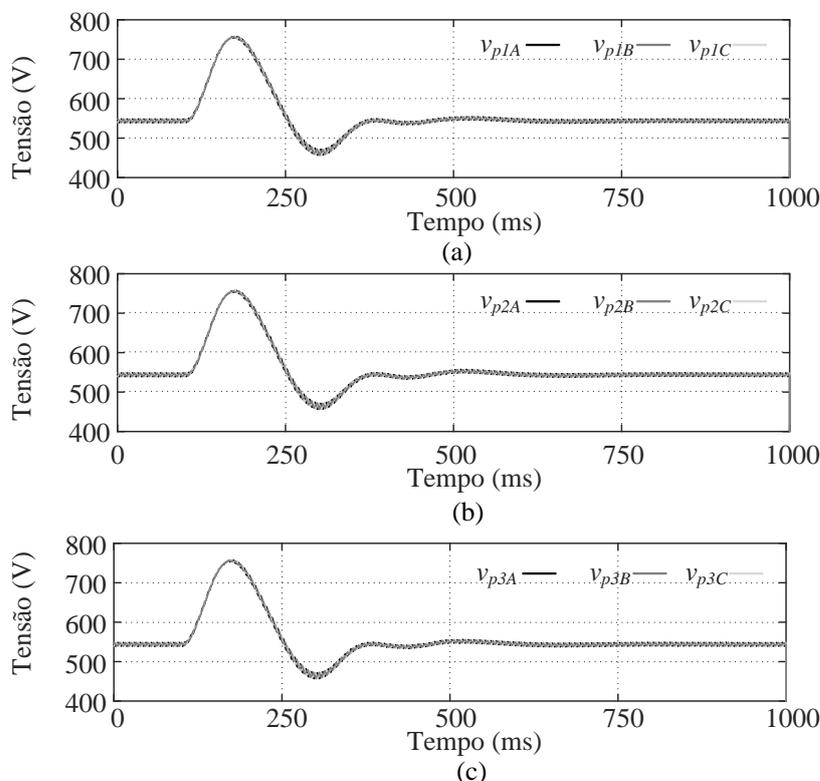
FONTE: Próprio autor.

Figura 5.27 – Simulação de um degrau bidirecional do modo retificador para o inversor: (a) tensão do barramento secundário e média das tensões dos barramentos primários, (b) tensão e corrente CA, (c) correntes CA e (d) ângulo de defasagem.



FONTE: Próprio autor.

Figura 5.28 – Simulação da tensão dos barramentos primários durante degrau do modo retificador para inversor com três módulos por fase: (a) primeiro módulo de cada fase, (b) segundo módulo de cada fase e (c) terceiro módulo de cada fase.



FONTE: Próprio autor.

5.3 Considerações Finais

Neste capítulo os principais resultados de simulação foram apresentados visando validar o funcionamento do conversor, sua modelagem e controle. Primeiramente foram analisadas formas de onda em regime permanente da tensão multinível, corrente CA, tensões dos barramentos e tensões e corrente do transformador. Esses resultados serviram para validar o funcionamento do conversor assim como sua modulação.

A modelagem do capítulo três para determinação da potência ativa, corrente eficaz, potência aparente e fator de potência do transformador foi validada através da coleta de pontos para diversos ângulos com índice de modulação nominal e para pontos com ângulo de defasagem nominal e diferentes índices de modulação. Os resultados mostraram grande similaridade com o modelado. A ondulação da corrente CA foi analisada no ponto de máxima amplitude e foi encontrado um valor semelhante ao obtido com a modelagem realizada. A

ondulação na tensão dos capacitores também foi medida e foi obtido um valor condizente com o modelado.

Os valores de corrente média e eficaz dos semicondutores também foram medidos e comparados com os calculados no capítulo três mostrando também grande similaridade sendo fundamentais na análise de perdas do conversor.

Foi realizado um degrau de inversão de fluxo mostrando a capacidade da estrutura operar tanto como retificador quanto inversor. O degrau de inversão também serviu para validação das malhas de controle tanto da tensão dos barramentos quanto da corrente de entrada. Além disso, a estrutura foi capaz de operar com fator de potência unitário e baixa distorção harmônica.

Também foi analisada a malha de magnetização proposta através da verificação do valor medido, uma vez que a medição é uma das grandes dificuldades desse controle. Além disso, foi realizado um degrau de referência demonstrando a capacidade da malha seguir uma referência, assim como um degrau de carga demonstrando a capacidade de rejeição de distúrbios do sistema. Também foi realizado o teste do desligamento da malha de controle, sendo produzida uma grande componente contínua que levaria o transformador à saturação, demonstrando assim a necessidade da mesma para o correto funcionamento do sistema.

Uma vez analisadas as principais formas de onda de um único módulo o estudo foi estendido para a estrutura completa com nove módulos. O sistema foi igualmente capaz de operar com fator de potência quase unitário e baixa distorção harmônica. Através da análise das tensões e corrente do transformador foi possível visualizar a defasagem necessária entre os módulos. O cascadeamento dos módulos também permitiu obter uma tensão multinível com mais níveis e alcançar uma tensão elevada tornando possível a conexão da estrutura em uma rede de média tensão.

Com o degrau de inversão de fluxo foi possível validar a malha de balanceamento das tensões dos primários, o que era impossível com a utilização de apenas um único módulo. Durante o ensaio, todos os módulos permaneceram balanceados, validando assim essa malha. Apesar da adição da malha de balanceamento, foi possível constatar dinâmicas muito semelhantes com nove módulos e utilizando apenas um único módulo.

Com os resultados de simulação apresentados foi possível validar todas as características do sistema para aplicação em um transformador de estado sólido como a capacidade de se conectar em sistema de elevada tensão, isolamento com transformador operando em alta frequência e a bidirecionalidade da estrutura.

6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Neste capítulo é descrito o protótipo montado em laboratório para validação da análise anteriormente realizada. Primeiramente são detalhadas todas as partes do conversor e as tarefas que cada processador desempenha. Em seguida são mostrados resultados em regime permanente e dinâmico do conversor operando como retificador e como inversor.

Foi montado um total de três módulos do conversor. Com esses três módulos foram obtidos resultados monofásicos com um módulo, monofásicos com três módulos cascadeados e trifásicos com um módulo por fase.

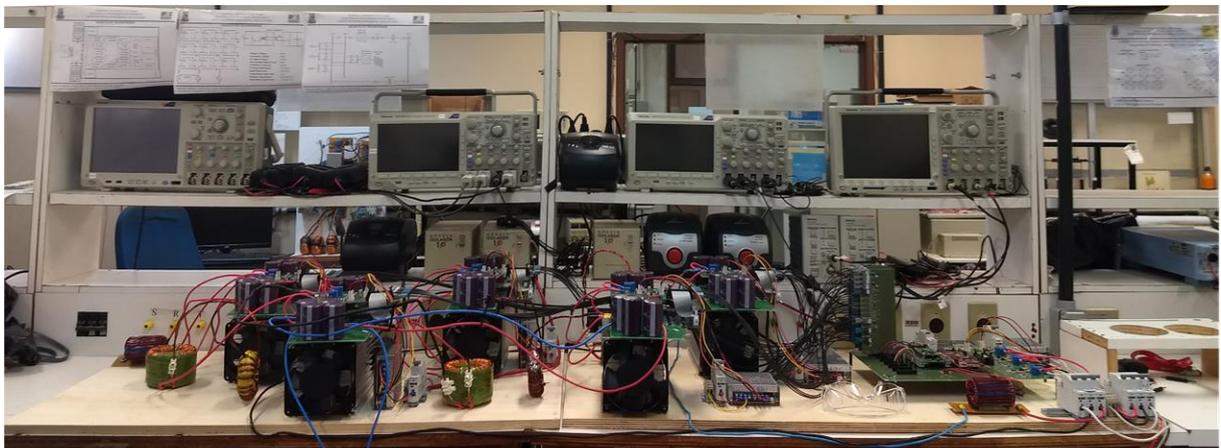
6.1 Descrição do Protótipo Experimental

Na Figura 6.1 pode ser vista uma visão frontal e superior do protótipo montado em laboratório. Nessa figura são separadas duas estruturas principais, a de controle e medição da porta CA e os módulos de potência. A estrutura apresenta cinco módulos de potência sendo os ímpares correspondentes aos primários enquanto os pares correspondem aos secundários.

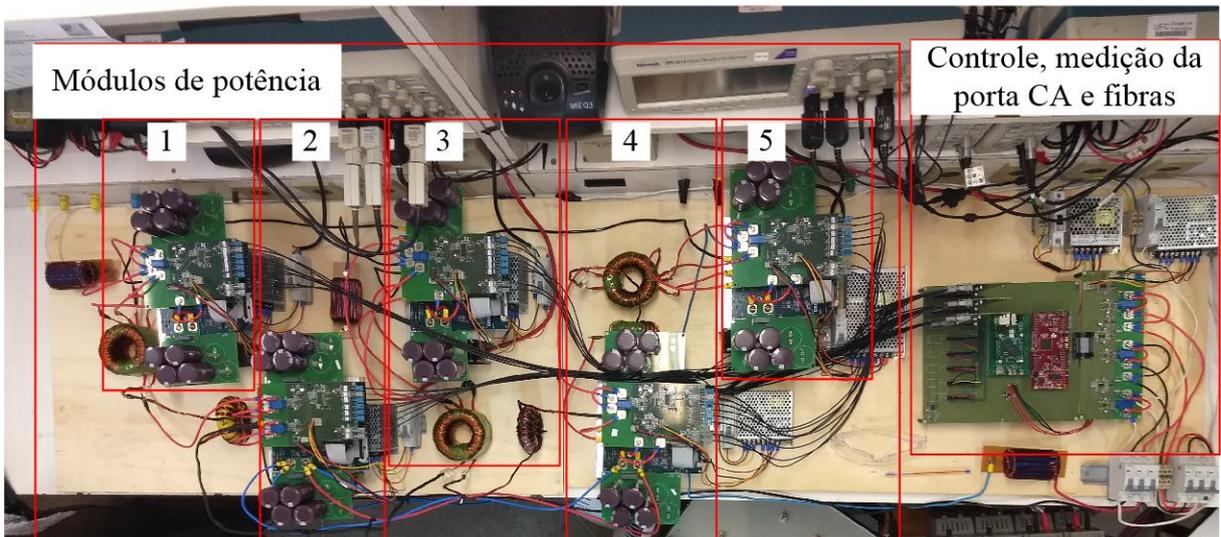
Na Figura 6.2 pode ser visto o detalhamento de um módulo de potência que é constituído de três partes. A primeira parte, vista na Figura 6.2a, é o *driver* CGD15B45P1 produzido pela fabricante CREE. Esse driver apresenta seis canais de saída isolados sendo assim capaz de acionar até três braços do conversor. É utilizado em conjunto com esse driver o módulo de seis chaves de carbeto de silício CCS050M12CM2. Uma vez que cada primário do conversor utiliza três braços, é utilizado um módulo para cada primário da estrutura. Por outro lado, cada secundário só requer dois braços, sendo então necessários apenas dois módulos de potência para a construção de três secundários.

Além do *driver* e do módulo de chaves cada módulo de potência possui ainda dois barramentos capacitivos como o visto na Figura 6.2b e uma placa de aquisição e comunicação. Cada barramento capacitivo é constituído de quatro capacitores de 1000 μF , dois capacitores em série conectados em paralelo com outros dois capacitores em série, totalizando 1000 μF . Essa configuração é utilizada para reduzir a tensão nos capacitores, uma vez que a tensão máxima de cada um é apenas 450 V. Uma vez que é utilizado um barramento em cada lado do módulo, existe uma capacitância total de 2000 μF . Essa capacitância, conforme analisado anteriormente, produz uma ondulação de 4,2% no primário e 1,1% no secundário. Além disso, cada placa possui ainda um capacitor de filme de 0,1 μF .

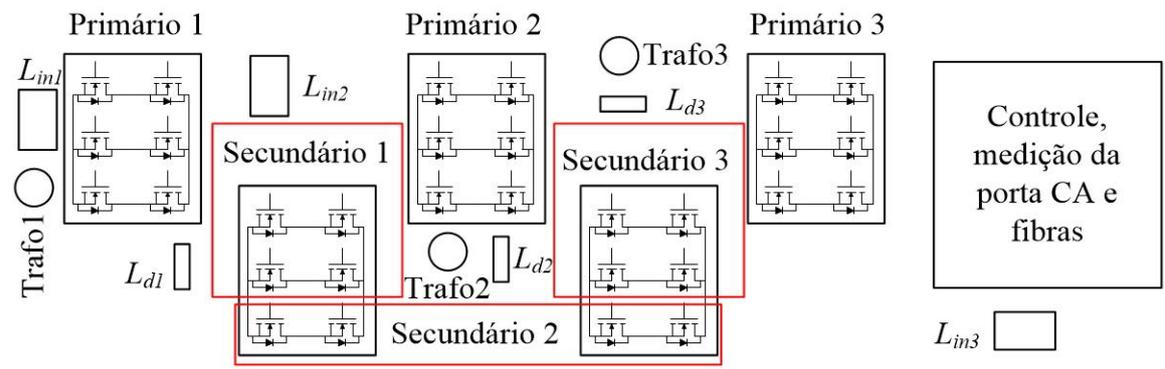
Figura 6.1 – Protótipo montado em laboratório: (a) vista frontal, (b) vista superior e (c) diagrama de blocos da vista superior.



(a)



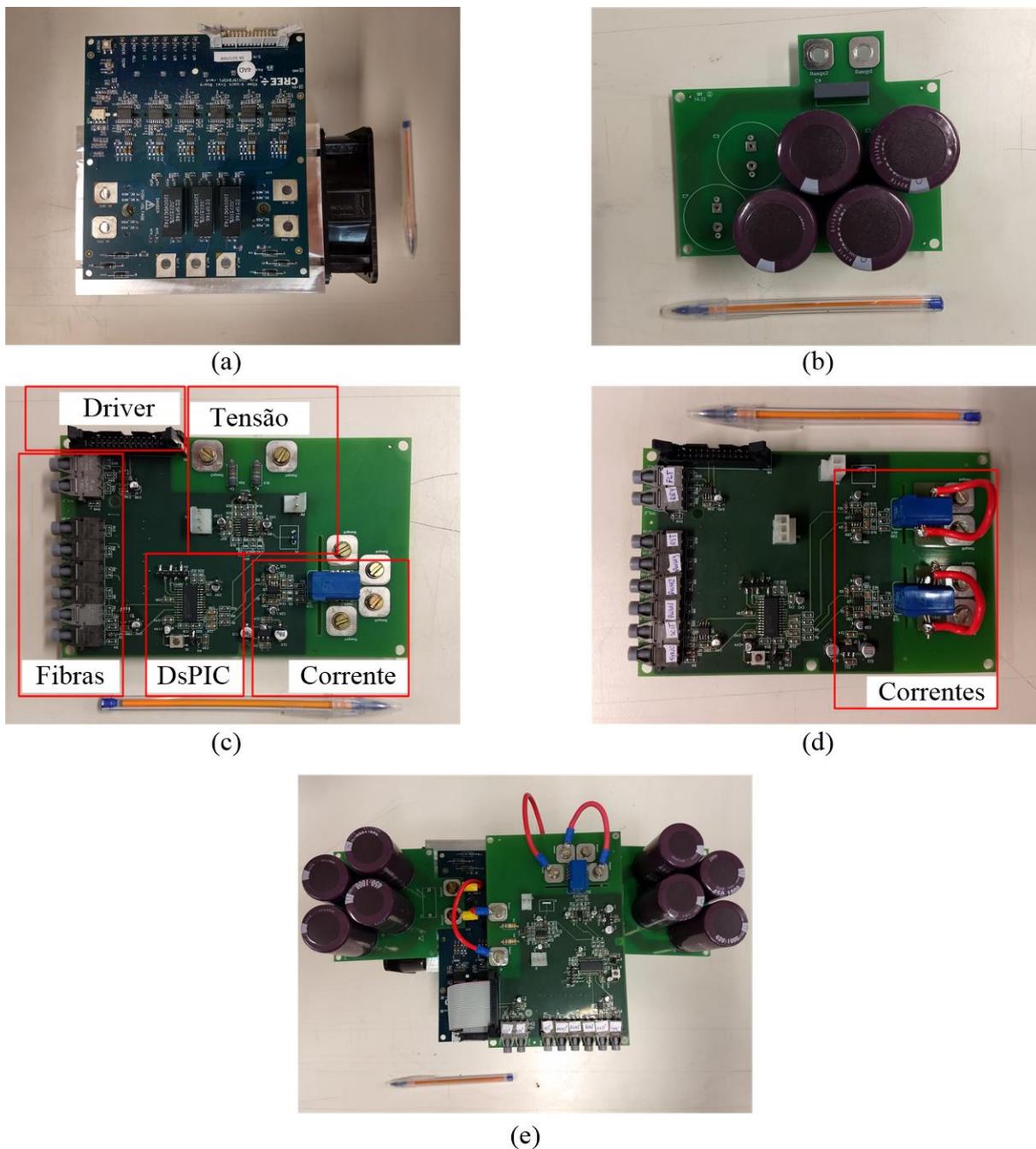
(b)



(c)

FONTE: Próprio autor.

Figura 6.2 – Detalhe do módulo de potência: (a) *driver*, (b) barramento capacitivo, (c) aquisição e comunicação modelo 1, (d) aquisição e comunicação modelo 2 e (e) módulo montado.



FONTE: Próprio autor.

Cada placa de aquisição possui um DsPIC modelo dsPIC33EP16GS502 que é responsável por realizar as medições e conversões de analógico para digital. Cada medição é realizada com resolução de 12 bits, um fundo de escala de 3,3V e uma taxa de conversão de 3,25 Msps. Além disso, esse DsPIC é responsável por transmitir as medições para a placa de

controle principal através de uma comunicação serial de 4,375 Mbps no sistema de fibra óptica.

Vale salientar que existem dois modelos de placas de aquisição e comunicação. O modelo 1, visto na Figura 6.2c, possui uma medição de tensão e uma de corrente. Por outro lado, o modelo 2, visto na Figura 6.2d, possui duas medições de corrente. O modelo 1 é utilizado em cada um dos primários, pois é necessário realizar a medição da tensão do barramento primário assim como a corrente do enrolamento primário do transformador para o controle de magnetização.

No secundário há apenas uma tensão de barramento, uma vez que todos os secundários são conectados em paralelo, e três correntes em cada enrolamento do secundário do transformador. Dessa forma, é utilizado um modelo 1 em conjunto com um modelo 2. A placa de aquisição e comunicação apresenta ainda um cabo *flat* para conexão com o *driver* anteriormente discutido. Através desse cabo são transmitidos os sinais PWM para cada uma das chaves, sinal de erro (sinaliza sobrecorrente no módulo), estado do driver (indica se está corretamente alimentado) e *reset* (realiza o desligamento do módulo). Todos esses sinais são transmitidos através de fibra óptica para a placa de controle.

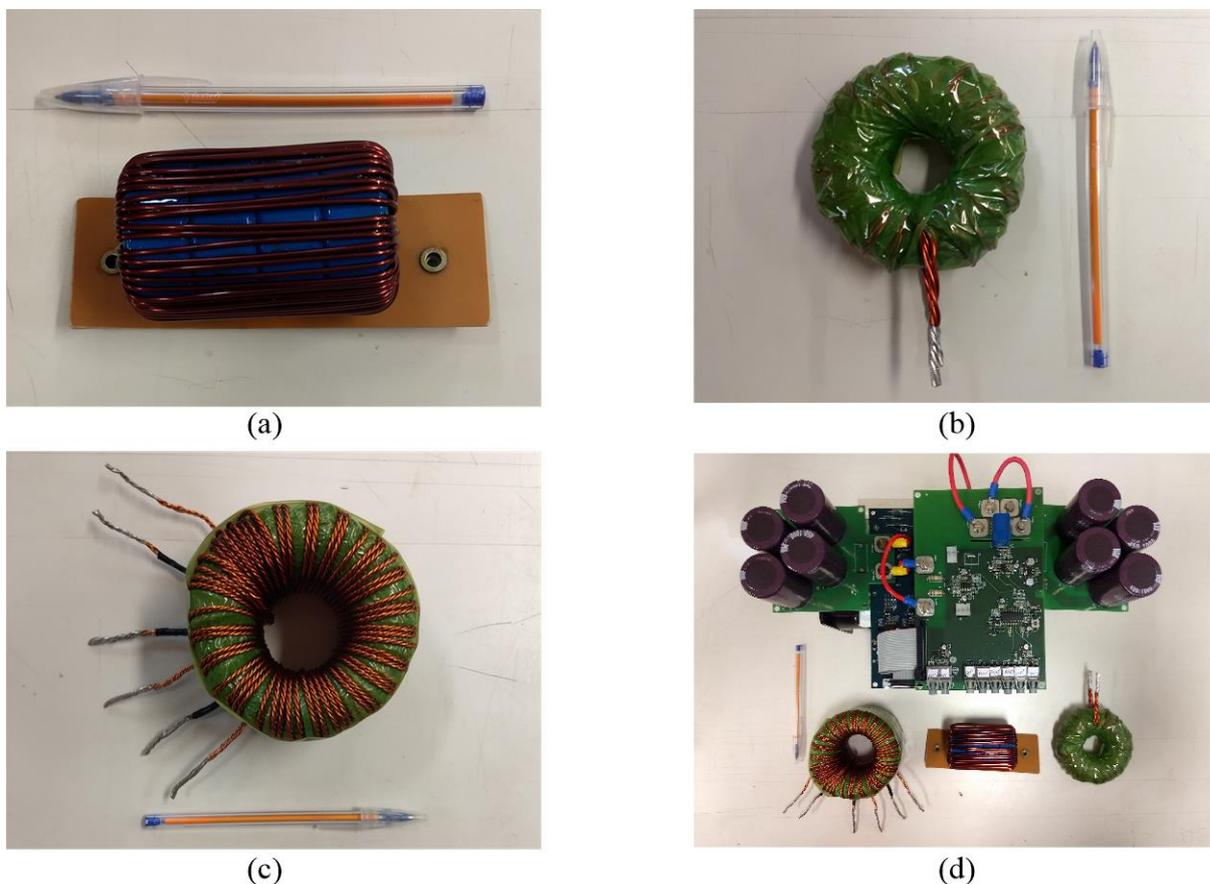
A placa de aquisição e comunicação também é responsável pela criação do tempo morto entre as chaves. O sistema de controle envia apenas um sinal para cada braço do conversor sendo o segundo obtido através de um circuito utilizando um IR2184 que produzirá o sinal complementar com um tempo morto fixo de 500 ns. Dessa maneira, é possível economizar a transmissão por fibra óptica de três sinais por módulo, material esse bastante caro.

Na Figura 6.3 é possível ver os magnéticos usados na estrutura. Todos os magnéticos apresentados foram comprados na empresa Magmattec e apresentam as especificações fornecidas na Tabela 3.17.

Pode ser observado que todos os magnéticos apresentam dimensões bastante inferiores em relação ao total da estrutura. Contudo, conforme já mencionado na discussão de perdas, o transformador produzido pela empresa apresentou elevadas perdas, sendo possível constatar que não foi realizado um projeto ótimo do mesmo.

Na Figura 6.4 pode ser vista a placa utilizada para o controle e aquisição da tensão e corrente CA do sistema.

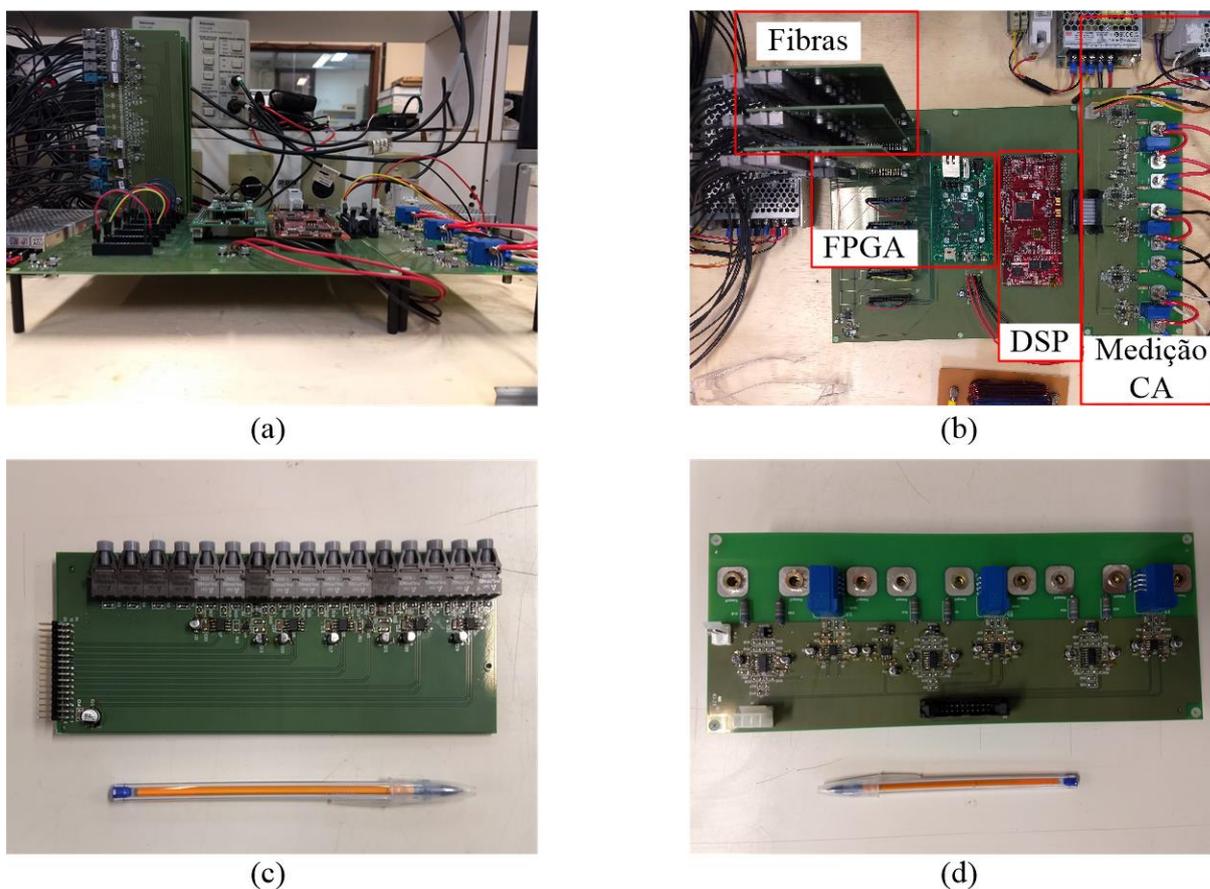
Figura 6.3 – Magnéticos do protótipo: (a) indutor de entrada, (b) indutor de transferência de potência, (c) transformador integrado e (d) módulo com magnéticos.



FONTE: Próprio autor.

A placa de controle possui um *Field-Programmable Gate Array* (FPGA) e um *Digital Signal Processor* (DSP). O FPGA utilizado é o Xilinx Artix-7 modelo XC7A35TCGS324-2 que possui 35 mil elementos lógicos. Esse FPGA trabalha em conjunto com a placa TE0711 capaz de fornecer todas as alimentações e o *clock* de 100 MHz necessários para o dispositivo e a *dockstation* TE0703 responsável pelo roteamento dos pinos de *Input/Output* (I/O) e o circuito de *debug*, ambas da fabricante Trenz. Esse conjunto de placas é direcionado para o uso industrial e apresenta um total de 178 pinos de I/Os. Cada placa de aquisição de comunicação requer um total de oito sinais (3 sinais de PWM, 1 sinal de estado do *driver*, 1 sinal de erro, 1 sinal de *reset*, 1 sinal de sincronismo e 1 sinal de comunicação serial). A estrutura completa do transformador de estado sólido requer um total de 15 módulos de potência, sendo 9 para os primários e 6 para os secundários, totalizando assim 120 pinos de I/O.

Figura 6.4 – Placas de controle e medição da porta CA: (a) vista lateral das placas, (b) vista superior das placas, (c) placa de fibras e (d) placa de medição da tensão e corrente CA.



FONTE: Próprio autor.

O FPGA se comunica com os módulos de potência através de fibra óptica utilizando a placa vista na Figura 6.4c. Cada placa de fibra óptica possui um total de 16 pontos de fibra sendo possível se comunicar com até dois módulos de potência ao mesmo tempo. Além da comunicação com os módulos, o FPGA também possui 8 comunicações seriais (4 em cada sentido) com o DSP a uma taxa de 6,25 Mbps.

O DSP utilizado é o TMS320F28379D da fabricante *Texas Instrument* e é responsável pela medição da porta CA do protótipo através da placa vista na Figura 6.4d. Essa placa possui três medições de tensão e três de corrente que são utilizadas para o cálculo de sincronismo com a rede, através do DSOGI-FLL, e da malha de corrente.

Uma vez que o FPGA apresenta uma estrutura concorrente capaz de receber todos os dados simultaneamente, o mesmo é responsável pelo recebimento do valor da tensão do barramento de cada módulo assim como a corrente dos enrolamentos do transformador. Além disso, o mesmo é responsável pelo sincronismo de todos os módulos para o correto posicionamento de todas as amostras realizadas tanto pelo DsPIC quanto pelo DSP.

Uma vez recebido todos os dados provenientes dos módulos o FPGA transmite para o DSP a média das tensões dos barramentos primários assim como o valor da tensão do barramento secundário. Enquanto ocorre a transmissão de dados para o DSP, o FPGA realiza o cálculo de todas as malhas de balanceamento assim como todas as malhas de magnetização em simultâneo. Por outro lado, o DSP realiza o sincronismo com a rede, o cálculo das malhas de corrente no sistema dq e a malha que regula o barramento secundário. Ao término dos cálculos, o DSP transmite para o FPGA os resultados do índice de modulação e ângulo de defasagem. Por fim, o FPGA realiza a modulação e envia os sinais de PWM para cada módulo.

Na Figura 6.5 podem ser vistas quais tarefas estão sendo desempenhadas em cada processador além do tempo que cada tarefa demora em ser executada.

Na figura foram evidenciados os momentos que há comunicação entre os processadores, sendo utilizada uma coloração alaranjada para o processador que está enviando dados e uma coloração azulada para o que está recebendo. É possível observar que as comunicações seriais requerem bastante tempo sendo utilizado 6,8 μs para a comunicação dos DsPIC para o FPGA e 3,2 μs entre o FPGA e o DSP. Essa diferença ocorre, pois o DsPIC deve enviar 3 pacotes de dados referentes a duas medições de 12bits (tensão do barramento e corrente) enquanto entre o FPGA e o DSP são enviados apenas dois pacotes de dados referentes a uma única variável. Além disso, o DsPIC opera em uma frequência menor levando mais tempo para transmitir cada bit. Contudo, o maior limitante são os cálculos realizados no DSP que consomem 11,3 μs . Esses cálculos utilizam ponto flutuante e diversas funções trigonométricas além de possuírem uma característica sequencial.

Por outro lado, os cálculos no FPGA utilizam apenas 10 ns (equivalente a um *clock* do FPGA) para realizar a média dos barramentos primários e todas as malhas de controle restantes utilizam apenas 230 ns. Isso é possível, pois o FPGA permite que todas as malhas sejam calculadas de maneira concorrente. Além disso, o FPGA utilizado possui blocos multiplicadores ideais para o cálculo de equações de diferenças. No total o sistema de controle gasta 24,8 μs para executar todas as tarefas. Isso equivale a praticamente metade de um período de chaveamento do conversor.

Na Figura 6.6 podem ser vistos os sinais entre cada um dos processadores. É possível observar como o FPGA é o centro de todos os sinais recebendo e transmitindo informações para todos os componentes do sistema. Mais uma vez é possível ver cinco módulos por fase (três para os primários e dois para os secundários).

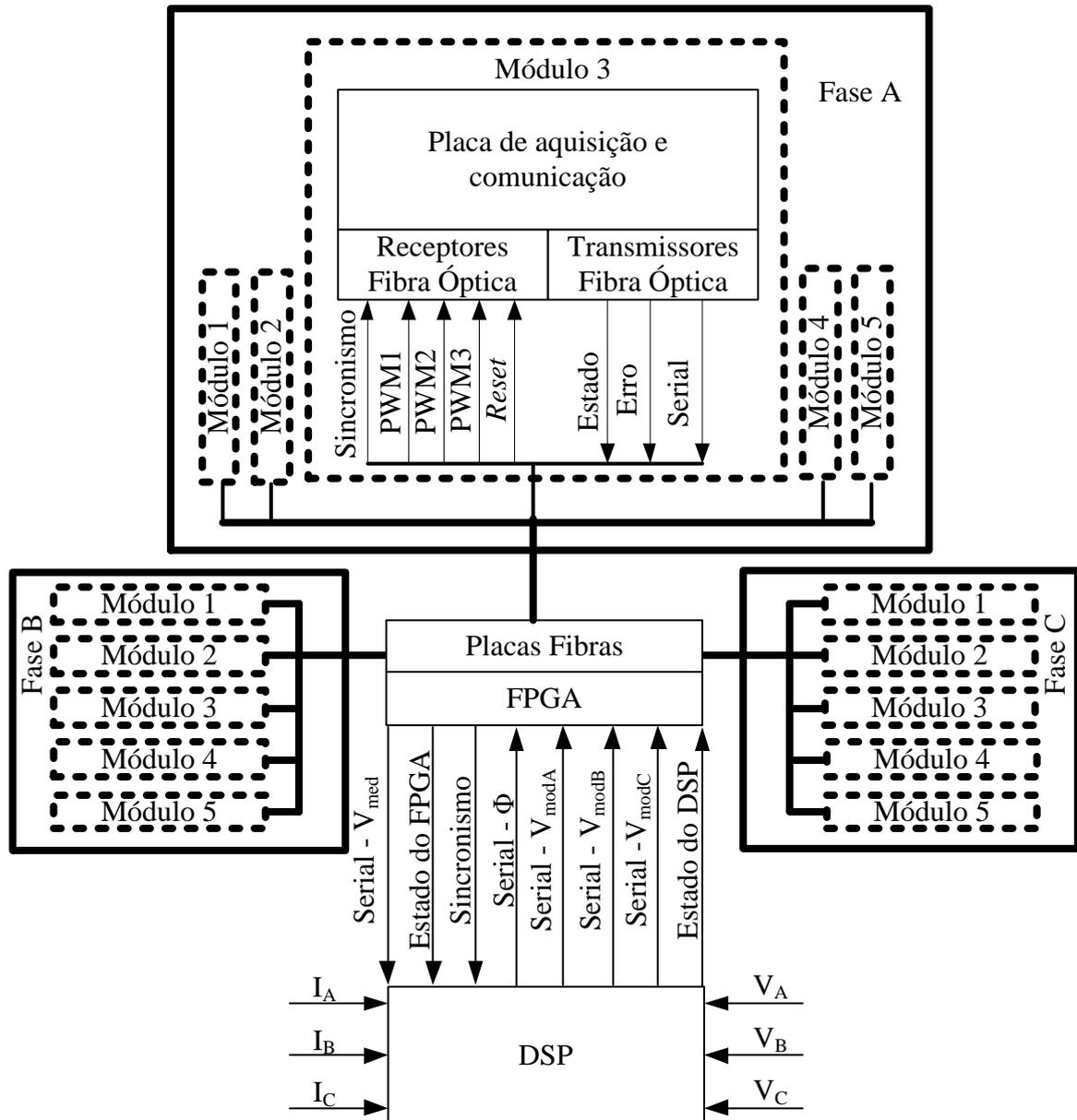
Figura 6.5 – Tarefas executadas em cada processador.

DsPIC	FPGA	DSP
Recebe sincronismo	Envia pulso de sincronismo	Recebe sincronismo
Transmite os últimos valores medidos e inicializa o timer para realizar novas medições 6,86 μ s	Recebe dados dos módulos 6,86 μ s	Inicializa o timer para realizar novas medições
		Aguarda dados do FPGA
Aguarda novo sincronismo	Calcula a média dos barramentos 10 ns	
	Transmite a média dos barramentos para o DSP 3,2 μ s	Recebe a média dos barramentos do FPGA 3,2 μ s
	Realiza o cálculo das malhas de balanceamento e magnetização 230 ns	Realiza o sincronismo com a rede e realiza o cálculo da malha de corrente e do barramento secundário 11,3 μ s
	Aguarda dados do DSP	
	Recebe o índice de modulação e o ângulo de defasagem do DSP 3,2 μ s	Transmite o índice de modulação e o ângulo de defasagem para o FPGA 3,2 μ s
	Envia os sinais de PWM para os módulos	Aguarda novo sincronismo
	Aguarda período para enviar novo pulso de sincronismo	

FONTE: Próprio autor.

Além dos sinais já discutidos pode ser visto ainda dois sinais chamados Estado do FPGA e Estado do DSP. Esses sinais são utilizados para que haja uma comunicação de falha entre os processadores. Dessa maneira, em caso de alguma falha, qualquer um dos dois processadores pode desligar todo o sistema. Vale salientar que no FPGA são monitorados os sinais de estado e erro de todos os módulos facilitando a identificação de onde ocorreu uma determinada falha.

Figura 6.6 – Sinais presentes no sistema.



FONTE: Próprio autor.

Maiores informações do protótipo montado podem ser encontradas nos apêndices. No apêndice D é realizado um levantamento dos principais componentes utilizados no protótipo e no apêndice E são encontrados os esquemáticos de todas as placas montadas.

6.2 Resultados Experimentais

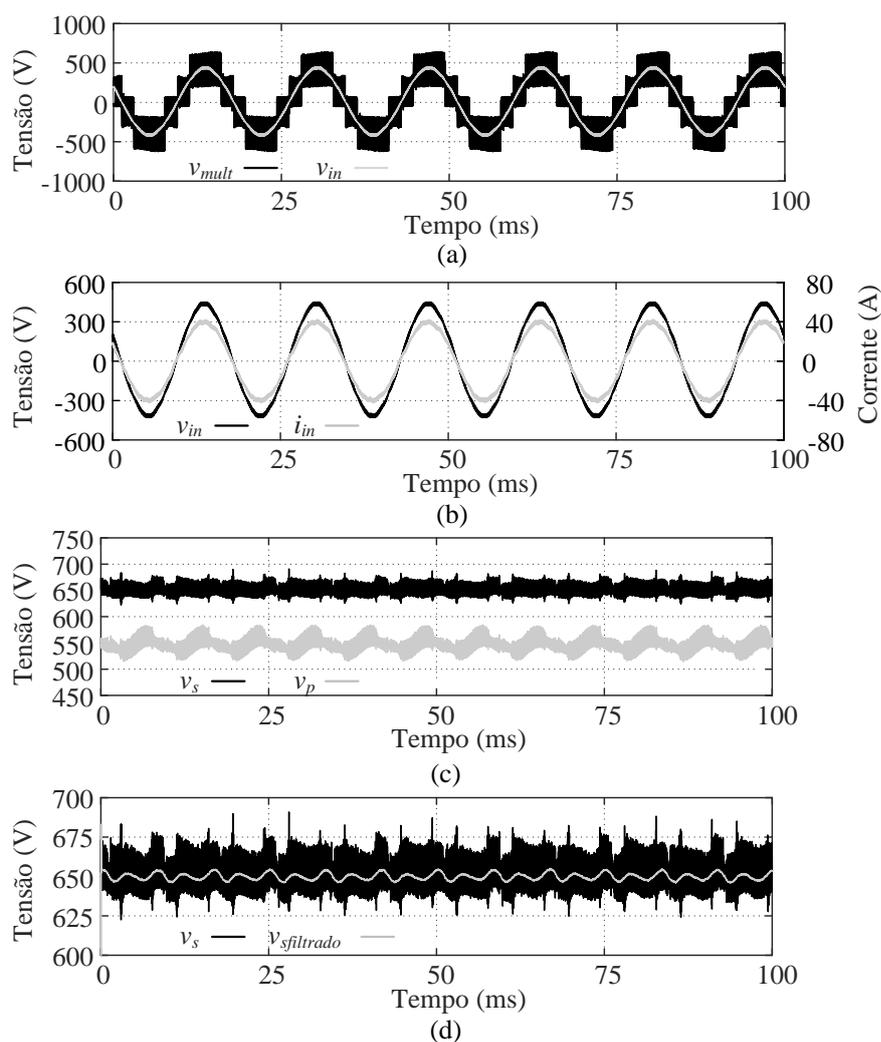
Nesta seção são apresentados os resultados experimentais em regime permanente e dinâmico. São apresentados resultados para um único módulo em um sistema monofásico, três módulos conectados em série com uma única fase e três módulos conectados um em cada

fase de um sistema trifásico. São também apresentados resultados em regime dinâmico obtido através da realização de degraus de inversão de fluxo de potência. Cada módulo foi dimensionado utilizando as especificações e parâmetros vistos na Tabela 3.12 e Tabela 3.13 respectivamente.

6.2.1 Resultados Monofásicos com 1 Módulo

Na Figura 6.7 podem ser vistas as principais grandezas do conversor em regime permanente com um único módulo no sistema monofásico operando como retificador. Na Figura 6.7a é possível ver a tensão multinível com cinco níveis conforme equação (3.2).

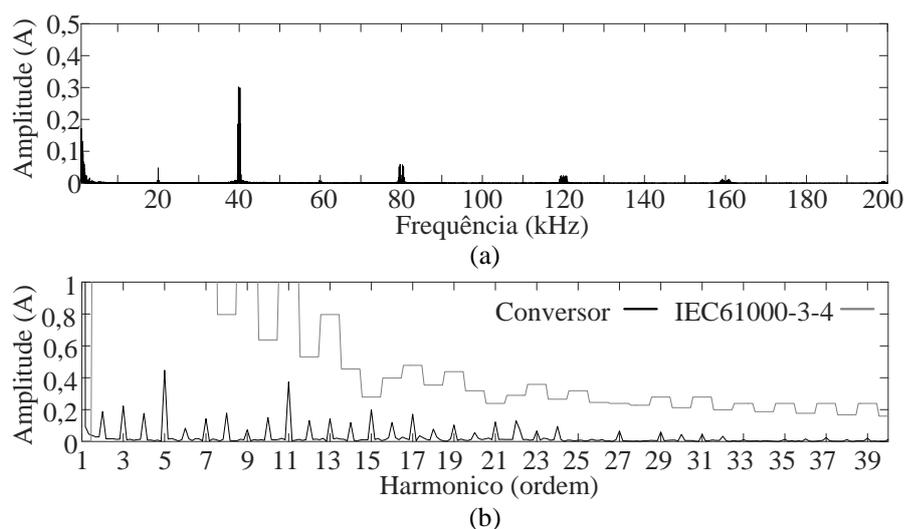
Figura 6.7 – Regime permanente no modo retificador com um módulo: (a) tensão multinível e tensão de entrada, (b) tensão e corrente CA, (c) tensão do barramento primário e do secundário e (d) tensão do barramento secundário com valor filtrado.



FONTE: Próprio autor.

Na Figura 6.7b pode ser vista a corrente e tensão CA. É possível observar que ambas se apresentam em fase demonstrando uma operação com fator de potência quase unitário. Além disso, a corrente sintetizada apresenta um formato senoidal com um THD de apenas 2,84%. Na Figura 6.7c é possível ver a tensão do barramento primário regulada em 544 V e do secundário em 650 V conforme as especificações de projeto. Na Figura 6.7d foi adicionado o sinal da tensão de secundário com um filtro passa baixa para uma melhor visualização da ondulação da tensão do capacitor. É possível ver que essa ondulação é condizente em formato e amplitude com o modelado e discutido anteriormente. No caso, a ondulação do barramento secundário é de 1,2% enquanto a do primário é de 4,7%. A potência alcançada foi de 8,33 kW. Na Figura 6.8 é possível ver o espectro da corrente CA.

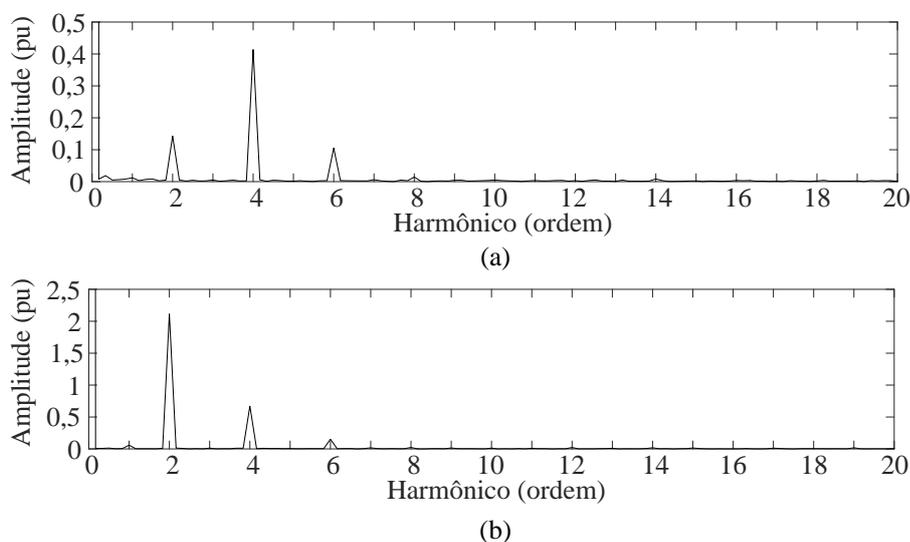
Figura 6.8 – Espectro da corrente CA no modo retificador: (a) alta frequência e (b) baixa frequência.



FONTE: Próprio autor.

É possível observar na Figura 6.8a que a corrente possui componentes múltiplas de duas vezes a frequência de chaveamento. Além disso, na Figura 6.8b é possível observar as primeiras componentes e sua comparação com a norma IEC61000-3-4 referente a equipamentos com correntes superiores a 16A. As maiores componentes são a quinta e a décima primeira. Contudo, todas as componentes até a 40ª se apresentam dentro do limite dessa norma. Na Figura 6.9 pode ser visto o espectro da tensão dos barramentos.

Figura 6.9 – Espectro das tensões dos barramentos no modo retificador: (a) secundário e (a) primário.



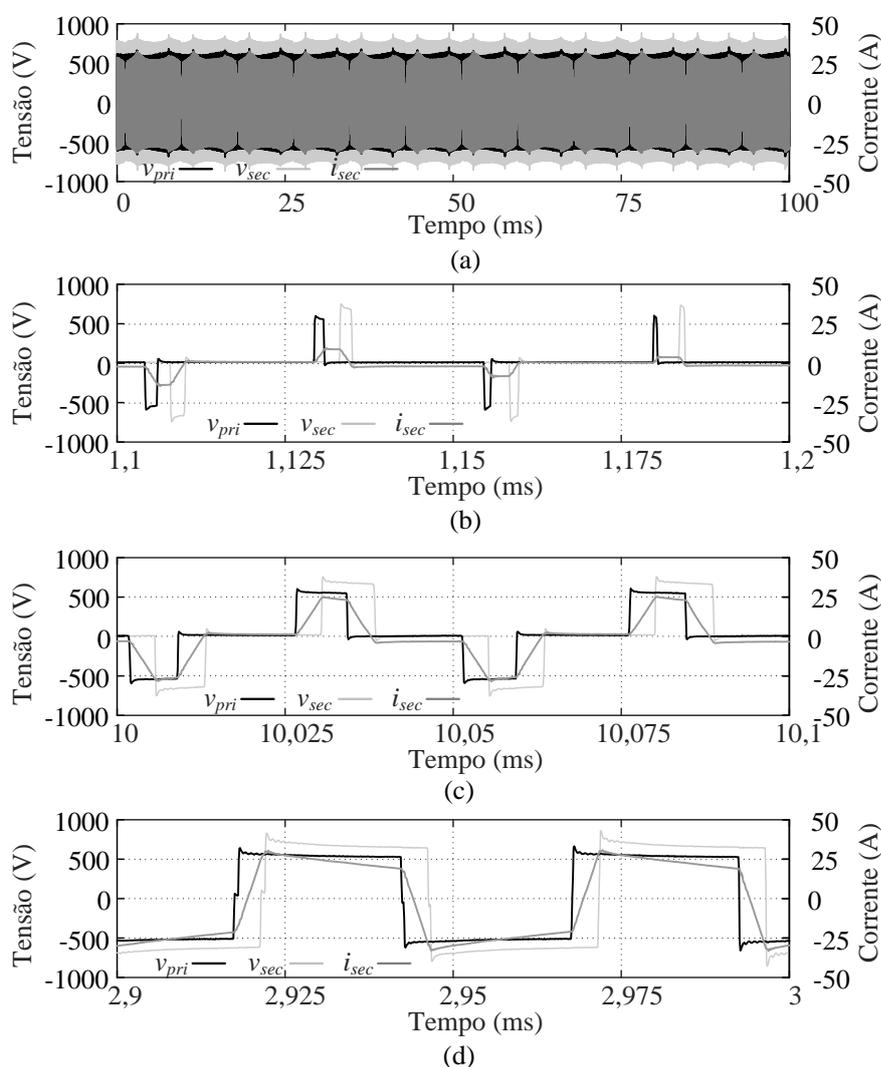
FONTE: Próprio autor.

É possível visualizar principalmente uma componente de segunda e uma de quarta ordem em ambos os barramentos. Da mesma forma que obtida em simulação, a componente de quarta ordem da tensão do barramento secundário é maior que a de segunda ordem. Situação inversa acontece para a tensão do barramento primário. Vale salientar, que a mudança do índice de modulação pode ocasionar uma maior componente de segunda ordem no barramento secundário, conforme discutido na modelagem da ondulação da tensão do capacitor.

Na Figura 6.10 pode ser visto um detalhamento das tensões e corrente do transformador de alta frequência. Na figura são detalhados três intervalos de tempo para evidenciar as grandezas em cada uma das regiões discutidas em que o conversor operou durante o modo retificador.

Para a operação do conversor no modo inversor é necessária a conexão de uma fonte de tensão contínua no barramento secundário operando em modo corrente. Para que os sistemas de proteção e controle da fonte não interfiram no controle da tensão do barramento realizado pelo conversor é necessário que a fonte seja capaz de operar com um valor superior ao do barramento do conversor. A maior tensão fornecida pela fonte contínua do laboratório era de 600 V. Dessa maneira, foi necessário reduzir o valor da tensão do barramento para que não houvesse conflito entre o controlador da fonte e do conversor.

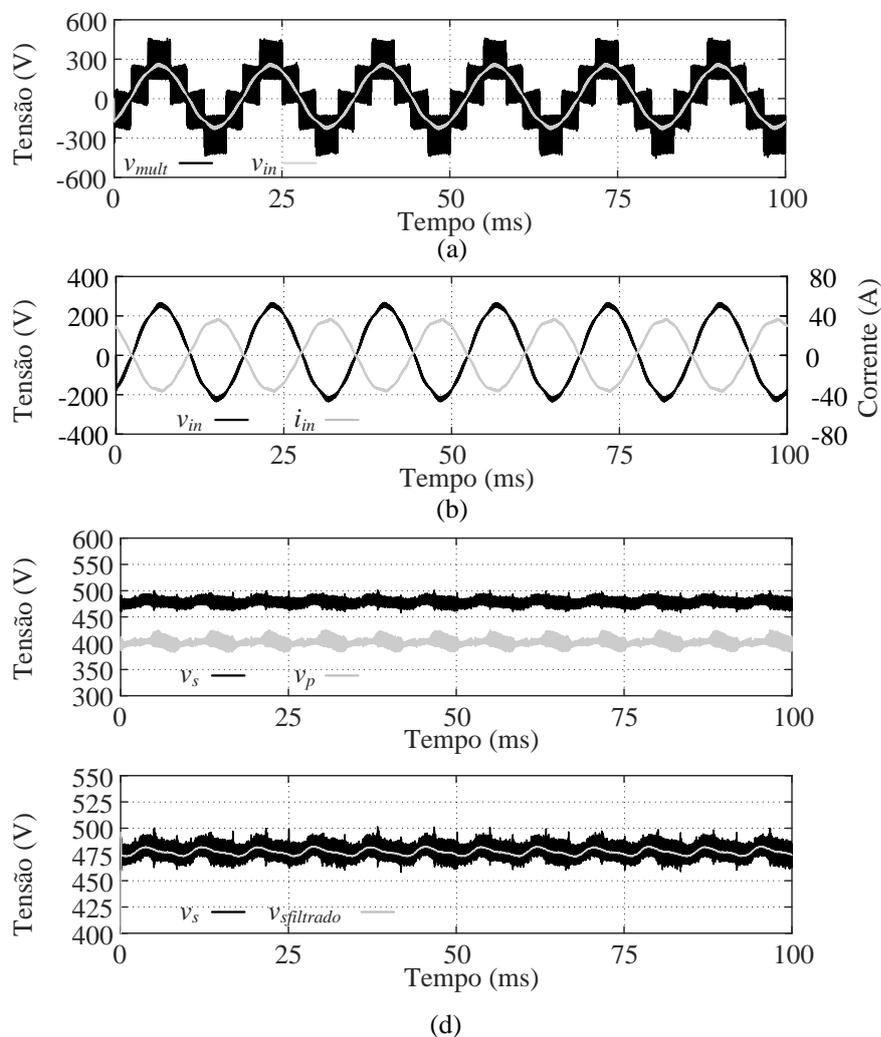
Figura 6.10 – Tensões e corrente do secundário do transformador no modo retificador: (a) perfil, (b) região 4, (c) região 2 e (d) região 1.



FONTE: Próprio autor.

Para a operação em modo inversor foi estabelecida uma tensão de 400 V para o barramento primário, 478 V para o secundário e a tensão da rede CA em 190 V. Vale salientar que na relação entre as tensões dos barramentos primário e secundário foi mantida a mesma relação de transformação do transformador. Uma vez que a tensão foi reduzida em 26,5% a potência deve ser reduzida proporcionalmente ao quadrado desse fator para que seja obtido o mesmo ângulo de defasagem conforme equação (3.41). Dessa forma, a potência para esse novo ponto de operação é 4,5 kW. Na Figura 6.11 podem ser vistos resultados com o conversor operando no modo inversor.

Figura 6.11 – Regime permanente no modo inversor com um módulo: (a) tensão multinível e tensão CA, (b) tensão e corrente CA, (c) tensão no barramento primário e secundário e (d) tensão no barramento secundário com valor filtrado.

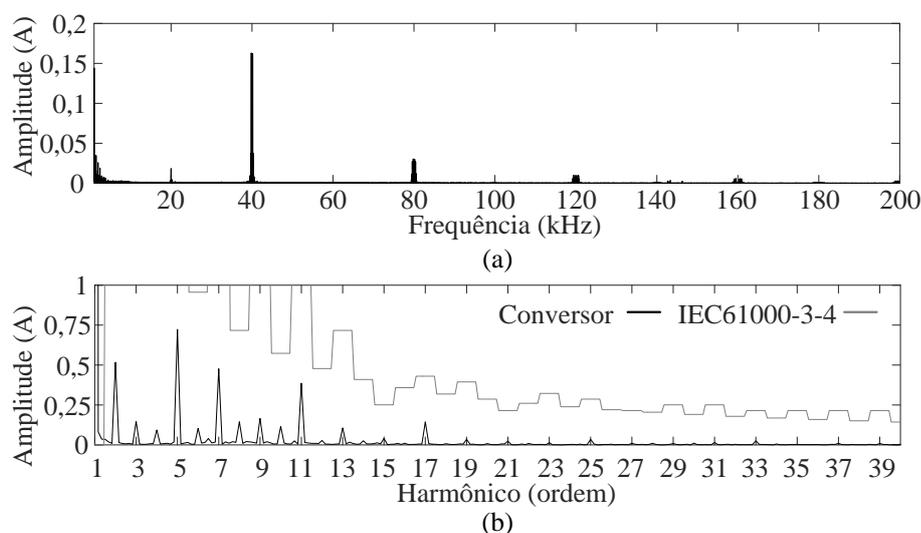


FONTE: Próprio autor.

Na Figura 6.11a é possível ver a tensão multinível com cinco níveis. Além disso, é possível observar um menor índice de modulação que o obtido no modo retificador ficando em torno de 0,67 ao invés do valor de 0,8 devido à tensão de entrada CA escolhida. Na Figura 6.11b é possível ver uma corrente alternada senoidal com THD de 3,32% e em oposição de fase com a tensão caracterizando um fornecimento de energia para a rede da concessionária. Na Figura 6.11c é possível observar que ambos os barramentos foram regulados para o valor definido. Na Figura 6.11d mais uma vez foi inserido uma versão filtrada da tensão do barramento secundário para uma melhor visualização da ondulação do barramento. Pode ser notado um aumento da componente de segunda ordem em relação a de quarta ordem devido à redução do índice de modulação.

Na Figura 6.12 pode ser visto o espectro da corrente CA no modo inversor. É possível visualizar mais uma vez as componentes múltiplas do dobro da frequência de chaveamento. Além disso, é possível visualizar um aumento da componente de sétima ordem assim como de segunda ordem. Apesar disso, todas as componentes continuam dentro dos limites estabelecidas pela norma IEC61000-3-4.

Figura 6.12 – Espectro da corrente CA no modo inversor: (a) alta frequência e (b) baixa frequência.

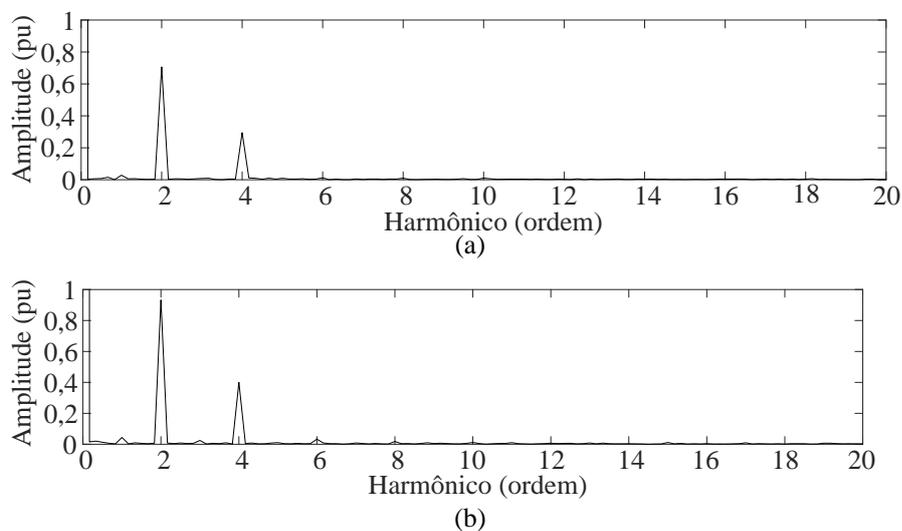


FONTE: Próprio autor.

Na Figura 6.13 pode ser visto o espectro das tensões dos barramentos no modo inversor. É possível constatar principalmente componentes de segunda e quarta ordem. Dessa vez, devido à redução do índice de modulação é possível observar a componente de segunda ordem sendo superior a de quarta ordem no barramento secundário.

Na Figura 6.14 é possível ver as tensões e corrente do secundário assim como o detalhamento em cada uma das regiões do transformador operando no modo inversor. É possível ver que no modo inversor o ângulo de defasagem é negativo sendo caracterizado pela tensão do enrolamento secundário do transformador estando avançada da tensão do enrolamento primário. Além disso, é possível ver que a corrente apresenta uma oposição de fase em relação às tensões.

Figura 6.13 – Espectro das tensões dos barramentos no modo inversor: (a) secundário e (a) primário.



FONTE: Próprio autor.

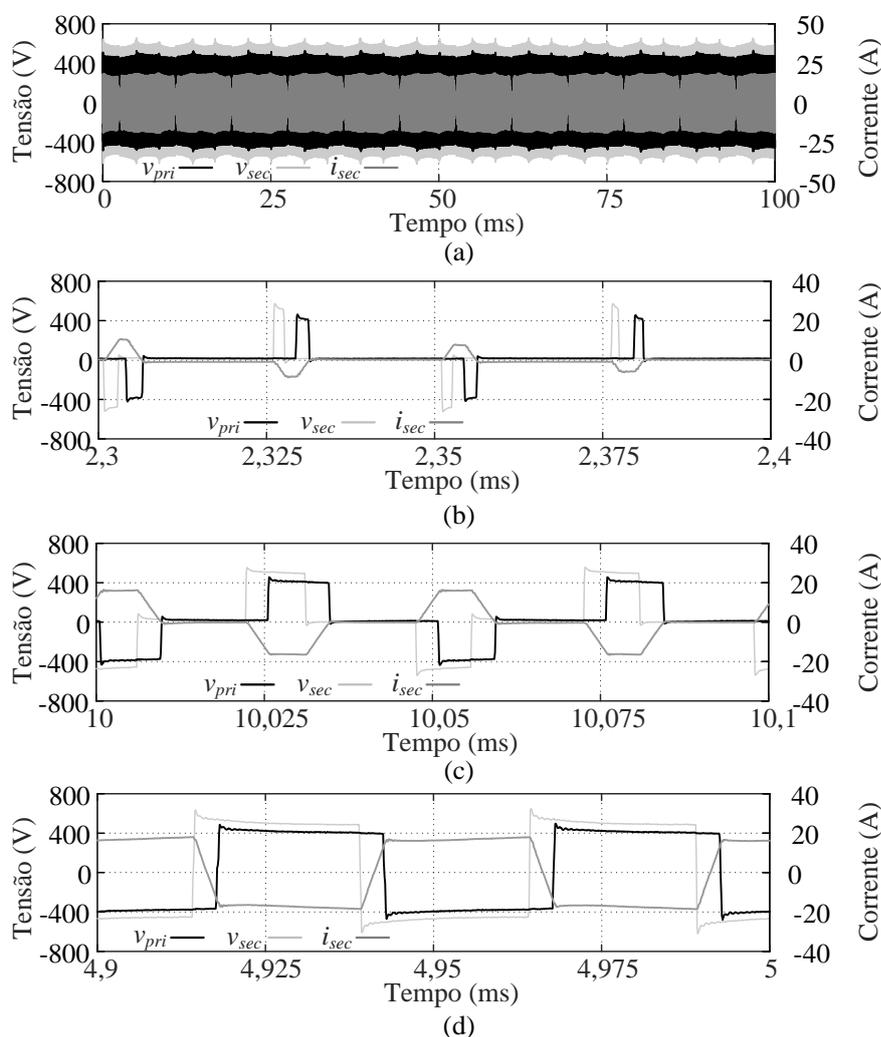
Para validação das malhas de controle foi realizado um degrau bidirecional de carga. Para esse ensaio, além da rede CA, é conectada uma fonte de tensão contínua operando em modo corrente no barramento de tensão secundária. Essa fonte estará fornecendo uma potência de acordo com o valor de tensão regulado pelo controle do conversor.

Para realizar a inversão de fluxo de potência basta adicionar ou remover uma carga resistiva do barramento secundário. Se essa carga adicionada demandar uma potência maior que a fonte contínua fornece a rede fornecerá o restante alterando assim o modo de operação do conversor de inversor para retificador. Analogamente, se a carga for removida toda a potência fornecida pela fonte contínua será entregue à rede alterando assim o modo de operação para inversor.

Na Figura 6.15 é possível visualizar um degrau bidirecional do modo retificador para o modo inversor. Uma vez que o conversor deve operar como inversor, os barramentos foram reduzidos para não haver conflito com o controlador da fonte de corrente.

Na Figura 6.15a é possível ver a tensão e corrente CA evidenciando assim a inversão do fluxo de potência. O conversor está operando com uma potência de 2,2 kW que é equivalente à 50% da potência no ponto de operação definido para o modo inversor. Dessa forma, o degrau apresenta uma mudança de 50% para -50%, totalizando 100% de carga.

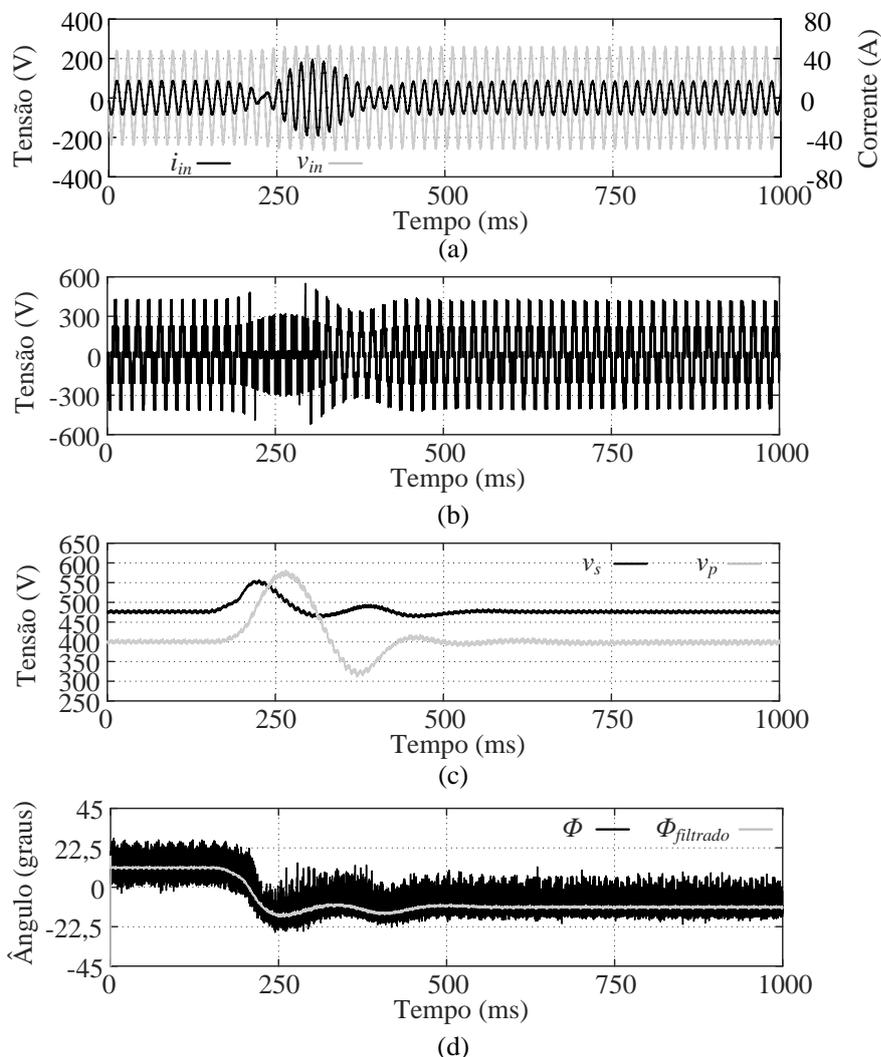
Figura 6.14 – Tensões e corrente do secundário do transformador no modo inversor: (a) perfil, (b) região 4, (c) região 2 e (d) região 1.



FONTE: Próprio autor.

Na Figura 6.15b é possível visualizar a tensão multinível enquanto na Figura 6.15c podem ser visualizadas as tensões dos barramentos primário e secundário. Pode se observar que devido ao aumento da tensão do barramento primário houve a redução do número de níveis da tensão multinível de cinco para três. Na Figura 6.15d pode ser visto o ângulo de defasagem passando de um valor negativo para positivo. Toda a inversão de fluxo dura em torno de 500 ms. Além disso, é constatado um pico de tensão de 587 V no barramento primário e de 574 V no secundário. A corrente de entrada alcançou um pico de 38 A. Na Figura 6.16 podem ser vistos os resultados do teste inverso de -50% para 50%.

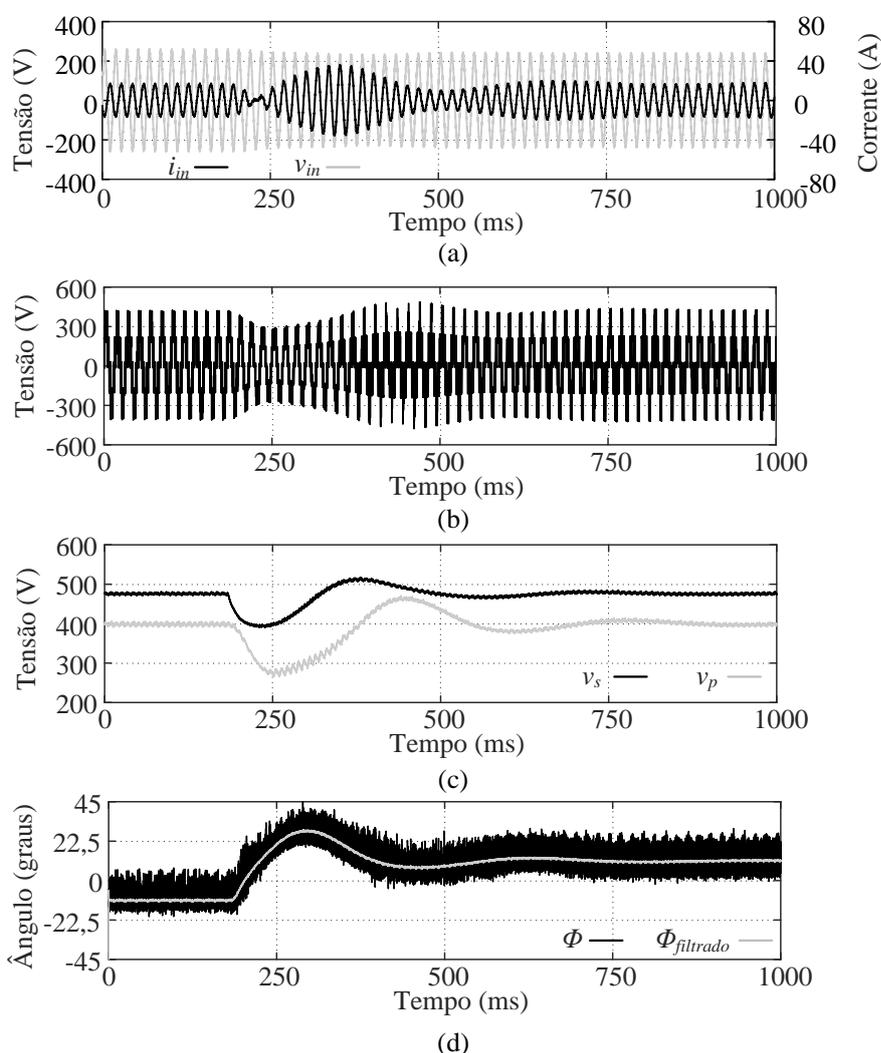
Figura 6.15 – Degrau bidirecional do modo retificador para o inversor: (a) tensão e corrente CA, (b) tensão multinível, (c) tensão nos barramentos primário e secundário e (d) ângulo de defasagem.



FONTE: Próprio autor.

O conversor inicia operando no modo inversor e em 200 ms é aplicada uma carga ao barramento que inverte o fluxo de potência como pode ser evidenciado na Figura 6.16a. Na Figura 6.16b pode ser vista a tensão multinível enquanto na Figura 6.16c a tensão dos barramentos. Uma vez que é aplicada uma carga ao barramento pode ser visto que acontece um afundamento de tensão. Pode ser observado que não ocorre a redução de níveis na tensão multinível e a mesma apresenta uma envoltória semelhante à tensão do barramento primário.

Figura 6.16 – Degrau bidirecional do modo inversor para o retificador: (a) tensão e corrente CA, (b) tensão multinível, (c) barramentos primário e secundário e (d) ângulo de defasagem.

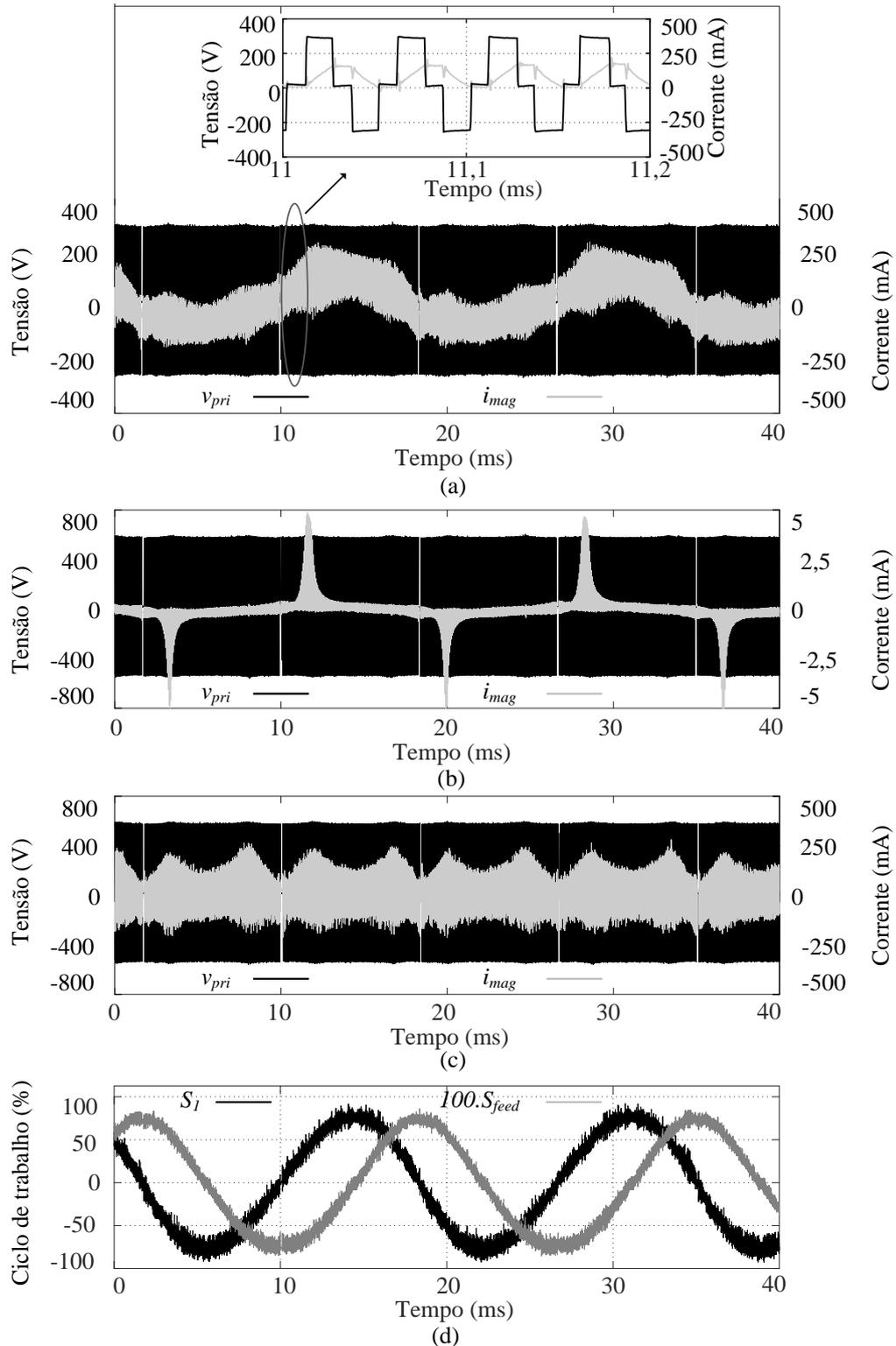


FONTE: Próprio autor.

O ângulo de defasagem na Figura 6.16d está inicialmente em um valor negativo passando para o positivo após a aplicação do degrau também evidenciando a mudança do fluxo de potência. O ensaio dura em torno de 500 ms com um afundamento de 40% na tensão do primário e 18% no secundário com um pico de corrente de 35 A.

Com ambos os degraus é possível constatar que a malha de corrente, tensão do primário e tensão do secundário estão funcionando adequadamente assim como a bidirecionalidade da estrutura. Com um módulo é possível ainda verificar o funcionamento da malha de magnetização. Na Figura 6.17 são apresentados sinais para uma primeira visualização do comportamento da corrente de magnetização.

Figura 6.17 – Tensão aplicada pela ponte primária e corrente de magnetização: (a) tensão do barramento primário 50% abaixo do valor nominal e sem malha *feedforward*, (b) tensão do barramento primário na condição nominal e sem malha de *feedforward*, (c) tensão nominal com malha de *feedforward* e (d) moduladora e respectivo sinal de *feedforward* ampliado.



FONTE: Próprio autor.

Nessa figura, o conversor estava operando apenas com a ponte primária e com o secundário do transformador em aberto. Dessa maneira, a corrente medida no lado primário é idêntica à magnetização do primário do transformador, facilitando assim a sua medição e visualização.

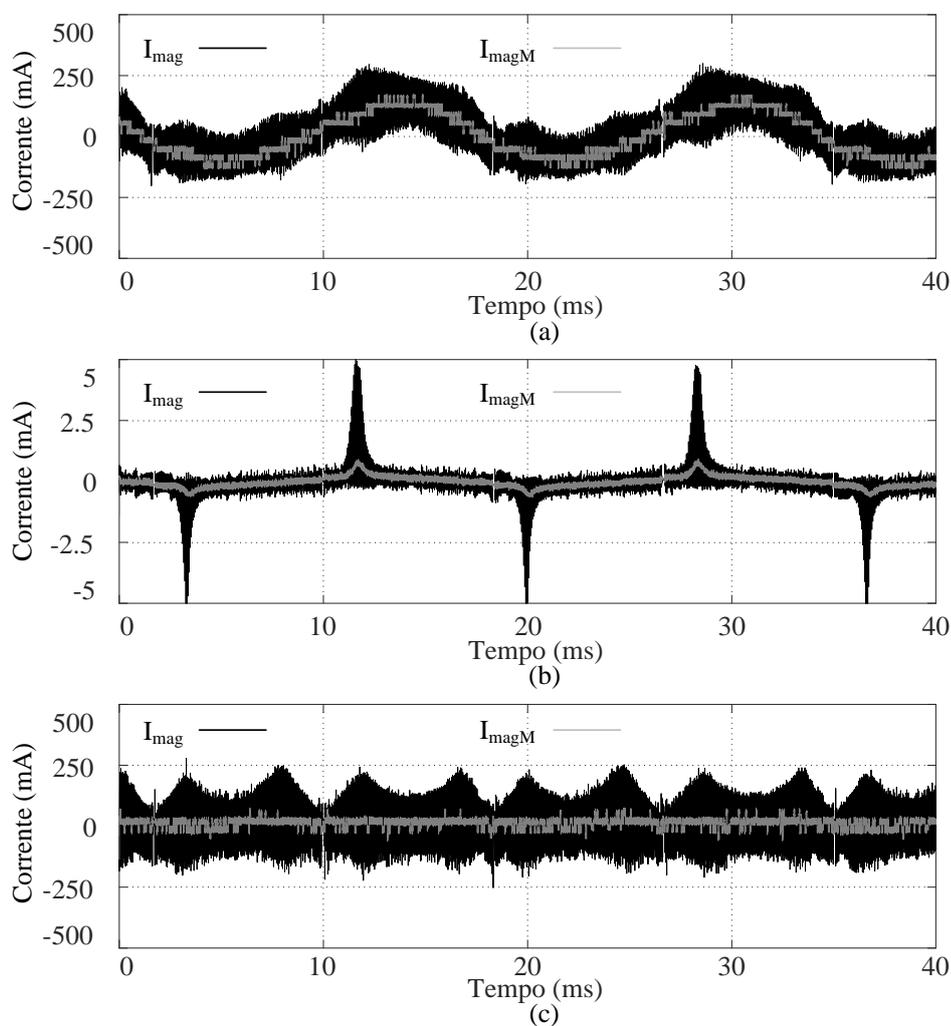
Como pode ser constatado na Figura 6.17a, a corrente de magnetização apresenta uma ondulação de baixa frequência no seu valor médio. Essa ondulação é decorrente de não idealidades juntamente com assimetrias provenientes da modulação senoidal do conversor. Nessa figura a tensão do barramento primário estava na metade do seu valor nominal. Na Figura 6.17b é aplicada a tensão nominal do barramento e devido à ondulação em baixa frequência o transformador apresentou indício de saturação com picos de corrente superiores a 5 A. Para contornar isso e obter a corrente sem ondulação e sem saturação vista na Figura 6.17c é aplicado o sinal de *feedforward* visto na Figura 6.17d à chave S_1 juntamente com o sinal de modulação para compensar essa ondulação. Vale salientar que esse sinal apresenta menos de 1% do sinal de modulação e remove apenas a ondulação de baixa frequência sem remover qualquer componente contínua.

Para a análise do controle de magnetização é necessário que haja primeiramente uma validação da sensibilidade das medições de corrente. Na Figura 6.18 são apresentadas as mesmas correntes da Figura 6.17 juntamente com o valor medido pelos processadores do conversor. Na Figura 6.18a é possível visualizar a ondulação em baixa frequência ocasionada pelas não idealidades do conversor. Na Figura 6.18b a medição é capaz de detectar os picos de saturação ocasionados. Por fim, utilizando a *feedforward* é possível ver o valor médio medido constante.

Além disso, vale salientar que o sensor de corrente utilizado apresenta uma sensibilidade de 25 mV/A juntamente com a resolução do conversor analógico digital do dsPIC utilizado e a corrente máxima que cada sensor mede é possível estabelecer a sensibilidade mínima do sistema de medição. Na Tabela 6.1 pode ser visto um resumo das informações relativas à resolução da medição de corrente.

Pode ser observado que é possível medir uma corrente mínima de 20 mA. Vale salientar que a indutância de magnetização do transformador utilizado possui o valor de 32 mH. Com essa indutância é esperada uma corrente de magnetização da ordem de 239 mA, uma resolução inferior à 10% do nominal. Dessa forma, pode ser constatado que o sistema de medição é capaz de mensurar adequadamente valores pequenos de corrente equivalentes às componentes contínuas que podem surgir.

Figura 6.18 – Corrente de magnetização apenas com a ponte primária e valor médio medido: (a) tensão do barramento primário 50% abaixo do valor nominal e sem malha *feedforward*, (b) tensão do barramento primário na condição nominal e sem malha de *feedforward* e (c) tensão nominal com malha de *feedforward*.



FONTE: Próprio autor.

Tabela 6.1 – Resolução das medições de corrente

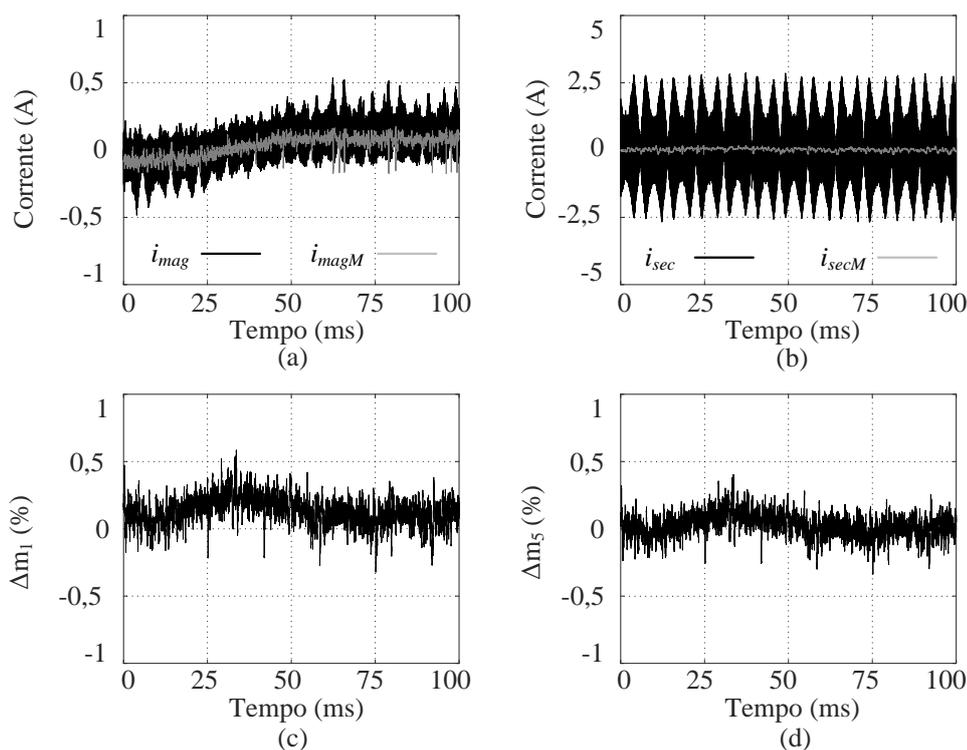
Corrente	Pico máximo	Ganho	Resolução
I_{pri}	61,1 A	0,82	19,7 mA
I_{sec}	31,9 A	0,81	20,0 mA
I_{in}	45,9 A	0,63	23,4 mA

FONTE: Próprio autor.

Além disso, considerando a densidade fluxo máximo de 470 mT, conforme a folha de especificações do fabricante do transformador, a corrente de magnetização deve suportar uma componente contínua de pelo menos 100 mA antes da saturação. Dessa forma, o controle possui sensibilidade suficiente para realizar a mitigação dessas componentes.

Para a validação experimental da malha de controle de magnetização foi realizado um degrau de referência na magnetização com e sem carga no conversor. Inicialmente na Figura 6.19 pode ser visto o resultado de um degrau de referência na magnetização sem carga. O ensaio sem carga é interessante, pois facilita a visualização dos sinais com menor ruído.

Figura 6.19 – Resposta a um degrau na referência da malha de controle da corrente de magnetização na situação sem carga: (a) corrente de magnetização e valor médio medido, (b) corrente do secundário e valor médio medido, (c) sinal de controle da ponte primária e (d) sinal de controle da ponte secundária.



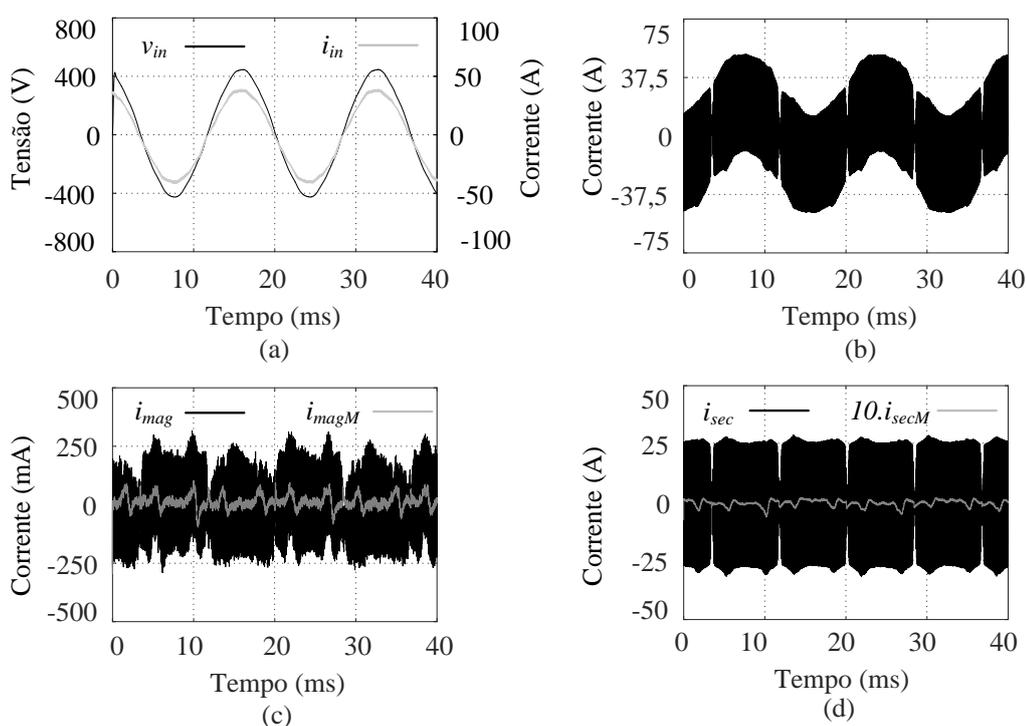
FONTE: Próprio autor.

O degrau de referência passou a corrente de magnetização na Figura 6.19a de um valor negativo de -80 mA para 80 mA. O sistema alcança o regime em aproximadamente 50 ms. É possível notar que antes e depois do degrau a corrente de magnetização apresenta uma pequena tendência de saturação (negativa antes do degrau e positiva depois do degrau), pois a componente contínua adicionada se aproxima do valor de saturação do núcleo do

transformador. Vale salientar que o transformador utilizado apresenta um pequeno limite de saturação além de uma baixa resistência nos enrolamentos que dificulta a dissipação das componentes contínuas de maneira passiva. Essas características juntas tornam muito difícil alcançar o regime nominal no conversor sem o controle de magnetização ativado, pois uma pequena componente contínua pode causar a saturação do transformador e conseqüentemente a atuação da proteção de sobrecorrente. Dessa forma é possível constatar a grande importância de possuir um controle de magnetização ativo.

Durante o degrau é possível ver que a corrente do secundário na Figura 6.19b permanece inalterada. Enquanto isso o sinal de controle Δm_1 para a ponte primária e Δm_5 para a ponte secundária podem ser vistos respectivamente na Figura 6.19c e Figura 6.19d. É possível constatar que ambos apresentam um perfil bastante semelhante, mas com magnitudes ligeiramente diferentes. Além disso, é possível ver que a amplitude desse sinal representa menos de 0,5% da moduladora máxima o que gera um impacto insignificante no THD da corrente de entrada. Na Figura 6.20 é possível analisar a medição das correntes com o conversor operando com carga nominal.

Figura 6.20 – Correntes do conversor com carga: (a) corrente e tensão CA, (b) corrente do primário do transformador, (c) corrente de magnetização e valor médio medido e (d) corrente do secundário e valor médio medido.



FONTE: Próprio autor.

Na Figura 6.20a é mostrada a corrente CA em fase com a tensão e com baixa distorção harmônica. Na Figura 6.20 é mostrada uma das correntes do primário com sua componente de baixa frequência devido à estrutura do transformador com tap central. Na Figura 6.20c e na Figura 6.20d é possível observar que com a aplicação da carga nominal ao conversor existe uma maior presença de ruído. Apesar disso, continua sendo possível obter os valores de componente contínua das correntes de magnetização e da corrente do secundário. É possível ver ondulações na medição que são semelhantes às obtidas em simulação. Além disso, vale salientar que é realizada a média de oito medições em cada período de chaveamento para que haja um menor impacto dos ruídos nos valores medidos.

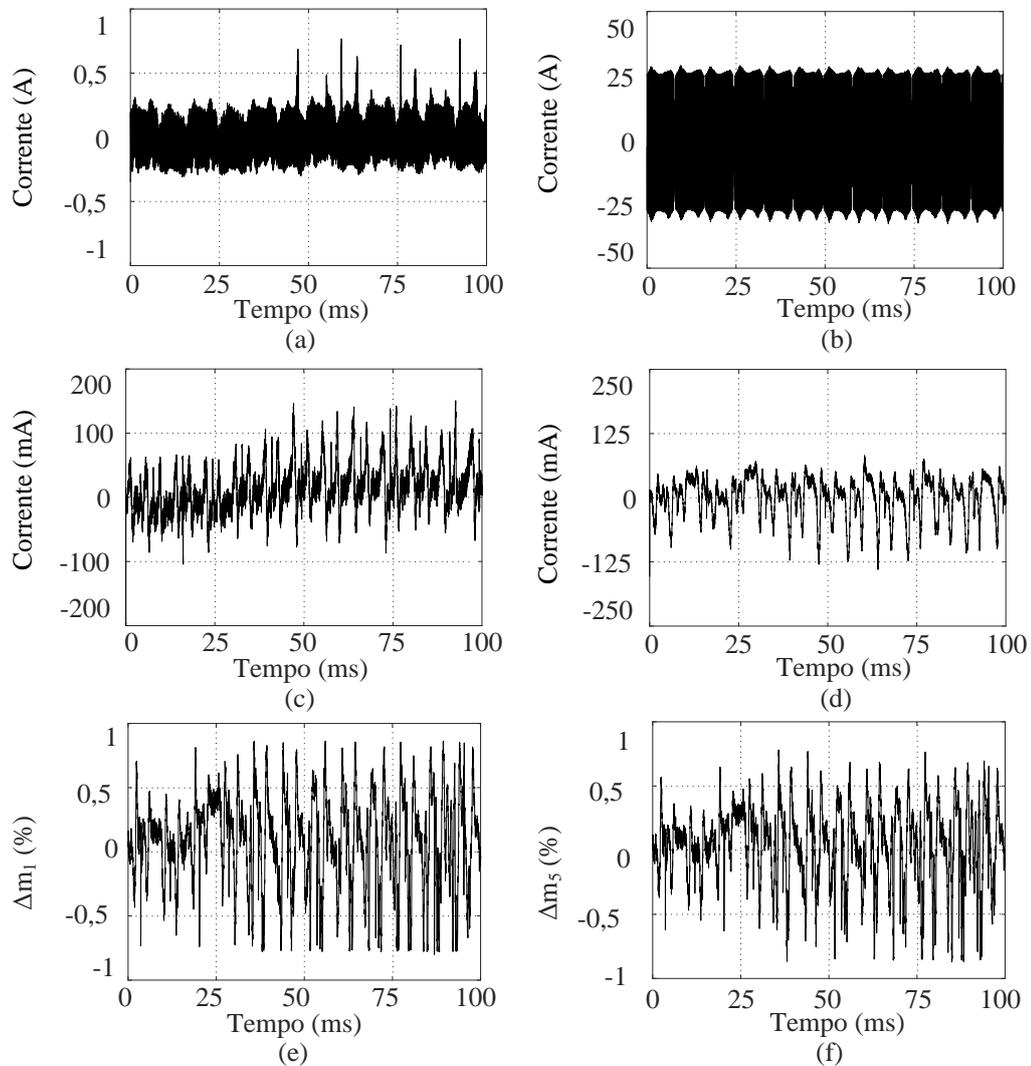
Na Figura 6.21 pode ser visto o resultado de um degrau de referência na corrente de magnetização com carga no conversor. Na Figura 6.21a a corrente de magnetização se apresenta inicialmente com componente contínua nula. Em 25 ms é aplicado um degrau de referência que insere um deslocamento de 80 mA. É possível ver mais uma vez que o sistema começa a apresentar uma pequena saturação com esse nível de deslocamento. Na Figura 6.21b pode ser visto que a corrente do secundário não apresenta nenhuma variação.

Na Figura 6.21c e na Figura 6.21d podem ser vistos os valores medidos. Apesar de possuir diversas ondulações, que também são vistas na simulação, é possível distinguir o deslocamento da corrente de magnetização enquanto a de secundário permanece com valor médio nulo. Na Figura 6.21e e na Figura 6.21f é possível ver o sinal de controle de ambas as pontes. É possível notar um aumento do valor médio do sinal de controle próximo ao instante que foi aplicado o degrau.

Além disso, a condição com componente contínua imposta após o degrau causa picos de corrente que fazem o controlador ficar bastante agressivo. Mais uma vez ambos os sinais apresentam um perfil semelhante com amplitudes ligeiramente diferentes. O sistema entra em regime em aproximadamente 50 ms.

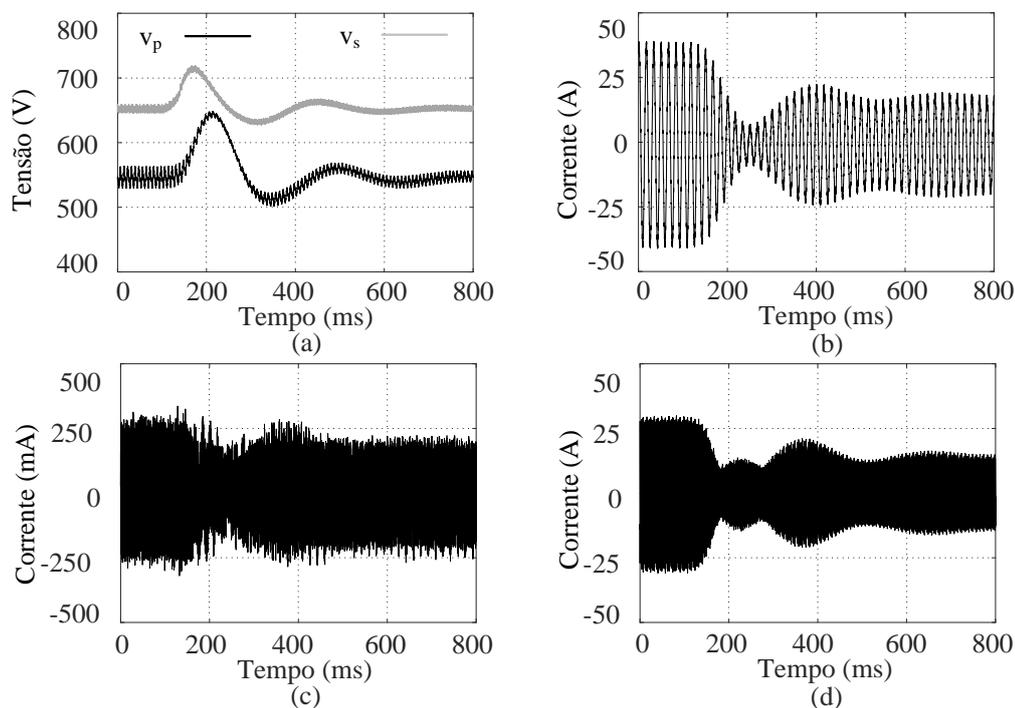
Por fim, na Figura 6.22 pode ser visto o resultado de um degrau de carga no modo retificador com o conversor. Foi considerado um degrau em modo retificador, ao invés de um bidirecional, para que fosse possível colocar ambos os barramentos em seus respectivos valores nominais e dessa maneira obter uma magnetização nominal.

Figura 6.21 – Degrau de referência na corrente de magnetização com carga aplicado em 25 ms: (a) corrente de magnetização, (b) corrente do secundário, (c) valor medido da corrente de magnetização, (d) valor medido da corrente do secundário, (e) sinal de controle da ponte primária e (f) sinal de controle da ponte secundária.



FONTE: Próprio autor.

Figura 6.22 – Degrau de carga no modo retificador: (a) tensão dos barramentos primário e secundário, (b) corrente CA, (c) corrente de magnetização e (d) corrente do secundário.

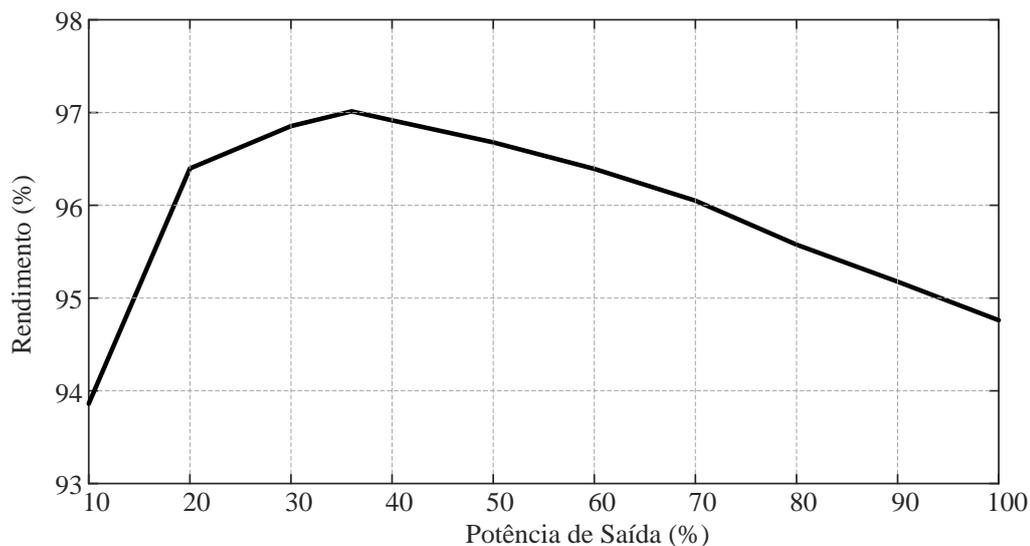


FONTE: Próprio autor.

É possível ver na Figura 6.22a as tensões dos barramentos sendo reguladas para os respectivos valores nominais. Na Figura 6.22b pode ser vista a corrente CA sendo reduzida pela metade. Na Figura 6.22c é apresentada a corrente de magnetização que possui um valor médio nulo durante o ensaio sem picos de saturação. Por fim na Figura 6.22d é mostrada a corrente do secundário que permanece com valor médio nulo durante todo o ensaio. Vale salientar que na simulação foi apresentado o mesmo degrau sem o controle de magnetização sendo observada a produção de uma grande componente contínua. Tal ensaio não pode ser replicado, pois a ausência do controle de magnetização causa a saturação do transformador e consequentemente a atuação da proteção de sobrecorrente.

Na Figura 6.23 pode ser vista a curva de rendimento do conversor considerando um módulo no modo retificador. Um rendimento máximo de 97%, em aproximadamente 36% da potência nominal, é obtido enquanto o rendimento na potência nominal de 8,33 kW é de 94,7%. É possível visualizar uma queda no rendimento do conversor com o aumento da potência devido principalmente às perdas por condução nos magnéticos fornecidos pela fabricante magmatec.

Figura 6.23 – Curva de rendimento do conversor no modo retificador.



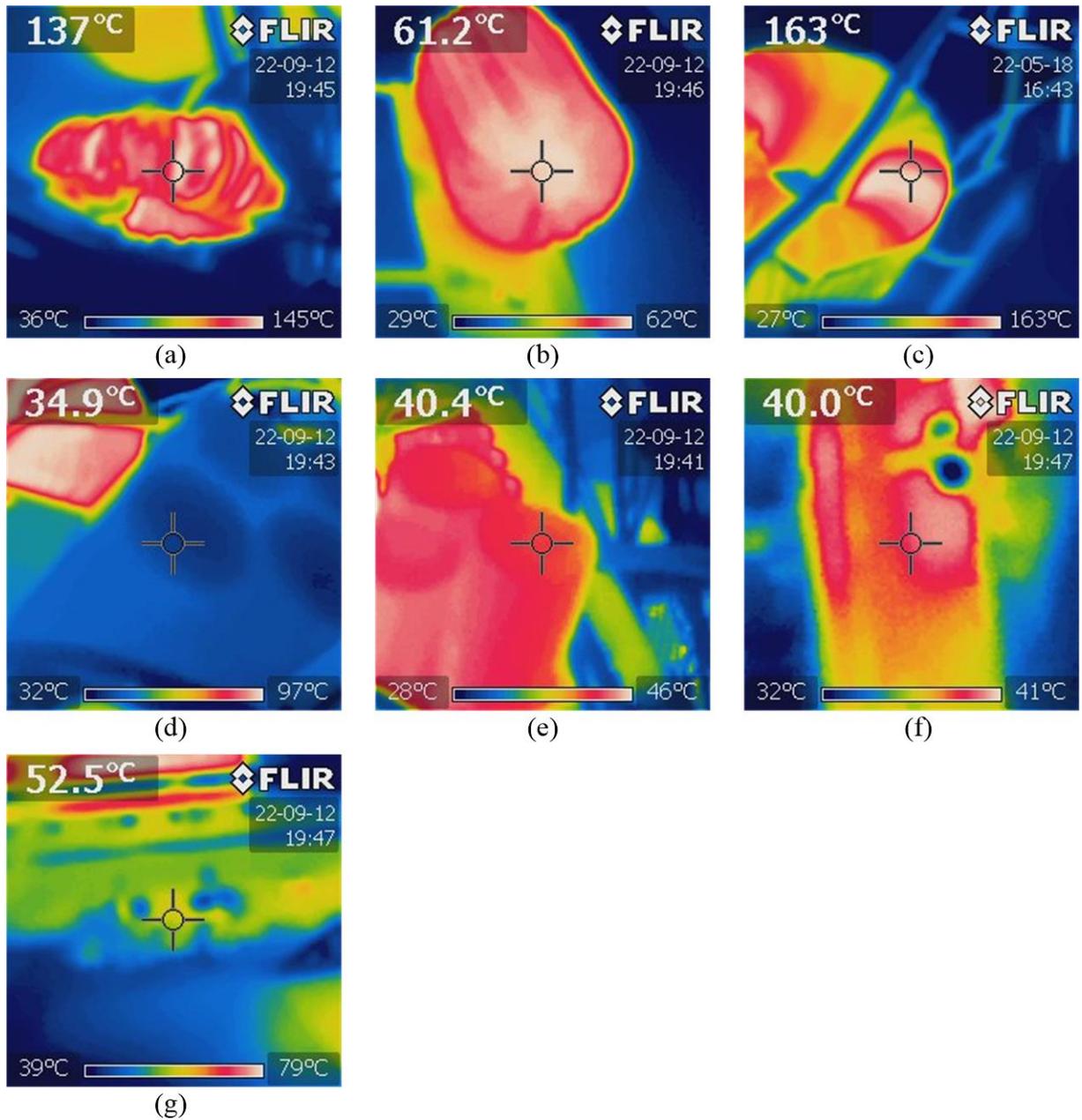
FONTE: Próprio autor.

Na Figura 6.24 pode ser vista uma foto térmica dos componentes passivos do conversor. A elevação de temperatura dos componentes é a esperada com as perdas calculadas no capítulo 3. Contudo, o resultado de 94,7% difere do apresentado na análise teórica de 96,81%. Foi constatado que essa diferença de 2% é decorrente de outros elementos passivos do circuito que não foram considerados no cálculo tais como os capacitores eletrolíticos, resistores de descarga dos barramentos, divisores resistivos de circuitos de medição, condutores e conectores. Um levantamento de tais perdas é resumido na Tabela 6.2.

Essas perdas podem ser adicionadas às perdas calculadas no capítulo 3 para a obtenção de um novo rendimento teórico de 95,58% que se apresenta condizente com o obtido experimentalmente, validando assim a análise realizada. As perdas vistas na Tabela 6.2 não foram apresentadas no capítulo 3, pois dificultaria a comparação com outras estruturas apresentadas no mesmo capítulo tendo maior significado nos resultados experimentais do presente capítulo.

No capítulo 3 também foi realizado o cálculo de um transformador otimizado utilizando três núcleos em paralelo para fins de comparação com a estrutura com dois transformadores. Esse transformador possui uma perda total de 40,14 W, uma redução de 42,8 W de perdas se comparado com a unidade produzida pela fabricante magmattec que apresenta uma perda de 82,49 W. Ambos os transformadores podem ser visualizados na Figura 6.25a.

Figura 6.24 – Foto térmica dos componentes passivos do conversor sem ventilação: (a) indutor de transferência de potência, (b) indutor de entrada, (c) transformador, (d) capacitores do secundário, (e) capacitores do primário, (f) dissipador secundario e (g) dissipador primário.



FONTE: Próprio autor.

Tabela 6.2 – Perdas em outros elementos do conversor.

Magnético	Perda	Porcentagem
Capacitores eletrolíticos do primário	40,99 W	0,49%
Capacitores eletrolíticos do secundário	14,43 W	0,17%
Resistores de descarga do primário	3,95 W	0,05%
Resistores de descarga do secundário	3,84 W	0,05%
Medição da tensão de entrada CA	3,33 W	0,04%
Medição dos barramentos	2,15 W	0,03%
Medições de corrente	0,97 W	0,01%
Cabos e conectores	32,75 W	0,39%
Total	102,41 W	1,23%

FONTE: Próprio autor.

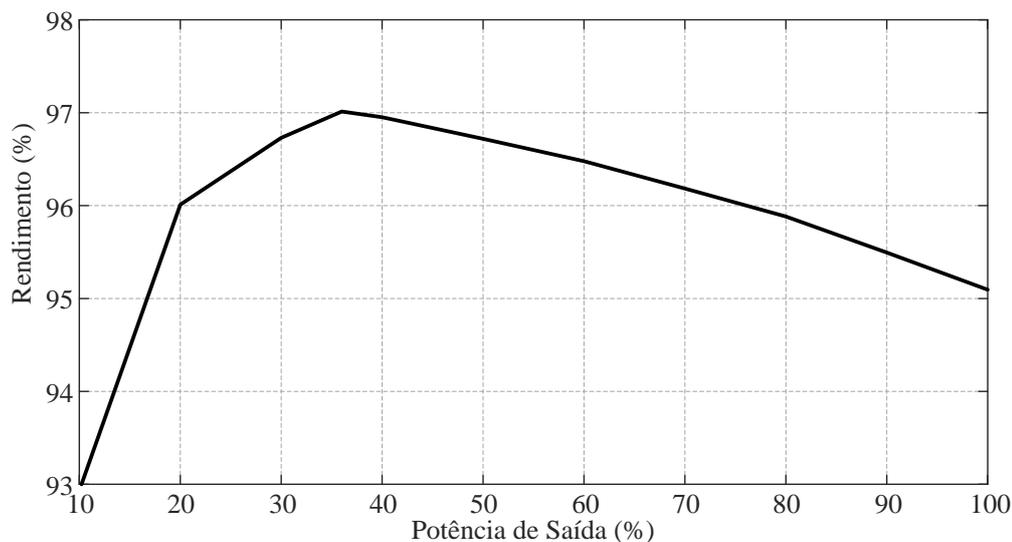
Figura 6.25 – Transformador otimizado: (a) comparação do transformador otimizado e o produzido pela empresa e (b) foto térmica do transformador otimizado sem ventilação.



FONTE: Próprio autor.

Pela figura pode ser visto que houve um aumento de 33% no volume do transformador. Apesar desse aumento do volume, e conseqüentemente das perdas no núcleo, houve uma redução significativa nas perdas de condução que acarretaram na redução das perdas totais do transformador. Essas perdas podem ser validadas pela imagem térmica da Figura 6.25b. Além disso, essa redução de 42,8 W nas perdas equivale a um aumento do rendimento de 0,51% que pode ser constatado com a realização de uma nova curva de rendimento utilizando este transformador e que pode ser vista na Figura 6.26.

Figura 6.26 – Curva de rendimento do conversor com transformador otimizado.



FONTE: Próprio autor.

O valor de pico não foi alterado permanecendo em 97% uma vez que houve uma redução das perdas de condução e aumento das perdas no núcleo do transformador. Por outro lado, no valor nominal onde as perdas de condução são maiores, foi alcançado um rendimento de 95,2%, aumento de 0,5%, validando mais uma vez os cálculos de perdas desenvolvidos.

6.2.2 Resultados Monofásicos com 3 Módulos em Série

Uma vez que cada módulo é dimensionado com as especificações da Tabela 3.12 e parâmetros da Tabela 3.13, o sistema com três módulos em série é capaz de ser conectado a uma rede de até 1150 V monofásica (equivalente a três vezes a tensão do barramento primário). Uma vez que as fontes de tensão alternada do laboratório são muito inferiores a esse valor, foi realizada uma redução do ponto de operação do conversor para a realização dos testes necessários para a validação da estrutura.

Foi escolhido manter a mesma tensão CA e as tensões dos barramentos foram reduzidas em um terço para que fosse mantido o mesmo índice de modulação, uma vez que serão cascateados três módulos na mesma fase. Dessa forma a tensão do barramento primário é de 181 V, do secundário de 217 V enquanto a tensão de entrada permanece em 308 V.

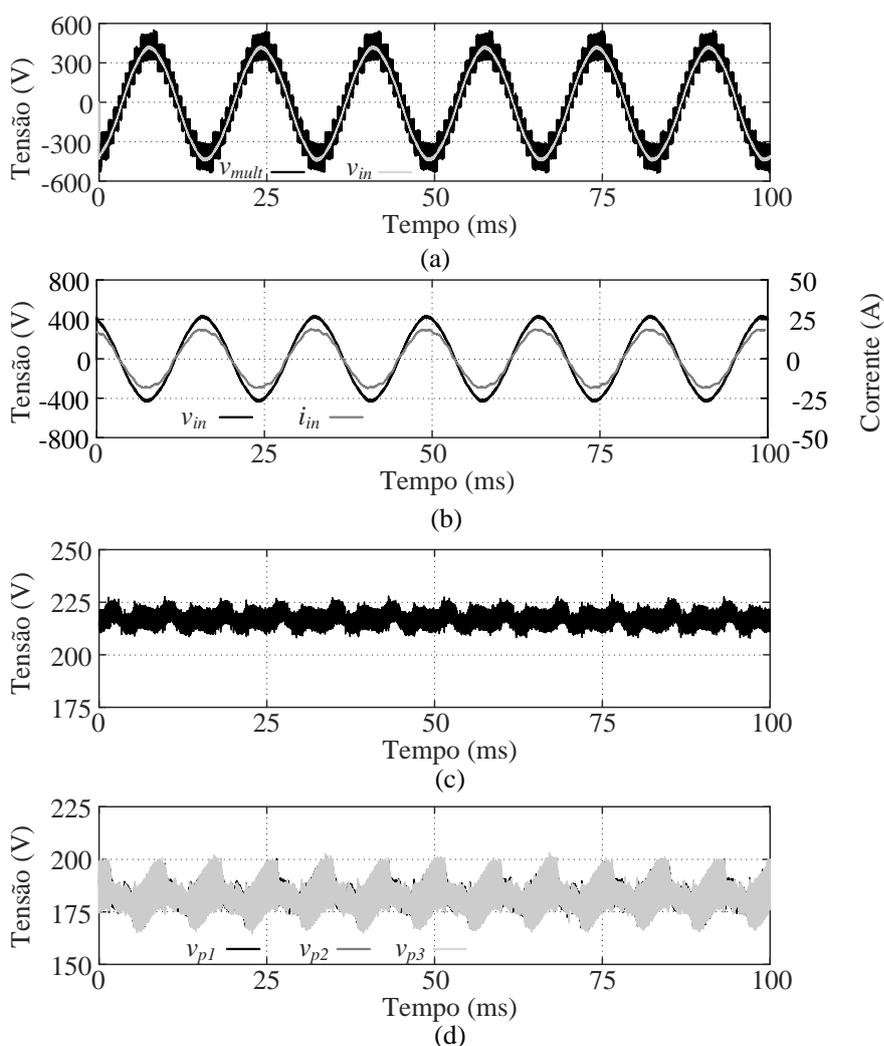
Uma vez que a tensão foi reduzida a um terço, a potência em cada módulo deve ser reduzida a um nono para que seja obtido o mesmo ângulo de defasagem de 30°. Dessa forma, cada módulo teria uma potência nominal de 926 W, totalizando 2,8 kW com três módulos. Com essa potência a corrente de entrada CA possui um valor de apenas 9 A. Esse

valor baixo de corrente pode ocasionar uma deformação na forma de onda da corrente ou mesmo a instabilidade do sistema segundo [79] uma vez que os núcleos toroidais apresentam uma grande variação de permeabilidade e conseqüentemente de indutância.

Dessa forma, optou-se por estabelecer uma maior potência no conversor alcançando assim o valor de 3,9 kW (1,3 kW por módulo) com uma corrente de 13 A na porta CA e um ângulo de defasagem de aproximadamente 41° em cada módulo.

Na Figura 6.27 podem ser vistos resultados do conversor operando no modo retificador nas especificações anteriormente descritas.

Figura 6.27 – Regime permanente no modo retificador com três módulos em uma fase: (a) tensão multinível e tensão CA, (b) tensão e corrente CA, (c) tensão do barramento secundário e (d) tensão dos barramentos primários.



FONTE: Próprio autor.

É possível observar na Figura 6.27a que o conversor em sua condição de índice de modulação de 0,8 alcança 11 níveis na tensão multinível sendo capaz de modular a tensão de entrada CA de 308 V. Segundo a equação (3.2) o conversor com três módulos é capaz de alcançar até 13 níveis. Dessa maneira seria possível modular até 385 V nessa condição de barramento reduzido.

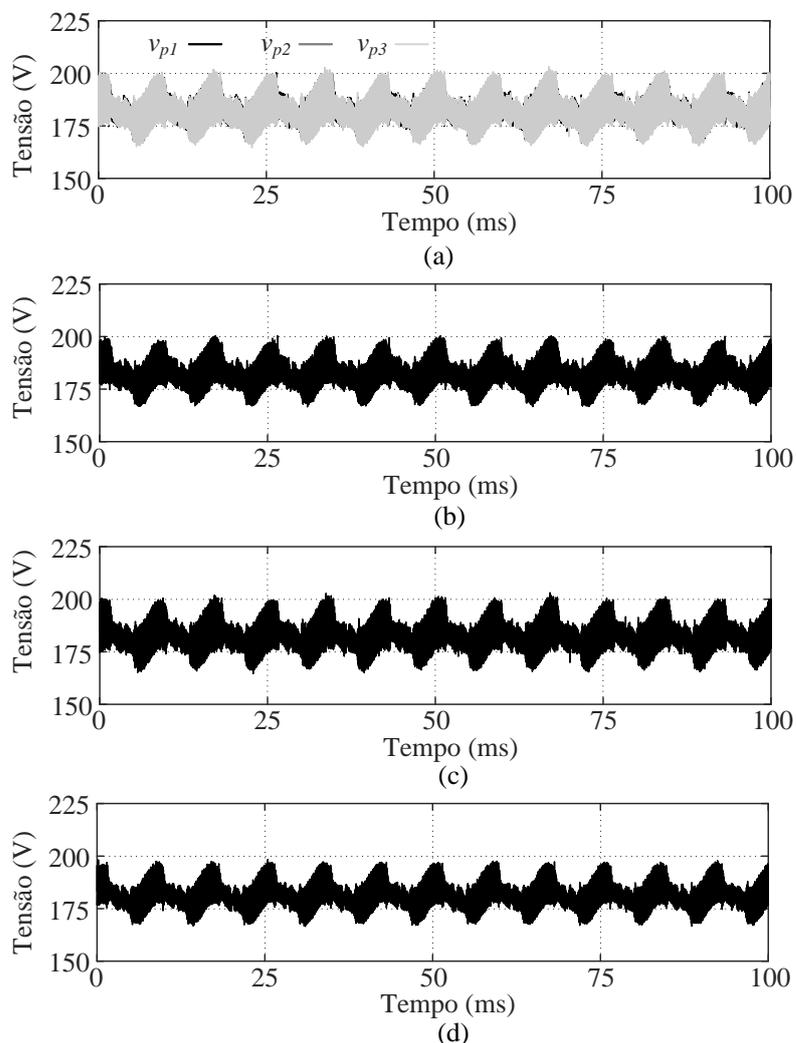
Na Figura 6.27b pode ser visualizada a tensão e corrente CA em fase e com baixa distorção harmônica. O THD da corrente foi de 4,17%. Esse valor é superior ao encontrado em um único módulo. Contudo, conforme mencionado anteriormente, a redução da corrente produz uma variação da indutância de entrada que pode causar deformações na corrente e afetar o THD. Na Figura 6.27c pode ser vista a tensão do barramento secundário regulada em 217 V e na Figura 6.27d são apresentadas as tensões nos barramentos primários reguladas e equilibradas em 181 V. Uma vez que as tensões dos barramentos primários estão sobrepostas, na Figura 6.28 são apresentadas em quadros diferentes para uma melhor visualização individual.

Vale salientar que a tensão multinível apresentada na Figura 6.27 representa a multinível total do cascadeamento sendo a soma das tensões multiníveis de cada módulo. Conforme discutido no capítulo 3 é necessário que haja uma defasagem de 60° entre as portadoras de cada módulo conforme equação (3.1). Na Figura 6.29 é possível visualizar as tensões multiníveis e a respectiva defasagem entre elas.

Na Figura 6.30 são apresentadas as tensões e correntes dos três transformadores. É possível constatar que a tensão do primário de cada transformador está adiantada da tensão do secundário caracterizando a operação como retificador e consequente transferência de potência do primário para o secundário. Além disso, é possível visualizar que a mesma defasagem de 60° que ocorre entre as tensões multiníveis está presente nas tensões dos transformadores.

Na Figura 6.31 podem ser visualizadas as correntes dos transformadores. Na Figura 6.31a podem ser vistas as correntes do secundário todas com média igual a zero e defasadas em 60° uma das outras. Além disso, é possível observar uma boa divisão da potência entre os módulos. Foi obtida uma corrente eficaz de 8,36 A, 8,43 A e 8,63 A para as correntes i_{sec1} , i_{sec2} e i_{sec3} respectivamente. Na Figura 6.31b podem ser visualizadas as correntes do primário com sua componente em baixa frequência.

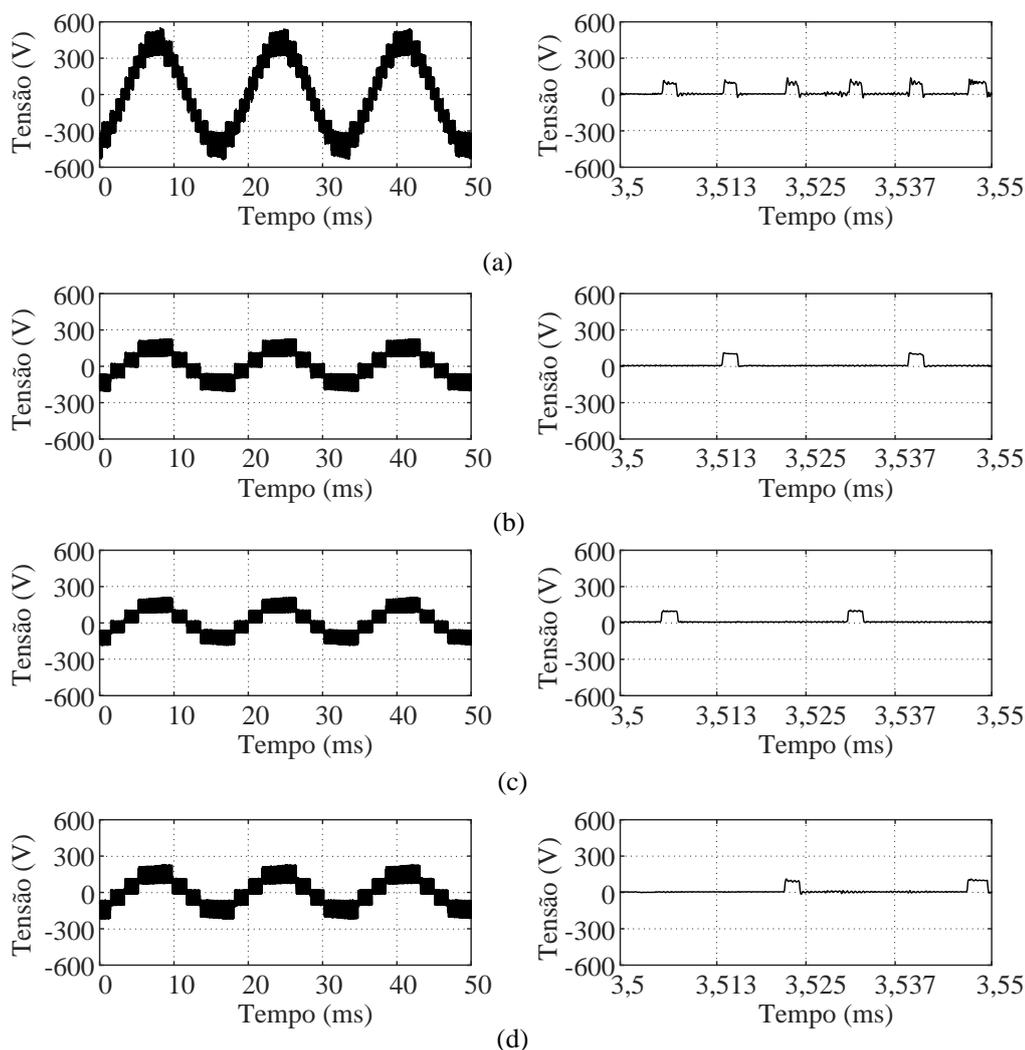
Figura 6.28 – Tensões dos barramentos primários: (a) sobrepostas, (b) módulo 1, (c) módulo 2 e (d) módulo 3.



FONTE: Próprio autor.

Na Figura 6.32 é possível ver o espectro da corrente de entrada considerando três módulos cascadeados em uma única fase no modo retificador. É possível ver na Figura 6.32a que o cascadeamento de módulos produz componentes que são múltiplas de seis vezes a frequência de chaveamento. Além disso, na análise das componentes de baixa frequência a injeção de harmônicos continua dentro dos limites estabelecidos pela norma IEC61000-3-4 conforme visto na Figura 6.32b.

Figura 6.29 – Tensões multiníveis: (a) total, (b) módulo 1, (c) módulo 2 e (d) módulo 3.

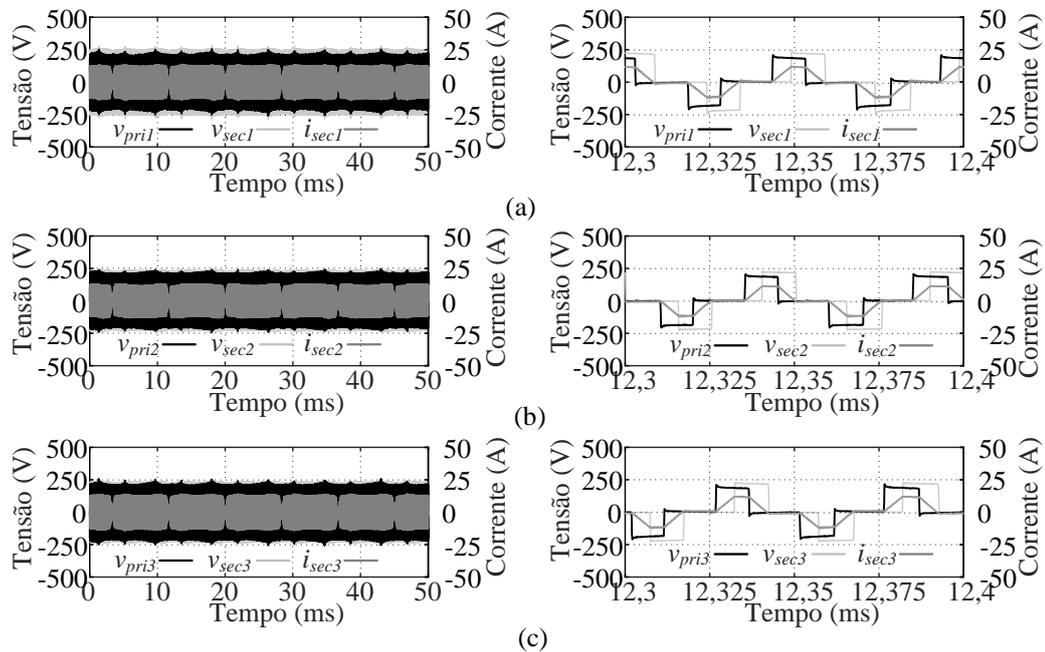


FONTE: Próprio autor.

Na Figura 6.33 são apresentados os espectros das tensões dos barramentos considerando três módulos cascadeados em uma única fase no modo retificador. Uma vez que os três módulos são alimentados por uma única fase, as componentes presentes nas tensões dos barramentos são semelhantes às vistas com um único módulo. Mais uma vez a componente de quarta ordem no barramento secundário é superior à de segunda ordem acontecendo o inverso na tensão do primário.

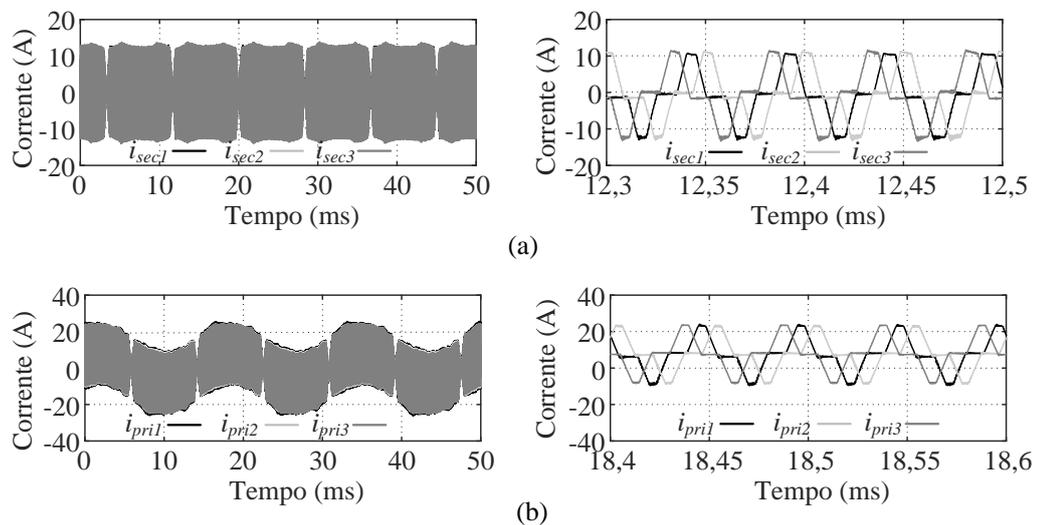
Para a validação da malha de balanceamento dos módulos foi realizado um degrau de referência no valor da tensão dos barramentos. Na Figura 6.34 pode ser visto um aumento no valor de referência. Inicialmente a tensão no barramento secundário está no valor de 180 V e é aumentada para 217 V enquanto as tensões nos barramentos primários estão inicialmente em 150 V e são elevadas para 181 V.

Figura 6.30 – Tensões e correntes do secundário dos transformadores no modo retificador com 3 módulos em uma fase: (a) módulo 1, (b) módulo 2 e (c) módulo 3.



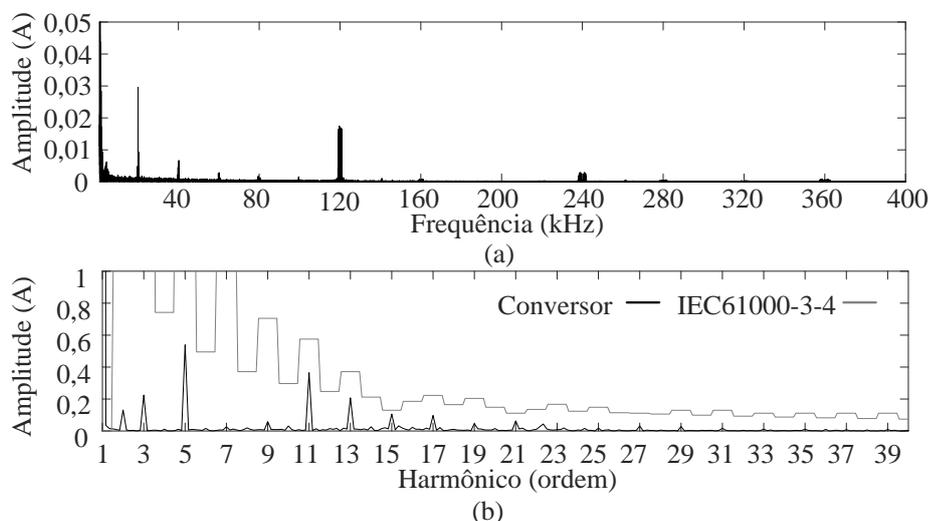
FONTE: Próprio autor.

Figura 6.31 – Correntes dos transformadores no modo retificador com três módulos em uma fase: (a) secundárias e (b) primárias.



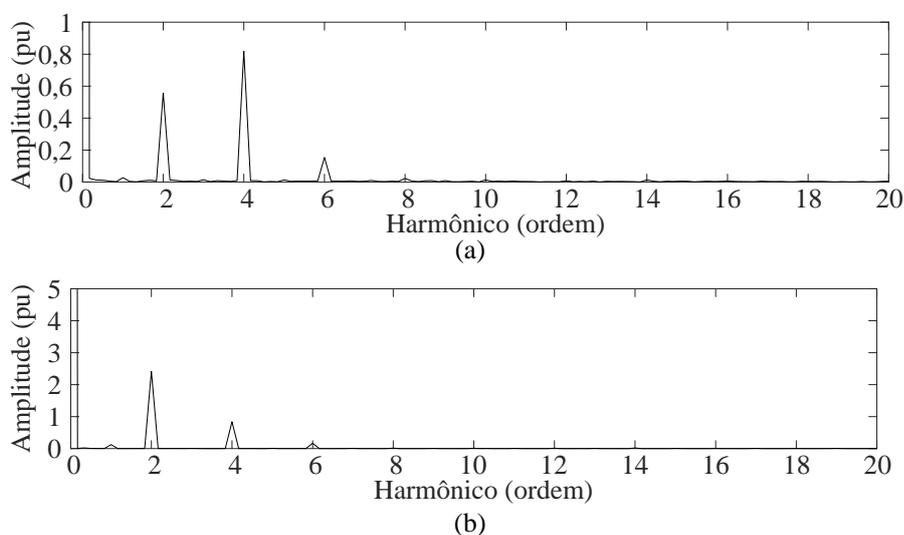
FONTE: Próprio autor.

Figura 6.32 – Espectro da corrente de entrada com três módulos em uma fase no modo retificador: (a) alta frequência e (b) baixa frequência.



FONTE: Próprio autor.

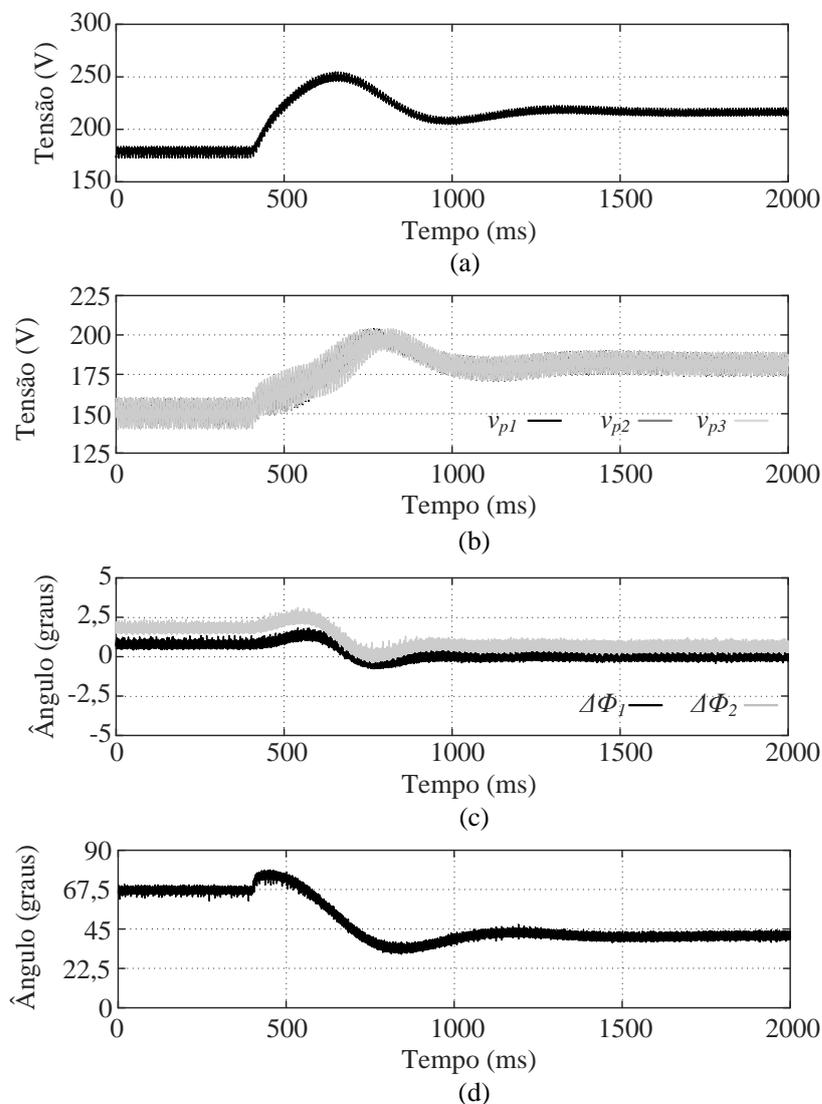
Figura 6.33 – Espectro das tensões dos barramentos considerando três módulos em uma fase: (a) secundário e (b) primário do módulo 1.



FONTE: Próprio autor.

Na Figura 6.34b é possível visualizar que os barramentos se apresentam equilibrados durante todo o ensaio. Além disso, na Figura 6.34c é possível ver que cada módulo finaliza o degrau processando uma potência ligeiramente diferente devido aos incrementos de ângulos adicionados pela malha de balanceamento. Na Figura 6.34d pode ser visualizado o ângulo de defasagem do conversor. É possível ver uma característica de sistema de fase não mínima, pois o sistema inicia aumentando o ângulo antes de diminuir.

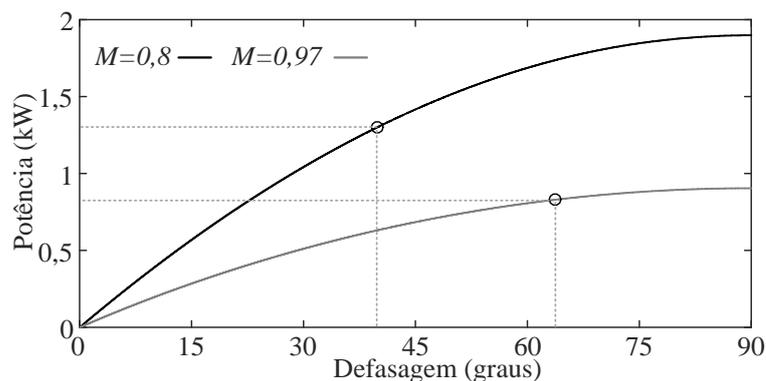
Figura 6.34 – Degrau de subida de referência da tensão dos barramentos com três módulos em uma fase: (a) tensão do barramento secundário, (b) tensões dos barramentos primários, (c) incremento de ângulo do módulo 1 e módulo 2 e (d) ângulo de defasagem.



FONTE: Próprio autor.

Além disso, é interessante notar que, apesar de a tensão do barramento secundário ter aumentado, o ângulo de defasagem diminuiu, pois também houve um aumento da tensão do barramento primário e conseqüente redução do índice de modulação. A redução do índice de modulação faz com que seja necessário um menor ângulo de defasagem, podendo inclusive ser inferior ao valor anterior. Essa característica é condizente com a modelagem realizada no capítulo 3 para a potência do transformador e pode ser visualizada na Figura 6.35.

Figura 6.35 – Variação do ângulo de defasagem durante o degrau de referência.



FONTE: Próprio autor.

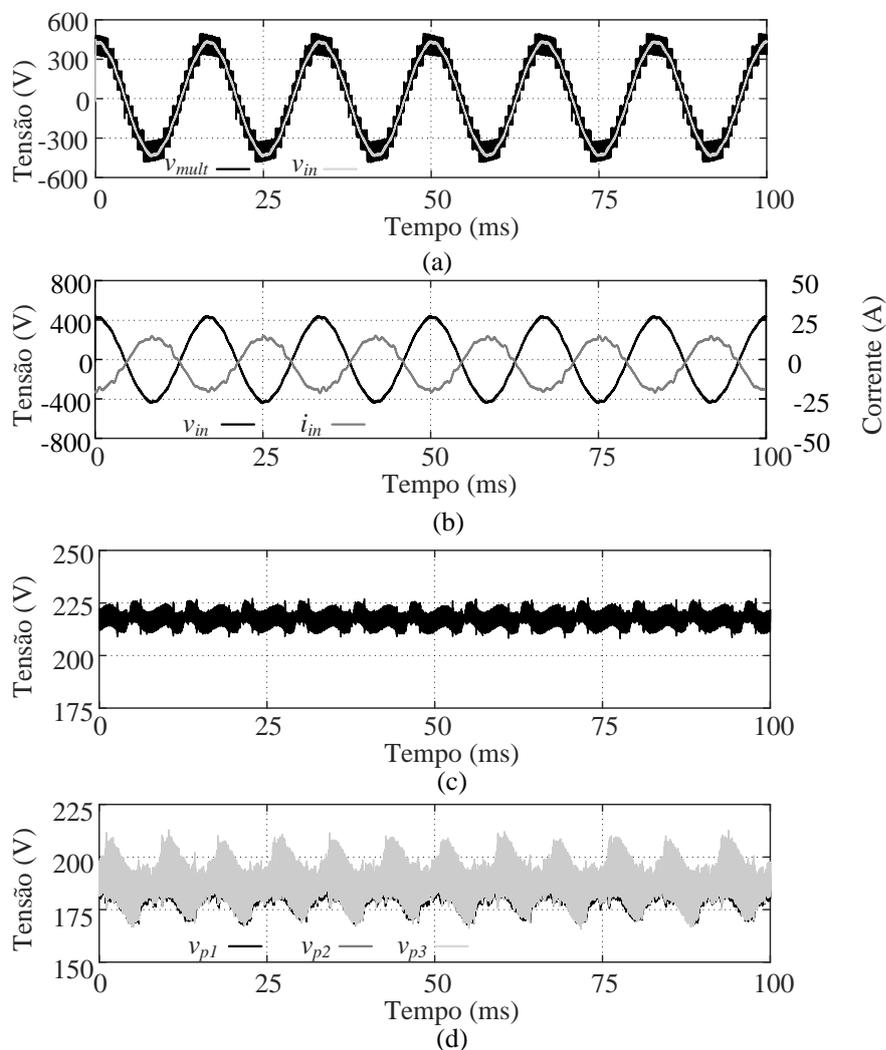
Na Figura 6.36 são apresentados resultados com o conversor operando em regime permanente no modo inversor. Na Figura 6.36a é possível ver a tensão multinível com 11 níveis e na Figura 6.36b pode ser visualizada a corrente com um THD de 6,73% em oposição de fase com a tensão de entrada. Na Figura 6.36c pode ser vista a tensão do barramento secundário e na Figura 6.36d as tensões dos barramentos primários todas reguladas e balanceadas nos respectivos valores de referência.

Na Figura 6.37 pode ser visualizado o espectro da corrente CA no modo inversor. É possível ver as componentes múltiplas de seis vezes a frequência do chaveamento. Além disso, é possível visualizar a presença de uma maior componente de décima terceira, décima sétima e décima nona ordem no conversor estando elas pouco acima dos estabelecidos da norma. Como mencionado anteriormente, a corrente fora do valor nominal nos indutores ocasiona variações de indutância que podem ocasionar distorções na forma de onda.

Na Figura 6.38a pode ser visto o espectro da tensão do barramento secundário e na Figura 6.38b o da tensão do barramento primário do módulo 1. Semelhante à operação no modo retificador, ambas as tensões apresentam principalmente uma componente de segunda e uma de quarta ordem, sendo a de segunda ordem predominante no barramento primário e a de quarta ordem predominante no secundário.

Na Figura 6.39 podem ser visualizadas as tensões e correntes dos secundários dos transformadores dos três módulos no modo inversor. É possível ver uma defasagem de 60° entre os módulos e a tensão do secundário adiantada da tensão do primário uma vez que o conversor está operando no modo inversor.

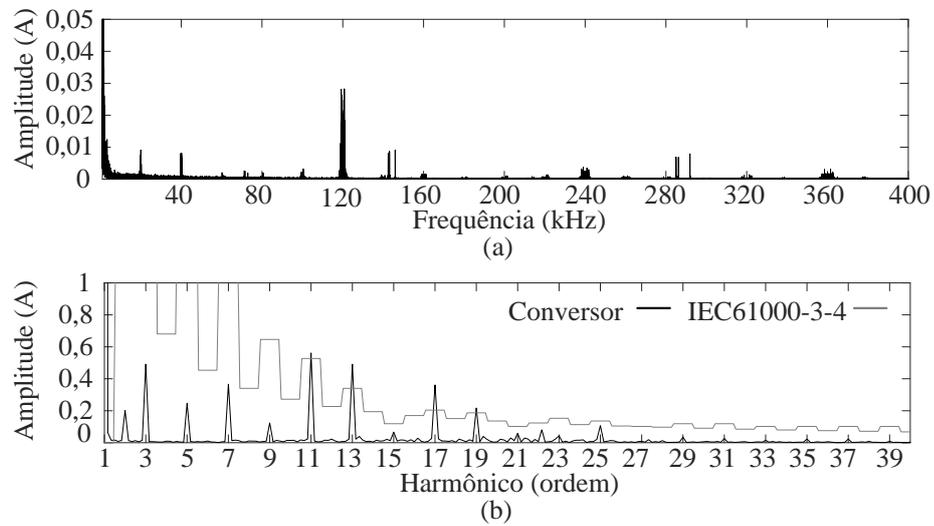
Figura 6.36 – Regime permanente no modo inversor com três módulos em uma fase: (a) tensão multinível e tensão de entrada, (b) tensão e corrente CA, (c) tensão do barramento secundário e (d) tensão dos barramentos primários.



FONTE: Próprio autor.

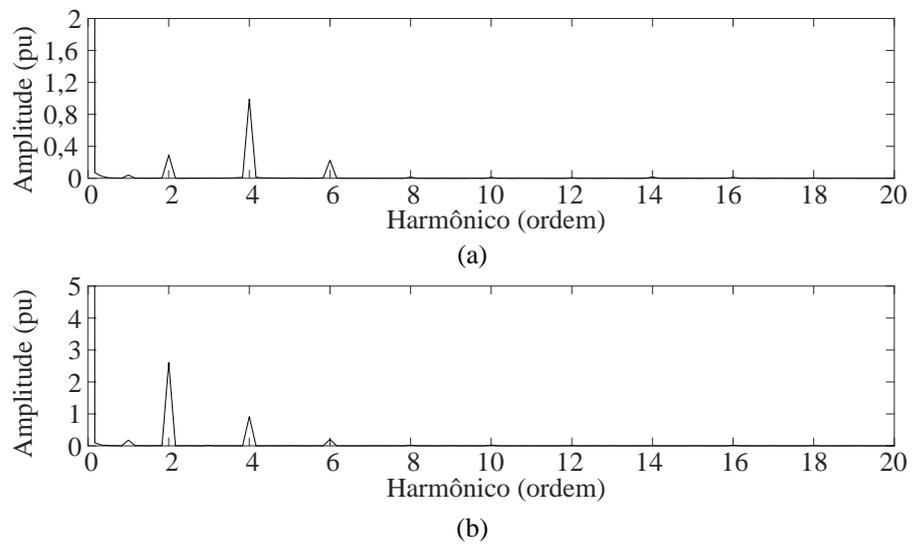
Na Figura 6.40 podem ser visualizadas as correntes dos transformadores evidenciando a defasagem de 60° entre elas. Além disso, as correntes se apresentam bem equilibradas apresentando um valor eficaz de 9,01 A, 9,03 A e 9,06 A respectivamente para a corrente i_{sec1} , i_{sec2} e i_{sec3} . Também é possível visualizar a componente de baixa frequência na corrente do primário.

Figura 6.37 – Espectro da corrente CA com três módulos em uma fase no modo inversor: (a) alta frequência e (b) baixa frequência.



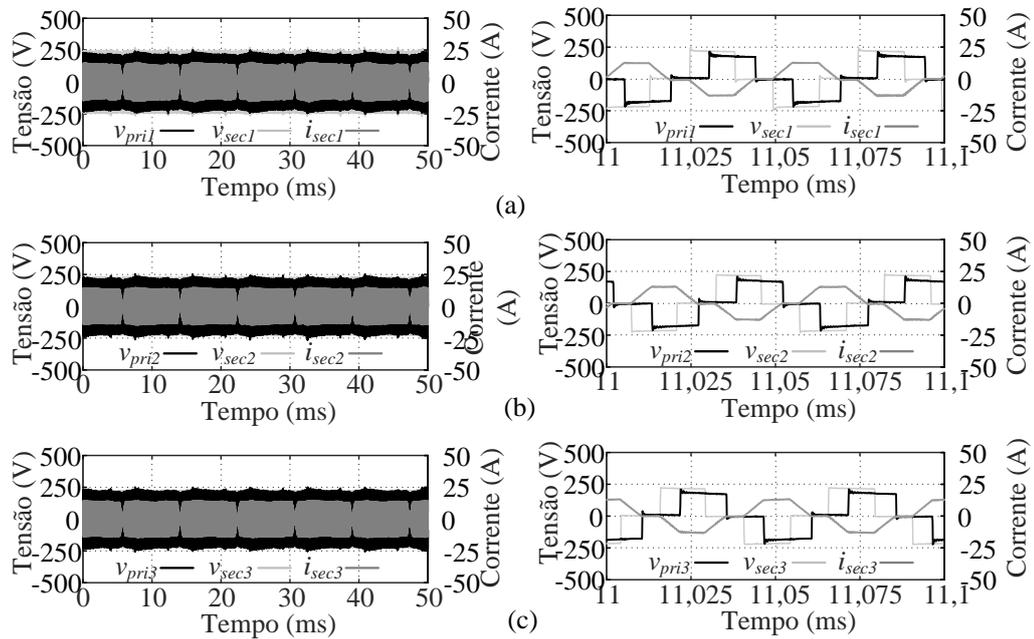
FONTE: Próprio autor.

Figura 6.38 – Espectro das tensões dos barramentos com três módulos em uma fase no modo inversor: (a) secundário e (b) primário do módulo 1.



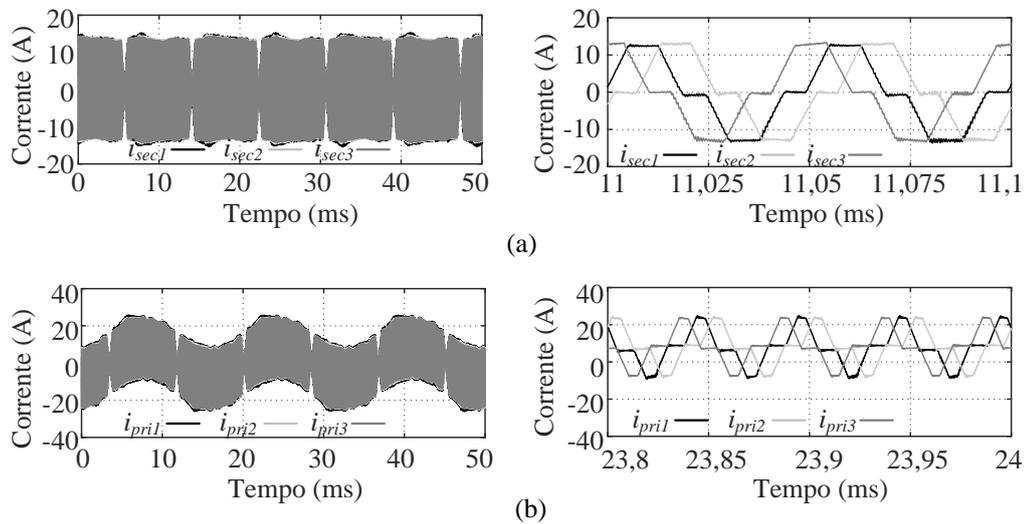
FONTE: Próprio autor.

Figura 6.39 – Tensões e correntes dos secundário dos transformadores no modo inversor com três módulos em uma fase: (a) módulo 1, (b) módulo 2 e (c) módulo 3.



FONTE: Próprio autor.

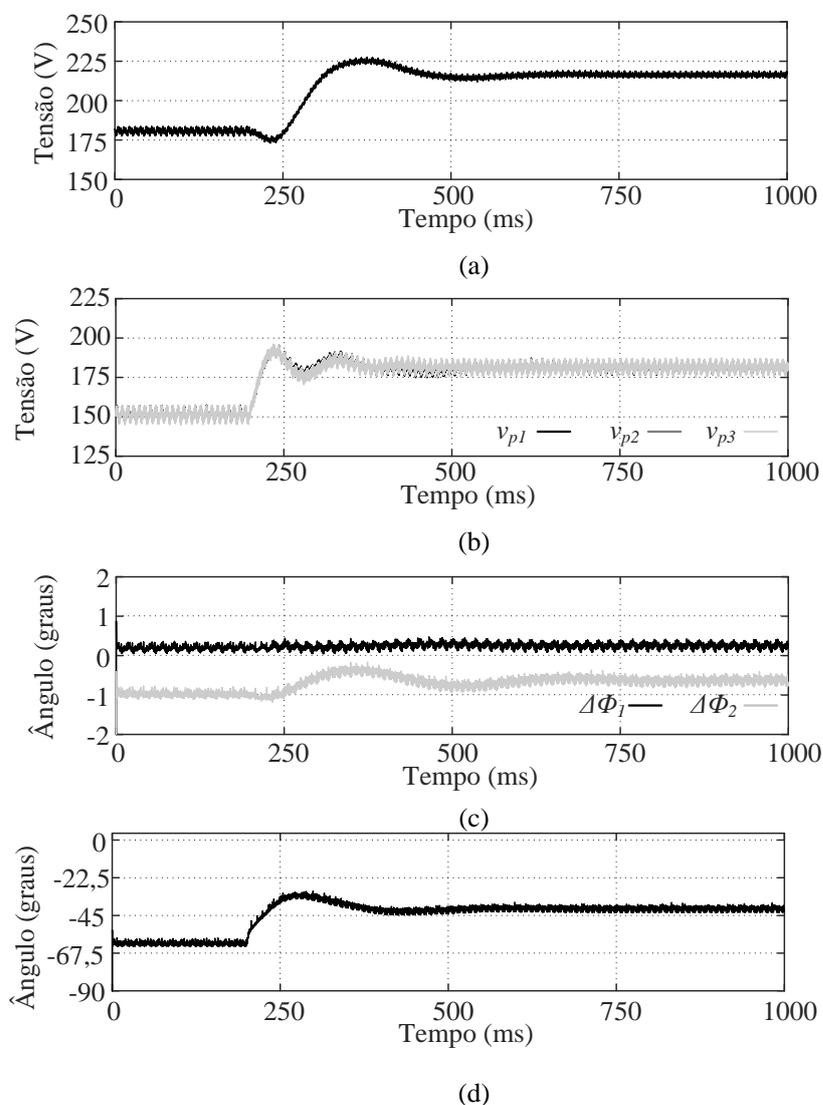
Figura 6.40 – Correntes dos transformadores com três módulos em uma fase no modo inversor: (a) secundárias e (b) primárias.



FONTE: Próprio autor.

Também foi aplicado um degrau de referência nas tensões dos barramentos operando em modo inversor. Esse resultado pode ser visto na Figura 6.41.

Figura 6.41 – Degrau de elevação de referência da tensão dos barramentos no modo inversor com três módulos em uma fase: (a) tensão do barramento secundário, (b) tensões dos barramentos primários, (c) incremento de ângulo do módulo 1 e módulo 2 e (d) ângulo de defasagem.



FONTE: Próprio autor.

Semelhante ao ensaio realizado no modo retificador o conversor está inicialmente com uma tensão de 150 V no barramento primário e 180 V no secundário. Em 200 ms as tensões dos barramentos são elevadas para 181 V e 217 V respectivamente para o primário e secundário. É possível visualizar uma dinâmica diferente da obtida com o conversor no modo retificador, uma vez que o conversor apresenta uma tendência natural de se balancear no modo retificador, enquanto no modo inversor existe uma tendência de desbalanceamento.

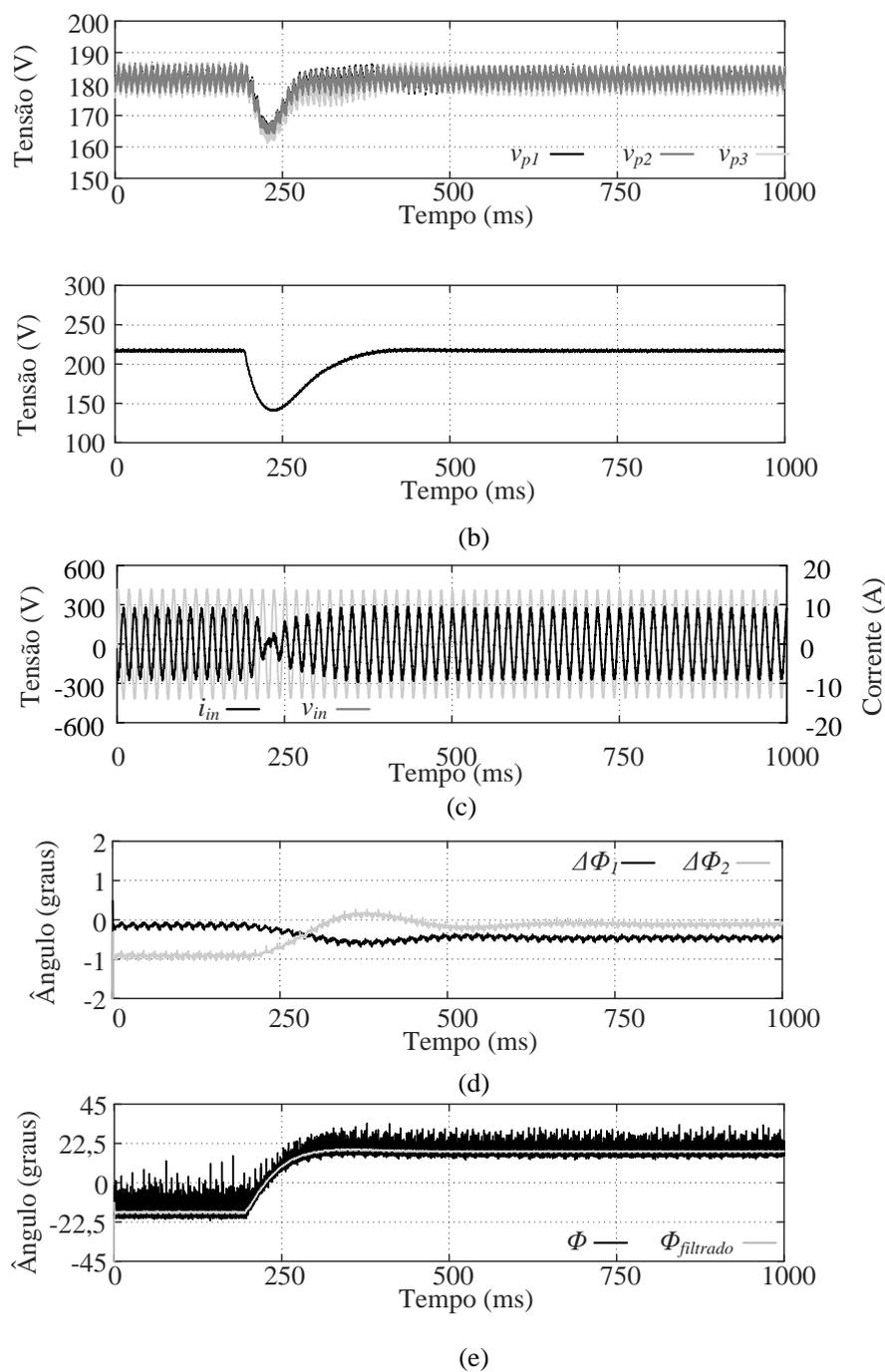
Contudo, é possível observar que a malha de balanceamento mantém o conversor equilibrado durante todo o ensaio através dos incrementos no ângulo de defasagem.

Na Figura 6.42 são apresentados os resultados de um teste de inversão de fluxo de potência. Inicialmente o conversor está operando no modo inversor com 50% da potência do ponto de operação definido nessa sessão e através da aplicação de uma carga no barramento secundário o conversor inverte o fluxo de potência para 50% no modo retificador, representando assim uma variação de 100% de carga.

É possível observar na Figura 6.42a que as três tensões dos barramentos primários se apresentam equilibradas durante todo o ensaio. Na Figura 6.42b pode ser visto que a tensão do barramento secundário, após o afundamento de tensão, volta a ser regulada em seu valor de 217 V. Na Figura 6.42c é possível ver a mudança de fase na corrente de entrada, estando inicialmente em oposição e se mantendo em fase após o degrau. Na Figura 6.42d é possível visualizar os incrementos de ângulo dos módulos 1 e 2 que apresentam uma inversão de sinal durante o degrau fazendo o módulo 2 transferir mais potência que o módulo 1 em ambos os sentidos de fluxo de potência. Na Figura 6.42e pode ser visto o ângulo de defasagem variando desde o valor de -20° , caracterizando a operação em modo inversor com metade da carga, e passando para 20° no modo retificador. O degrau bidirecional inverso, de modo retificador para o modo inversor, também foi realizado com 100% de variação de carga e os resultados podem ser vistos na Figura 6.43.

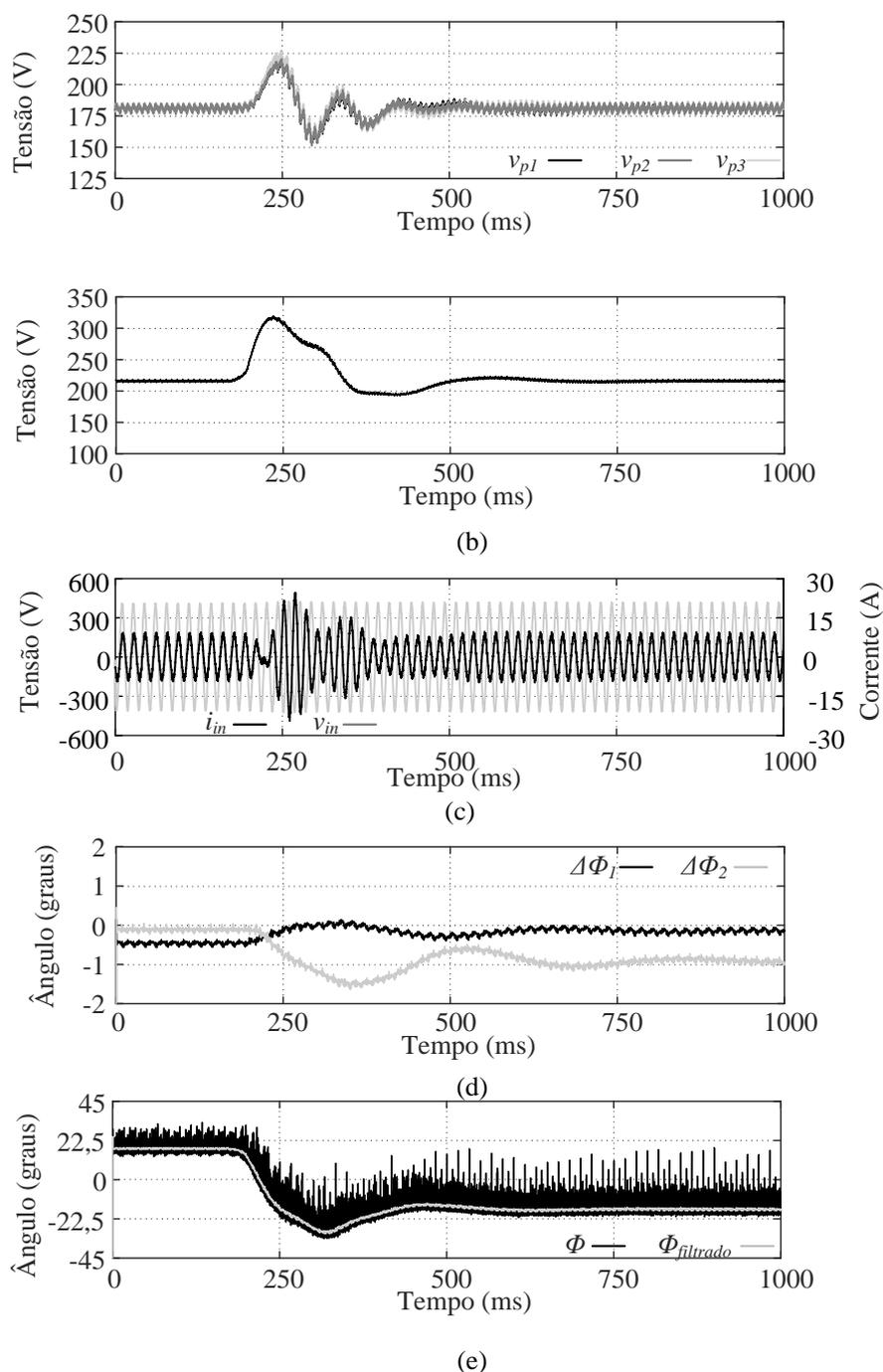
É possível ver uma dinâmica mais oscilatória que o degrau contrário, semelhante ao que acontece em simulação. Apesar disso, pode ser visto na Figura 6.43a que as tensões dos barramentos primários permanecem equilibradas durante todo o ensaio com um sobressinal de 21% enquanto a tensão do barramento secundário, como pode ser vista na Figura 6.43b, apresenta um sobressinal de 49%. Na Figura 6.43c pode ser vista a mudança de fase da corrente CA com um pico máximo de 25 A. Na Figura 6.43d pode ser vista a inversão no sinal dos valores dos incrementos dos ângulos mantendo o módulo 2 processando mais potência em ambos os fluxos de potência. Na Figura 6.43e é possível ver que o controlador da tensão do barramento secundário não saturou em nenhum momento realizando a inversão do ângulo de um valor positivo para o negativo oposto.

Figura 6.42 – Degrau bidirecional do modo inversor para o retificador com três módulos em uma fase: (a) tensões dos barramentos primários, (b) tensão do barramento secundário, (c) tensão e corrente CA, (d) incrementos de ângulo do módulo 1 e módulo 2 e (e) ângulo de defasagem.



FONTE: Próprio autor.

Figura 6.43 – Degrau bidirecional do modo retificador para o inversor com três módulos em uma fase: (a) tensões dos barramentos primários, (b) tensão do barramento secundário, (c) tensão e corrente CA, (d) incrementos de ângulo do módulo 1 e módulo 2 e (e) ângulo de defasagem.



FONTE: Próprio autor.

Apesar da operação fora do ponto nominal, devido às limitações do laboratório, as características inerentes ao cascadeamento dos módulos como uma tensão multinível com

mais níveis de tensão, a defasagem entre as portadoras de cada módulo ocasionando defasagem semelhante nas tensões e correntes dos transformadores, assim como o balanceamento dos módulos, apresentam grande semelhança às apresentadas na simulação do protótipo. Além disso, apesar de não ser utilizado um sistema trifásico com nove módulos, é possível encontrar uma grande similaridade com os resultados dinâmicos obtidos em simulação, podendo assim ser validada a estrutura cascadeada.

6.2.3 Resultados Trifásicos com um Módulo em Cada Fase

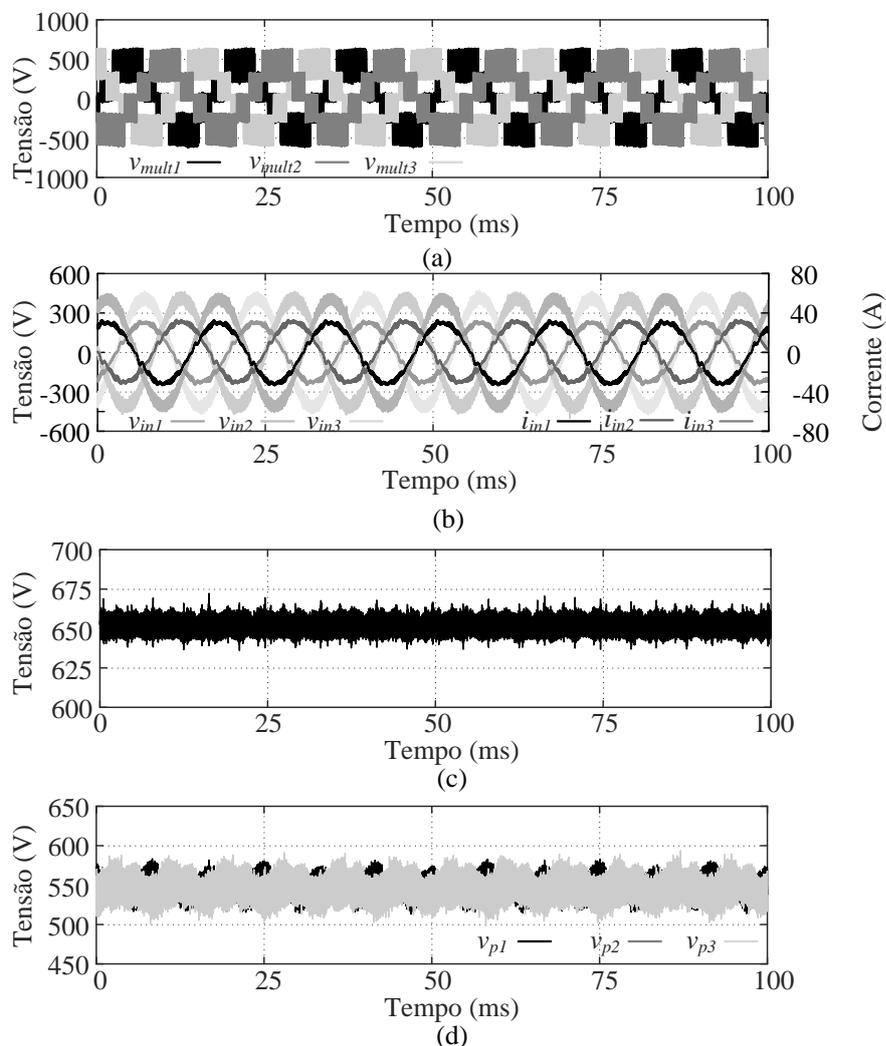
Na Figura 6.44 podem ser vistos resultados com o conversor operando no modo retificador no sistema trifásico. Nessa situação ao invés de conectar os módulos numa estrutura cascadeada foi conectado um módulo em cada fase do sistema.

Na Figura 6.44a podem ser visualizadas as tensões multiníveis do conversor. Cada tensão multinível apresenta uma defasagem de 120° entre a outra semelhante às defasagens presente em um sistema trifásico equilibrado. Na Figura 6.44b podem ser vistas as tensões e correntes CA. É possível notar que as correntes se apresentam bem equilibradas e em fase com a respectiva tensão de fase do sistema. Foi obtido um THD de 4,62%, 4,49% e 4,12% em cada uma das correntes. Na Figura 6.44c é possível ver a tensão do barramento secundário em seu valor nominal de 650 V. Na Figura 6.44d podem ser visualizadas as tensões dos barramentos primários. É possível notar que há uma defasagem de 120° entre elas e que se apresentam bem balanceadas. A potência obtida com o modo trifásico foi de 20 kW, ao invés de 25 kW nominais que deveriam ser obtidos com três módulos, devido à limitação de cargas que suportassem a tensão do barramento secundário de 650 V.

Na Figura 6.45 podem ser visualizadas as tensões e correntes dos transformadores. É possível observar que cada módulo está em fase com os demais, mas operando com ciclo de trabalhos diferente devido à defasagem entre as moduladoras de 120° . Além disso, é possível ver que a tensão do enrolamento primário está adiantada da tensão do secundário caracterizando uma operação como retificador.

Na Figura 6.46 é possível visualizar as correntes do transformador. Pode ser notado que as correntes do secundário se apresentam em fase possuindo valores diferentes de ciclo de trabalho. Os valores eficazes obtidos são de 13,36 A, 13,16 A e 13,76 A respectivamente para a corrente i_{sec1} , i_{sec2} e i_{sec3} . Além disso, a componente fundamental das correntes dos enrolamentos primários apresenta uma defasagem de 120° entre os módulos.

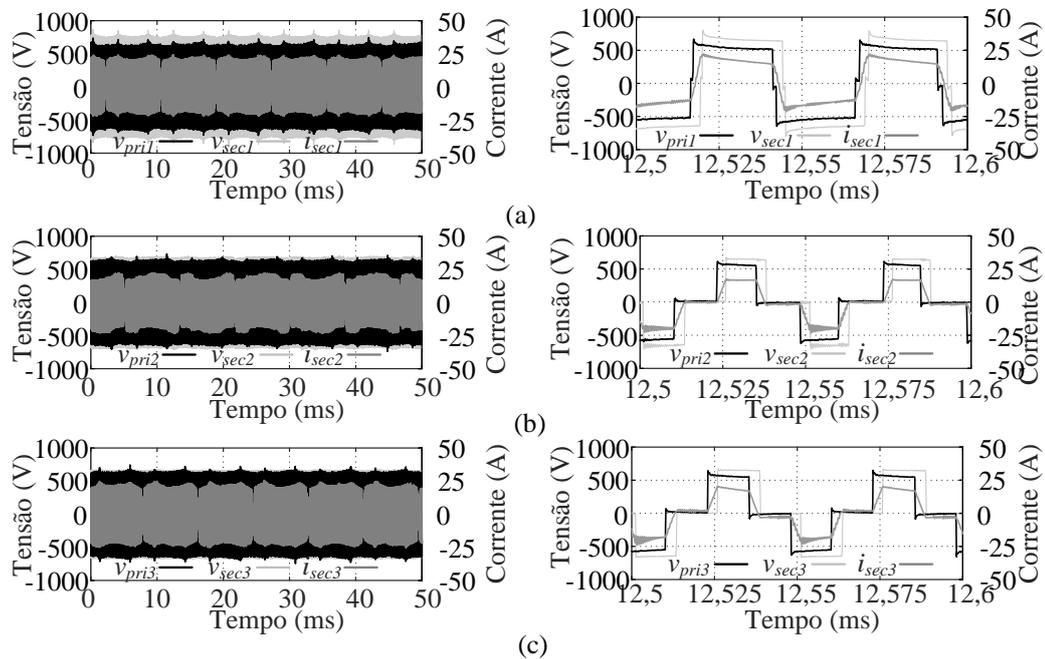
Figura 6.44 – Regime permanente no modo retificador com operação trifásica: (a) tensões multiníveis, (b) tensões e correntes CA, (c) tensão no barramento secundário e (d) tensões nos barramentos primários.



FONTE: Próprio autor.

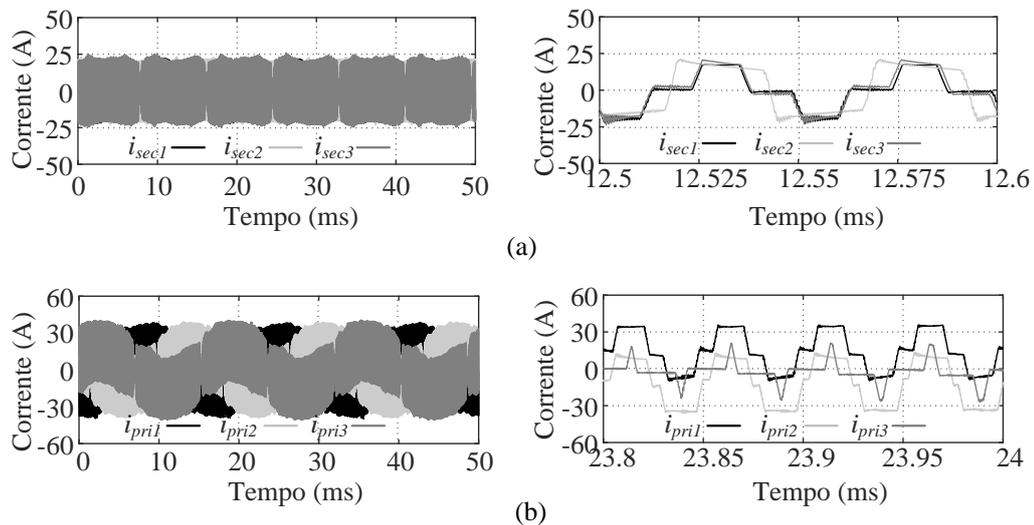
Na Figura 6.47 pode ser visto o espectro da corrente de entrada CA de uma das fases. Uma vez que há apenas um módulo por fase, podem ser visualizadas componentes múltiplas de duas vezes a frequência de chaveamento. Além disso, a décima sétima e a décima nona componentes se apresentam ligeiramente superiores ao valor da norma IEC61000-3-4. A maior distorção da corrente, se comparado à estrutura com apenas um módulo, pode ser justificada devido à operação com uma carga inferior à que os indutores foram dimensionados, podendo assim haver uma variação de indutância conforme discutido anteriormente. Além disso, em sistemas trifásicos podem acontecer distorções harmônicas decorrentes do tempo morto como discutido em [80] e [81].

Figura 6.45 – Tensões e corrente do transformador no modo retificador com operação trifásica: (a) módulo 1, (b) módulo 2 e (c) módulo 3.



FONTE: Próprio autor.

Figura 6.46 – Correntes dos transformadores no modo retificador com operação trifásica: (a) secundárias e (b) primárias.

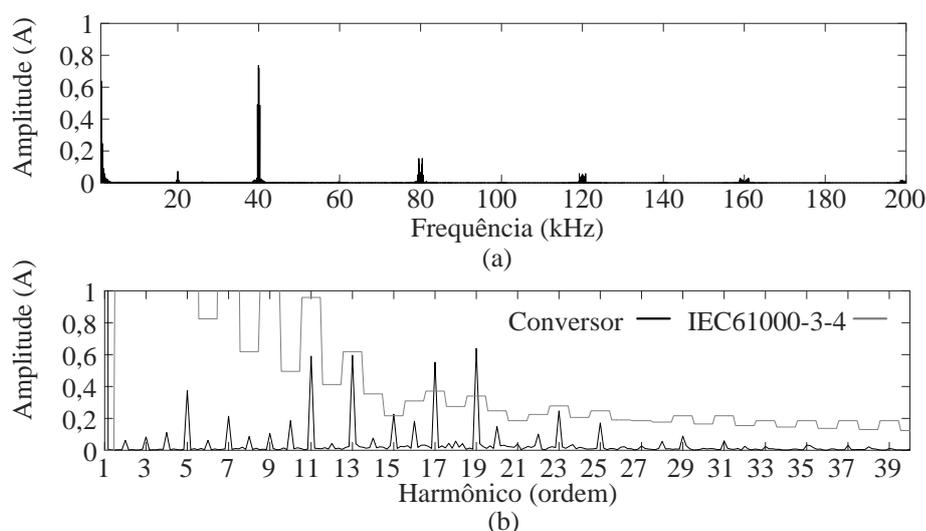


FONTE: Próprio autor.

Na Figura 6.48 podem ser visualizados os espectros das tensões dos barramentos. É possível observar que devido à defasagem de 120° entre as tensões de entrada ocorre um cancelamento dos harmônicos de segunda e quarta ordem na tensão do barramento

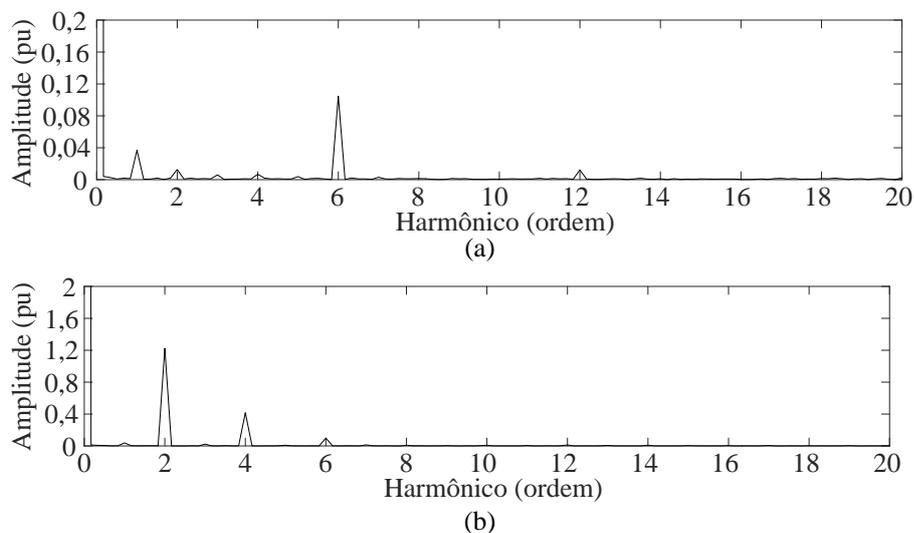
secundário, semelhante ao que acontece em um retificador de seis pulsos. É possível também observar que a ondulação de tensão no barramento secundário é bastante reduzida uma vez que o harmônico de sexta ordem possui uma amplitude de 0,11% do valor do barramento nominal. A tensão de cada barramento primário continua com as mesmas componentes presentes na estrutura de um único módulo.

Figura 6.47 – Espectro da corrente de entrada da fase 1 com operação trifásica no modo retificador com operação trifásica: (a) alta frequência e (b) baixa frequência.



FONTE: Próprio autor.

Figura 6.48 – Espectro da tensão dos barramentos no modo retificador com operação trifásica: (a) secundário e (b) primário do módulo 1.



FONTE: Próprio autor.

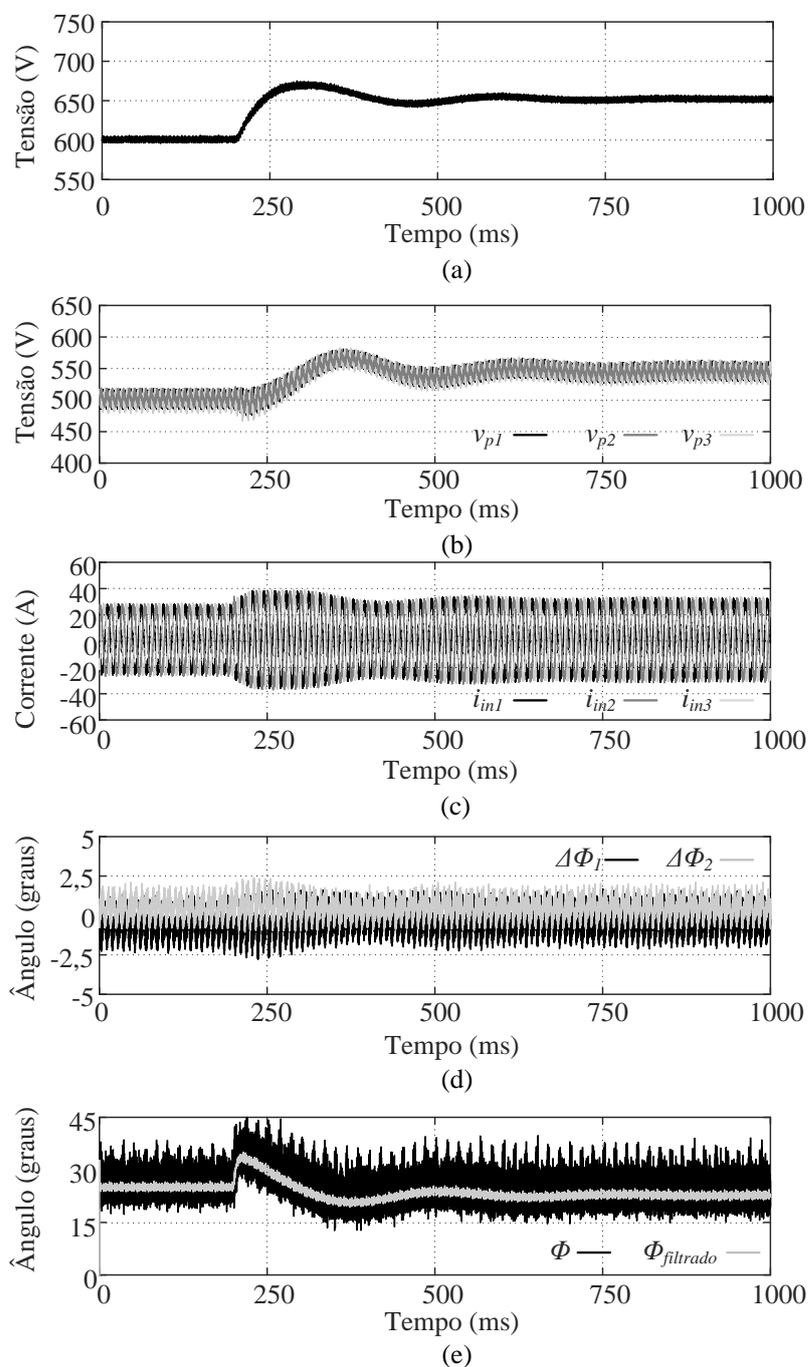
Na Figura 6.49 pode ser visualizado um degrau de subida na referência da tensão dos barramentos. Inicialmente a tensão do barramento secundário se encontra no valor de 600 V enquanto as dos barramentos primários estão em 500 V. Após aplicação da mudança de referência a tensão do barramento secundário é elevada para 650 V enquanto a dos barramentos primários para 544 V.

É possível ver que as tensões dos barramentos primários se apresentam bem equilibradas durante o degrau assim como as correntes de entrada. É possível também observar na Figura 6.49d que apesar de os incrementos de ângulo serem pequenos possuem uma ondulação, pois a malha de balanceamento equilibra a tensão do barramento usando como referência a média das tensões dos barramentos, média esta que não apresenta componentes de segunda e quarta ordem devido a soma de tensão de módulos em fases distintas. Na Figura 6.49e é possível ver o ângulo de defasagem que se apresenta inicialmente no valor de 25° e apresenta uma redução para 23° . Semelhante ao que aconteceu no sistema cascadeado o ângulo de defasagem reduziu, mesmo com o aumento da tensão do secundário, pois o índice de modulação é reduzido com o aumento da tensão do barramento primário.

Na Figura 6.50 podem ser visualizados resultados do conversor operando no modo inversor. Semelhante ao que aconteceu com um módulo, é necessária a redução da tensão dos barramentos para a conexão da fonte de tensão contínua no modo corrente. Dessa forma, a tensão do barramento secundário foi reduzida para 478 V, as dos barramentos primários para 400 V e a tensão de fase para 200 V. Além da redução das tensões, semelhante ao que aconteceu com um módulo, a potência deveria ser reduzida para 13,5 kW (4,5 kW por módulo) para manter o ângulo de defasagem nominal de 30° . Contudo, uma vez que a corrente máxima que a fonte de tensão contínua do laboratório é capaz de fornecer é de apenas 20 A, a potência máxima alcançada no modo inversor foi de apenas 9,5 kW (3,17 kW por módulo). Essa potência equivale a 70% da potência desse ponto de operação fazendo com que o conversor opere com um ângulo de defasagem menor.

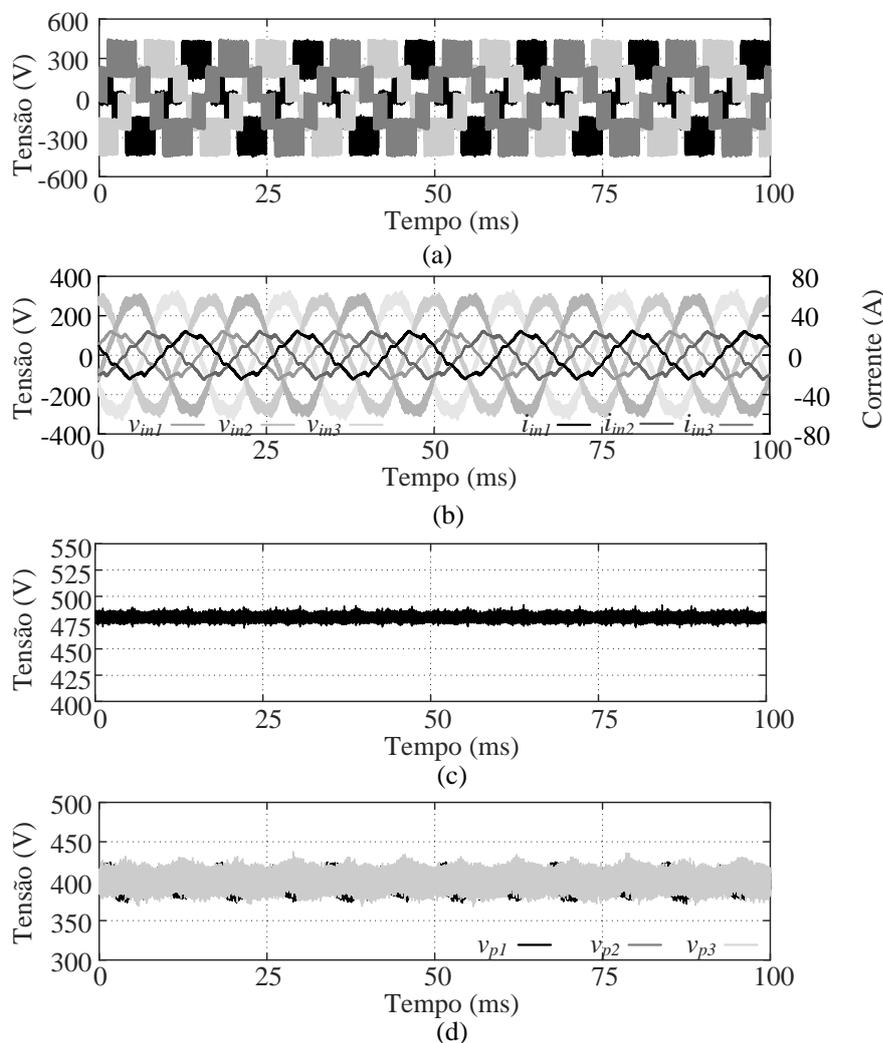
Na Figura 6.50a é possível visualizar as três tensões multiníveis defasadas em 120° . Na Figura 6.50b podem ser visualizadas as tensões e correntes de entrada que se apresentam em oposição de fase. Além disso, é possível ver uma deformação significativa nas correntes devido à redução de carga e consequente operação do conversor fora do ponto nominal para o qual os magnéticos foram dimensionados. O THD obtido foi de 10,04%, 9,47% e 10,55%. Na Figura 6.50d pode ser visualizada a tensão do barramento secundário e na Figura 6.50e as tensões dos barramentos primários devidamente reguladas e equilibradas.

Figura 6.49 – Degrau de subida de referência da tensão dos barramentos no sistema trifásico em modo retificador: (a) tensão do barramento secundário, (b) tensões dos barramentos primários, (c) correntes CA, (d) incremento de ângulo do módulo 1 e módulo 2 e (e) ângulo de defasagem.



FONTE: Próprio autor.

Figura 6.50 – Regime permanente no modo inversor no sistema trifásico: (a) tensões multiníveis, (b) tensões e correntes CA, (c) tensão do barramento secundário e (d) tensões dos barramentos primários.



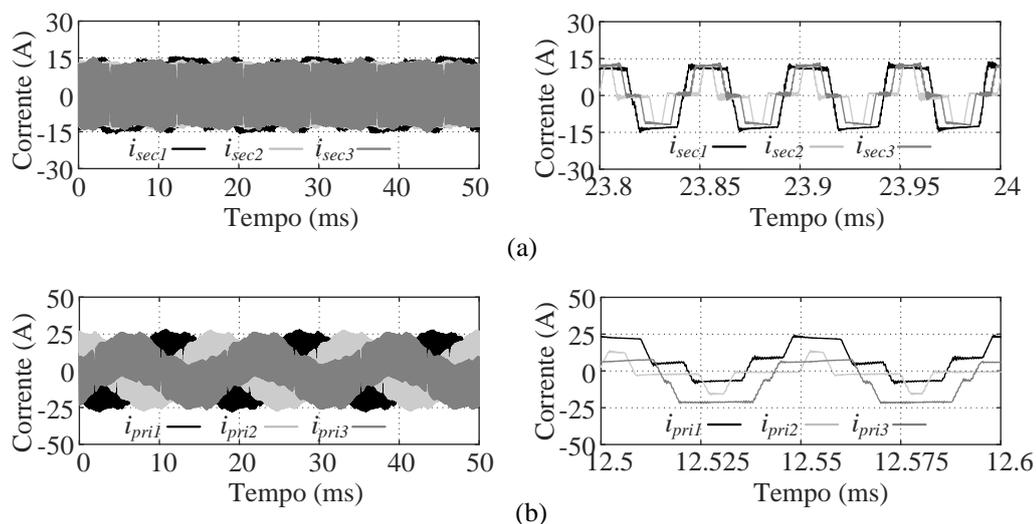
FONTE: Próprio autor.

Na Figura 6.51 podem ser visualizadas as correntes nos transformadores. Foi obtida uma corrente eficaz de 9,04 A, 9,05 A e 8,98 A para as correntes i_{sec1} , i_{sec2} e i_{sec3} respectivamente. É possível notar que as correntes se apresentam em fase, mas com valores de ciclo de trabalho diferentes devido às diferentes moduladoras. Na Figura 6.51b podem ser visualizadas as correntes nos enrolamentos primários cada uma defasada em 120° da outra.

Na Figura 6.52 pode ser visto o espectro de uma das correntes CA. É possível visualizar as componentes de alta frequência múltiplas de duas vezes a frequência chaveamento, pois não há cascadeamento de módulos. Apesar da elevada taxa de distorção

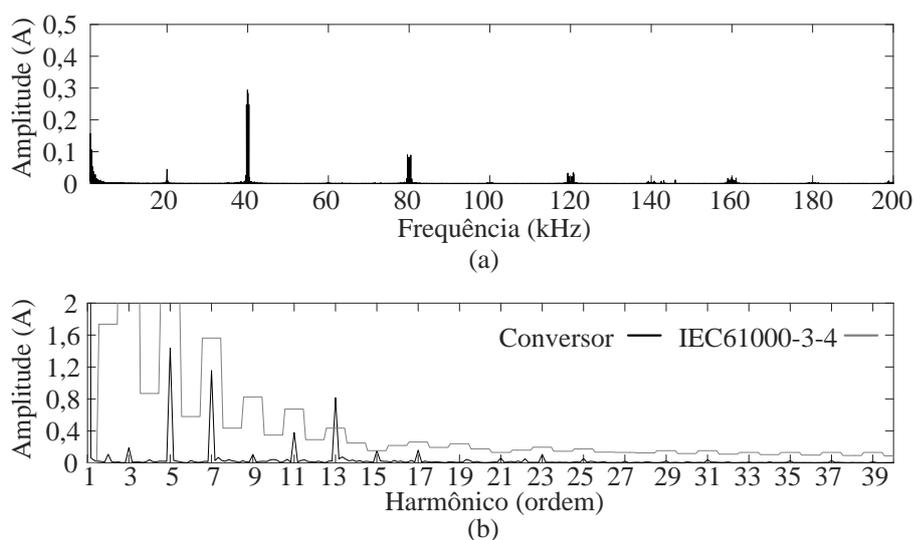
harmônica as injeções de componentes até a quadragésima componente se apresentam dentro dos limites estabelecidos pela norma com exceção da 13ª.

Figura 6.51 – Correntes dos transformadores no modo inversor com o sistema trifásico: (a) secundárias e (b) primárias.



FONTE: Próprio autor.

Figura 6.52 – Espectro da corrente de entrada da fase 1: (a) alta frequência e (b) baixa frequência.

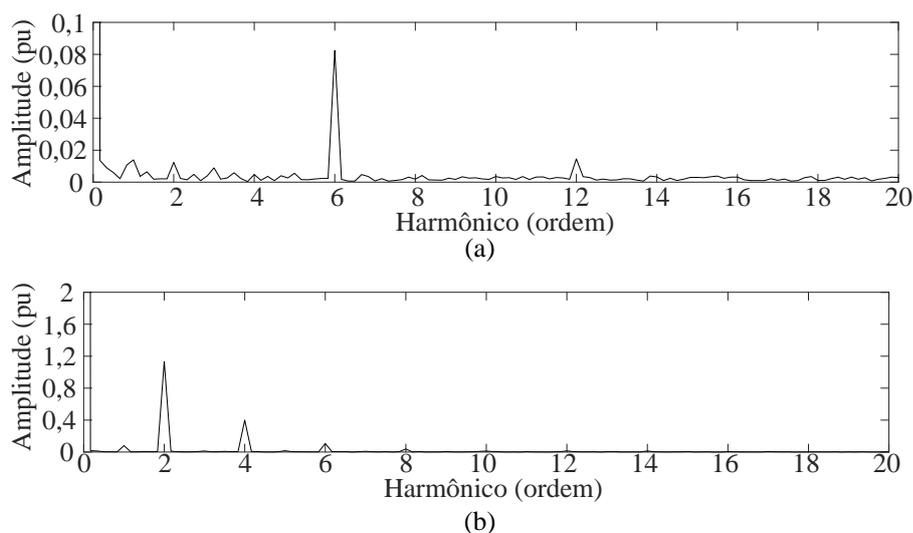


FONTE: Próprio autor.

Na Figura 6.53 é possível visualizar o espectro da tensão dos barramentos do conversor operando no modo inversor no sistema trifásico. A tensão do barramento secundário apresenta um cancelamento das componentes de segunda e quarta ordem. Além

disso, a componente de sexta ordem possui uma amplitude bastante reduzida proporcionando uma baixa ondulação da tensão do barramento. Por outro lado, a tensão do barramento primário apresenta uma componente de segunda e quarta ordem semelhante ao modo retificador.

Figura 6.53 – Espectro da tensão dos barramentos no modo inversor no sistema trifásico: (a) secundário e (b) primário do módulo 1.

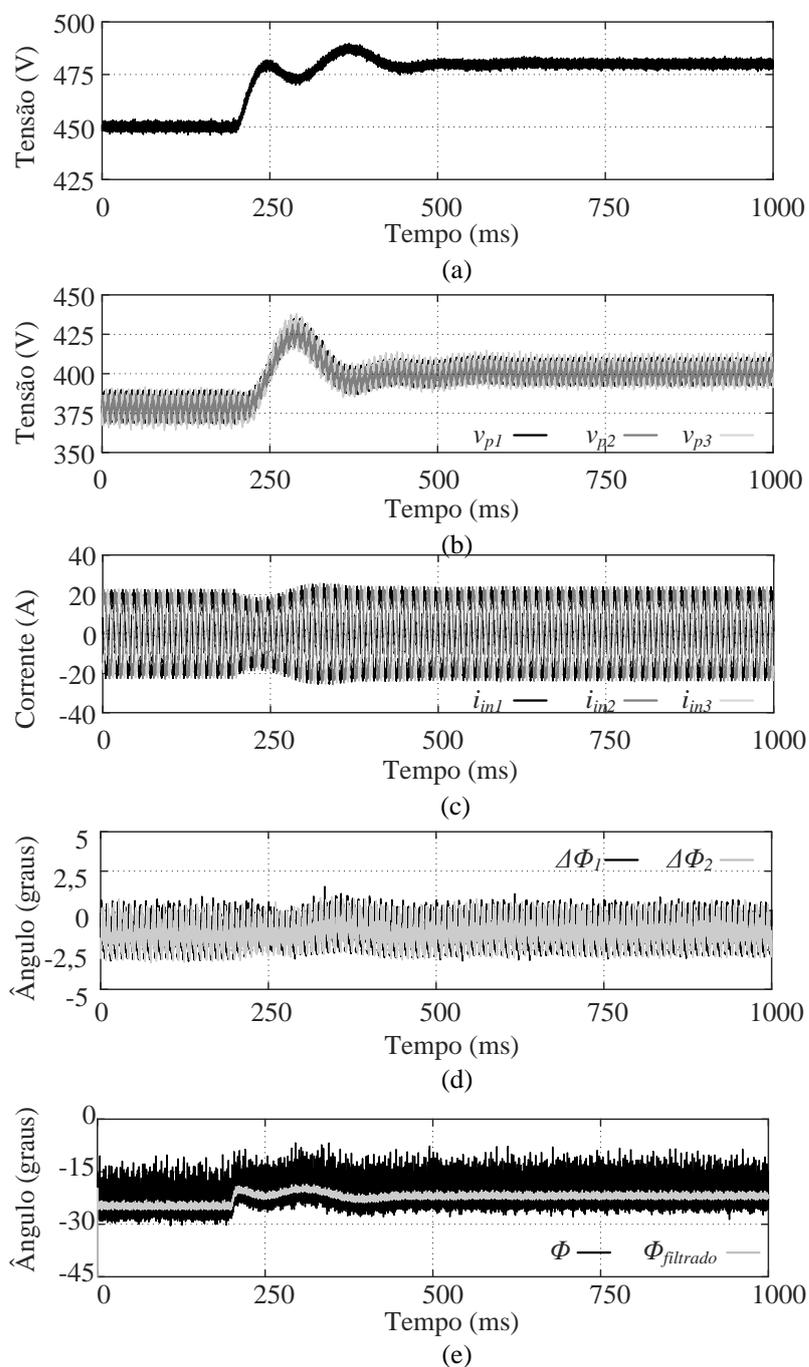


FONTE: Próprio autor.

Na Figura 6.54 foi realizado um degrau de referência nas tensões dos barramentos durante a operação como inversor. Na Figura 6.54a é possível visualizar que a tensão do barramento secundário inicialmente está em 450 V e é elevada para 478 V enquanto na Figura 6.54b as tensões dos barramentos primários estão inicialmente em 378 V e são elevadas para 400 V.

Apesar da dinâmica diferente da apresentada no modo retificador, todas as tensões dos barramentos primários permanecem equilibradas assim como as correntes CA na Figura 6.54c. Na Figura 6.54d podem ser vistos os incrementos de ângulo em dois módulos apresentando valores pequenos e a mesma ondulação vista no modo retificador. Na Figura 6.54e pode ser visto que o ângulo de defasagem tem sua magnitude reduzida apesar da elevação da tensão do barramento secundário devido à modificação do índice de modulação ocasionado pela elevação da tensão dos barramentos primários.

Figura 6.54 – Degrau de subida de referência da tensão dos barramentos no sistema trifásico no modo inversor: (a) tensão do barramento secundário, (b) tensões dos barramentos primários, (c) correntes CA, (d) incremento de ângulo do módulo 1 e módulo 2 e (e) ângulo de defasagem.



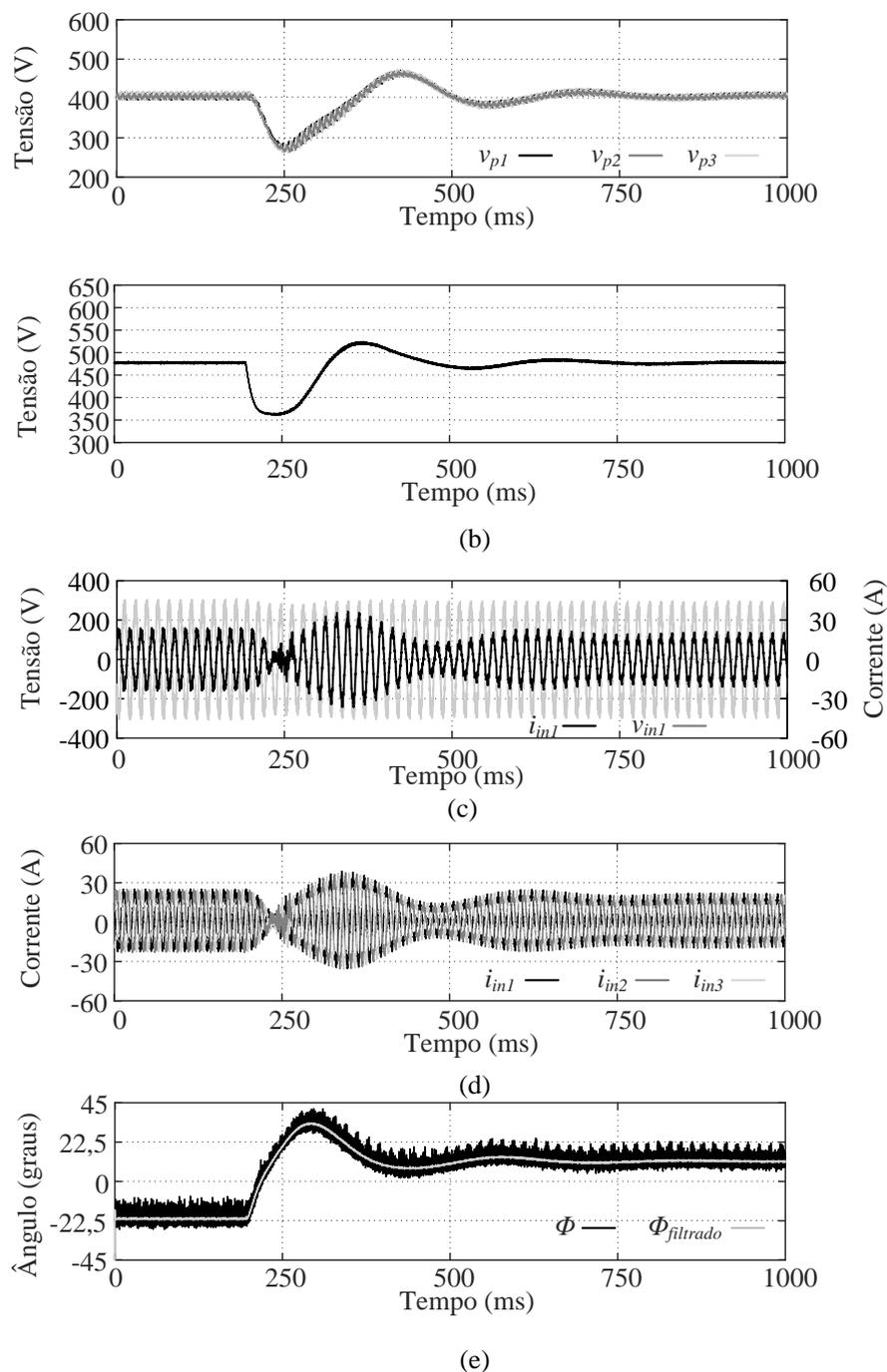
FONTE: Próprio autor.

Na Figura 6.55 são apresentados os resultados de um degrau bidirecional do conversor passando do modo inversor para o modo retificador. O conversor está inicialmente operando com 9 kW no modo inversor e através da aplicação de uma carga no barramento de

tensão contínua do secundário passa a operar com 7,6 kW no modo retificador. Essa pequena assimetria se deve à disponibilidade de cargas no laboratório para a realização do ensaio. Essa potência equivale a um degrau de 122%, de -67% para 55%. Na Figura 6.55a podem ser visualizadas as tensões dos barramentos primários que permanecem equilibradas durante todo o ensaio. Na Figura 6.55b pode ser visualizada a tensão do barramento secundário que após o afundamento de tensão retorna ao valor de referência de 478 V. Na Figura 6.55c são apresentados uma tensão e uma corrente de entrada CA para a visualização da inversão de fluxo de potência. Inicialmente a tensão e corrente se apresentam em oposição de fase ficando em fase após a aplicação da carga. Na Figura 6.55d podem ser visualizadas as três correntes CA que permanecem equilibradas e apresentam um pico máximo de 37 A. Por fim na Figura 6.55e pode ser visto o ângulo de defasagem partindo do valor negativo de -21° para 12° . O sistema demora em torno de 500 ms para alcançar o novo modo de operação em regime permanente.

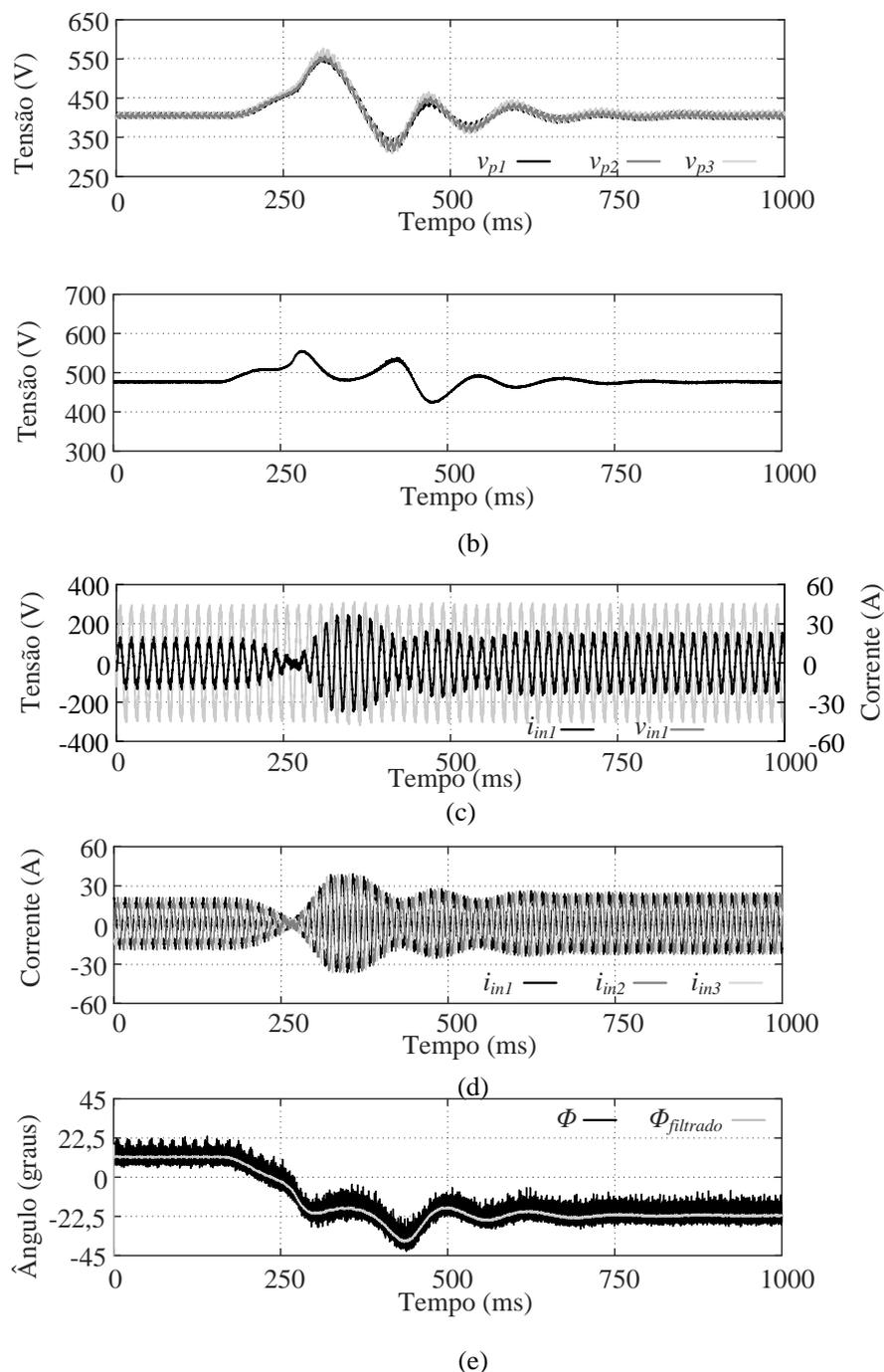
Na Figura 6.56 é apresentado o degrau bidirecional contrário de 55% no modo retificador para -67% no modo inversor. Pode ser observado que a mudança para o modo inversor apresenta uma dinâmica mais oscilatória que a observada em simulação. Como discutido anteriormente, no ensaio bidirecional do modo retificador para o inversor há a necessidade da remoção da carga presente no barramento de tensão contínua de 477 V. A corrente na carga nesse instante é de 20 A e houve a criação de um elevado arco no instante de seccionamento gerando uma característica não linear no degrau. Apesar disso, é possível visualizar que tanto a tensão dos barramentos primários na Figura 6.56a quanto a tensão do barramento secundário visto na Figura 6.56b foram devidamente reguladas para o valor de referência especificado. Além disso, as tensões dos barramentos primários permaneceram equilibradas durante todo o ensaio. Na Figura 6.56c podem ser visualizadas uma tensão e uma corrente CA evidenciando a inversão do fluxo de potência. Na Figura 6.56d pode ser constatado que as correntes permaneceram equilibradas durante todo o ensaio. Por fim, na Figura 6.56e pode ser visto o ângulo de defasagem passando de um valor positivo para um negativo também evidenciando a mudança de fluxo de potência. Vale salientar que em nenhum momento a malha de tensão do barramento secundário saturou, mesmo com a geração de arco no seccionamento da carga.

Figura 6.55 – Degrau bidirecional do modo inversor para o retificador no sistema trifásico: (a) tensões dos barramentos primários, (b) tensão do barramento secundário, (c) tensão e corrente CA, (d) correntes CA e (e) ângulo de defasagem.



FONTE: Próprio autor.

Figura 6.56 – Degrau bidirecional do modo retificador para o inversor no sistema trifásico: (a) tensões dos barramentos primários, (b) tensão do barramento secundário, (c) tensão e corrente CA, (d) correntes CA e (e) ângulo de defasagem.



FONTE: Próprio autor.

Com os resultados apresentados é possível observar as principais características do conversor no sistema trifásico como o controle de corrente em coordenadas de eixo direto e em quadratura, o balanceamento das correntes e o equilíbrio dos módulos de potência.

Apesar de não haver o cascadeamento de módulos juntamente ao sistema trifásico é encontrada uma grande similaridade com os resultados obtidos em simulação podendo assim ser validada a estrutura.

6.3 Considerações Finais

Neste capítulo foram apresentados resultados experimentais do protótipo montado em laboratório. Foram construídos três módulos com especificações nominais sendo assim possível apresentar resultados com um único módulo no sistema monofásico, três módulos cascadeados em uma única fase do sistema e resultados trifásicos com um módulo em cada fase.

O sistema foi testado em regime permanente sendo possível analisar as principais formas de onda do conversor. Também foram realizados ensaios dinâmicos através de mudanças de referência assim como de inversão do fluxo de potência para a validação das malhas de controle do conversor. Esse último teste também demonstrou a capacidade bidirecional da estrutura.

Com a utilização de um módulo foi constatado que o conversor é capaz de operar com um rendimento elevado e baixa distorção harmônica. Com esse ensaio também foi possível validar a análise de perdas realizada na análise quantitativa.

Também foram apresentados resultados, tanto em regime permanente quanto dinâmicos, que validaram tanto a estrutura de medição quanto a operação da malha de magnetização proposta.

Com três módulos cascadeados em uma única fase foi constatada a possibilidade de alcançar elevadas tensões. Além disso, foi possível visualizar que a malha de balanceamento dos módulos operou adequadamente em todos os ensaios.

Utilizando três módulos em um sistema trifásico foi possível extrair uma elevada potência da estrutura mantendo tanto as tensões dos barramentos primários quanto as correntes de entrada equilibradas.

Os resultados encontrados com o protótipo são bastante semelhantes aos obtidos através da simulação mostrando que seria possível realizar o cascadeamento dos módulos juntamente com a conexão trifásica, após a montagem de mais seis módulos, para a aplicação em um transformador de estado sólido descrita no capítulo 2.

7 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Nesse capítulo são apresentadas as considerações finais do presente trabalho. O capítulo é dividido em duas seções. A primeira apresenta as conclusões obtidas no trabalho e a segunda apresenta sugestões de trabalhos futuros.

7.1 Conclusões Finais

Este trabalho apresentou o estudo de um conversor CA-CC multinível de estágio integrado para aplicação em um transformador de estado sólido trifásico de 75 kVA conectado em uma rede de 1,6 kV. O conversor possui diversos barramentos de tensão contínua controlados com uma malha cascadeada de corrente. Essa malha de corrente permite o conversor operar com baixa distorção harmônica e elevado fator de potência.

Além da malha de tensão dos barramentos primários e da malha de corrente o conversor possui ainda uma malha de controle da tensão do barramento secundário. Essa malha atua através da técnica de *phase-shift* que está diretamente relacionada com o fluxo de potência através do transformador.

Usando ainda o *phase-shift* o conversor é capaz de equilibrar as tensões dos barramentos primários dos módulos através de um diferencial de potência processada em cada módulo. Isso ocorre através de um incremento ou decremento no ângulo de defasagem.

Todas essas malhas de controle foram implementadas nos processadores escolhidos sem grandes dificuldades, apresentando uma complexidade comparável com de outras topologias com características semelhantes.

Foram constatadas durante a montagem do protótipo grandes dificuldades relacionadas à saturação do transformador. Resultados iniciais mostraram a produção de componentes contínuas que impossibilitavam alcançar as condições nominais do sistema mesmo com a construção de um modulador de alta precisão tanto com a utilização de canais PWM em alta resolução no DSP quanto com a utilização do FPGA.

A característica inerente do estágio integrado, variando continuamente o ciclo de trabalho para a realização da correção do fator de potência, juntamente com não idealidades produziu componentes contínuas na magnetização do transformador. Além disso, a baixa resistência dos enrolamentos do transformador dificultou a eliminação dessas componentes de maneira passiva em um tempo reduzido ocasionando assim a saturação do transformador.

Dessa forma, a utilização de uma malha de controle de magnetização se tornou imprescindível para o correto funcionamento do sistema.

Através de diversos estudos realizados durante a simulação e montagem do protótipo foi desenvolvido um controle de magnetização mutivariável capaz de controlar todas as componentes contínuas no transformador do protótipo. Com o controle de magnetização proposto foi possível acionar o conversor com a potência nominal mesmo utilizando um transformador com limites de saturação bastante reduzidos visando obter uma maior densidade de potência.

O controle de magnetização proposto foi testado tanto em simulação quanto experimentalmente sendo capaz de eliminar as componentes indesejadas mesmo durante ensaios dinâmicos do conversor. O sistema de medição foi capaz de obter uma componente contínua inferior a 20 mA sendo possível rastrear um degrau de referência com um tempo de aproximadamente 50 ms sem afetar o formato da corrente sintetizada no estágio integrado. Foi obtido, mesmo com o controle ativo, um THD de 2,84% na corrente de entrada CA em regime nominal com um módulo.

A utilização de uma malha de controle de magnetização mais rápida foi testada ocasionando impacto igualmente pequeno na taxa de distorção harmônica. Contudo, o reduzido limite de saturação do transformador juntamente com variações mais bruscas no ciclo de trabalho, apesar de não causar impactos na corrente sintetizada, ocasionavam picos de saturação no transformador mesmo possuindo uma corrente média nula. Vale salientar que seria bastante difícil a construção do protótipo e sua operação em regime nominal sem o desenvolvimento de tal malha, uma vez que o transformador apresentava saturação antes mesmo de ser alcançado o regime nominal.

Testes realizados no início da pesquisa mostraram uma grande quantidade de ruídos assim como a importância de uma correta isolamento de todos os sinais transmitidos optando-se, dessa forma, por transmitir todos os sinais por fibra óptica. Essa solução tornou necessária a utilização de um sistema processado em cada módulo para a realização das medições assim como a comunicação dos dados para um processamento central. Foi utilizado um sistema com dsPIC, DSP e FPGA. A utilização do FPGA foi imprescindível devido à grande quantidade de pinos para modulação e comunicação requeridos na estrutura, um total de 120 pinos sendo 15 comunicações seriais e 45 PWM. O FPGA também possibilitou o uso de malhas de controle concorrentes sendo capaz de realizar os cálculos das malhas de magnetização e balanceamento em apenas 230 ns. Dessa maneira foi possível realizar a

comunicação serial dos dados economizando cabos de fibra óptica, componente bastante caro na estrutura.

Visando também a economia da estrutura de transmissão óptica foi transmitido apenas um sinal PWM para cada braço do conversor sendo realizada a criação do pulso complementar em cada módulo através de um circuito integrado com tempo morto fixo.

No presente trabalho também foi realizada a modelagem do conversor usando componentes de alta frequência da corrente e tensão do transformador. Com essa modelagem foi possível obter a potência transferida, a quantidade de reativo e a corrente no transformador. Com resultados provenientes dessa modelagem foi possível realizar uma comparação entre a estrutura proposta utilizando um transformador com tap central e uma solução utilizando dois magnéticos. No ponto de operação escolhido foi observado um aumento de corrente de apenas 16,5% com a mesma transferência de potência ativa. Esses resultados foram validados através da simulação de diversos pontos obtendo grande similaridade com os calculados.

A modelagem realizada também foi estendida e aplicada à corrente dos capacitores eletrolíticos sendo possível obter a ondulação da tensão dos capacitores. Foi obtida uma grande similaridade com os resultados de simulação e experimentais. Com a análise desenvolvida também foi realizada a comparação da ondulação da tensão do capacitor com uma estrutura que possui um estágio retificador não integrado. Foi possível constatar que a estrutura proposta apresenta uma ondulação que é apenas 10,25% superior no ponto de operação nominal. Além disso, também foi observado que a operação com um índice de modulação menor possibilita obter uma ondulação na tensão do capacitor menor que a estrutura com estágio desacoplado.

A modelagem realizada também foi utilizada para a obtenção dos esforços de condução e comutação nos semicondutores sendo assim possível realizar uma estimativa das perdas no conversor. Através da corrente no instante de comutação foi possível observar que as chaves do estágio integrado apresentam comutação suave durante a entrada em condução em mais da metade do período da rede. Esta característica é bastante vantajosa se comparada com estruturas que apresentam um estágio retificador desacoplado comutando com perdas. As chaves do secundário entram em condução com ZCS em todo o período da rede e bloqueiam com ZCS em praticamente metade do período da rede.

Na análise de perdas desenvolvida foi possível constatar que as perdas do conversor se apresentam bem distribuídas sendo 52% nos semicondutores e 48% nos

magnéticos sendo ainda possível obter uma redução através da otimização do projeto do transformador.

Foi realizada uma comparação da estrutura proposta com o conversor ressonante mostrando que ambos apresentam perdas bastante semelhantes nos semicondutores e que a estrutura com estágio integrado pode ser uma solução viável em termos de rendimento.

Também foi realizada a comparação do rendimento da estrutura proposta utilizando um transformador com tap central e a estrutura com dois magnéticos. Ao considerar o mesmo volume de magnéticos foi possível estimar uma redução de perdas de até 36% no transformador com tap central proposto apesar do aumento da corrente no enrolamento primário de 16,5%. Foi também estimada a possibilidade de uma redução de até 50% do volume da estrutura. Dessa forma, a utilização de uma estrutura com tap central se apresenta como uma melhor solução que a utilização de dois magnéticos.

Resultados experimentais mostraram uma curva de rendimento com um pico de 97% e 94,7% em regime nominal. Esse rendimento se mostrou condizente com a análise matemática desenvolvida considerando as perdas dos elementos passivos do sistema tais como capacitores e sistemas de medição. Fotos térmicas do conversor validaram a análise realizada com os magnéticos mostrando que o transformador apresentava uma margem para otimização conforme apresentado nos cálculos realizados. Dessa forma, foi realizada a montagem de um transformador otimizado sendo alcançado o rendimento de 95,2% em regime nominal além de validar o cálculo de perdas do transformador.

Foram apresentados resultados em regime permanente e dinâmico da estrutura tanto de simulação quanto experimentais.

A operação em regime permanente mostrou as principais formas de onda do conversor, tais como a tensão multinível com a quantidade correta de níveis, a defasagem das tensões no transformador, assim como a defasagem entre módulos. Foi constatado que a ondulação de corrente no indutor de entrada estava condizente com o calculado assim como o valor da indutância do indutor de transferência de potência.

A amplitude da ondulação da tensão dos capacitores assim como as componentes do espectro obtida tanto experimentalmente quanto através de simulação estão condizentes com o obtido através da modelagem realizada.

Os ensaios dinâmicos foram capazes de demonstrar a funcionalidade de todas as malhas de controle descritas através de um ensaio de inversão de fluxo com variação de carga de 100%. Em todos os ensaios foram obtidos um tempo para alcançar o regime permanente de

aproximadamente 500 ms com grande similaridade entre os resultados obtidos na simulação e experimentalmente.

Os resultados apresentados com três módulos cascadeados em uma única fase demonstraram a capacidade da estrutura ser conectada em tensões elevadas. Além disso, as tensões dos barramentos primários da estrutura permaneceram balanceadas durante todos os ensaios realizados.

Ensaio realizado com um módulo em cada fase utilizando um sistema trifásico demonstraram a operação do controle no sistema de coordenadas de eixo direto e em quadratura fornecendo correntes equilibradas em todos os ensaios realizados.

Apesar de não terem sido realizados ensaios com módulos cascadeados em cada fase do sistema trifásico a grande similaridade dos resultados de simulação com os obtidos experimentalmente demonstrou ser possível construir tal estrutura.

Apesar das limitações encontradas no laboratório para a realização dos testes do protótipo, a mudança do ponto de operação do conversor para os testes no modo inversor possibilitou a obtenção de dinâmicas semelhantes às encontradas em simulação sendo possível assim validar a estrutura.

Dessa forma, é possível concluir a viabilidade da estrutura para a utilização em um transformador de estado sólido sendo possível alcançar a conexão em elevadas tensões, realizar a isolação em alta frequência assim como a bidirecionalidade da estrutura.

Além disso, com a modelagem realizada é possível constatar as vantagens do conversor em relação a outras estruturas comparadas no presente trabalho. Tudo isso somado ao controle de magnetização proposto é possível construir um sistema estável e competitivo com estruturas semelhantes existentes.

7.2 Trabalhos Futuros

Diversos trabalhos futuros podem ser vislumbrados através do presente trabalho. O primeiro seria a montagem de mais seis módulos para a realização da estrutura completa utilizando três módulos em cada fase assim como a conexão do conversor em um sistema de média tensão. Para isso, seriam necessários novos recursos financeiros para a instalação do sistema de média de tensão, com a utilização de uma subestação, que forneceria o barramento necessário para o laboratório. Também seriam necessários recursos para a implantação e desenvolvimento do sistema de proteção e acionamento para a realização dos testes assim como a compra de cargas capazes de operar no regime nominal do conversor com barramento

de 650 V e 75 kW. Para a finalização do TES seria necessária ainda a compra de um inversor comercial para a construção do estágio CC-CA. Resultados experimentais com o inversor conectado ao conversor proposto devem ser realizados para análise do comportamento do conversor com uma carga não linear. Resultados de simulação preliminares foram realizados com uma carga não linear, apesar de não terem sido apresentados no presente trabalho, e demonstraram que o conversor pode operar sem grandes dificuldades com esse tipo de carga.

Através da análise da ondulação do capacitor, também é possível vislumbrar uma malha de controle atuando no ângulo de defasagem capaz de reduzir a necessidade de capacitores no barramento primário sem afetar a sintetização de corrente no estágio integrado. Estudos iniciais mostraram que essa malha pode ocasionar uma elevação da ondulação da tensão do barramento secundário. Contudo, esse aumento pode ser compensado em estruturas trifásicas que apresentam um cancelamento de componentes harmônicas devido ao paralelismo dos barramentos de tensão secundária.

Além disso, através das referências obtidas na revisão bibliográfica realizada durante a elaboração do controle de magnetização, foram encontradas diversas referências com melhorias no modulador visando à redução do tempo de transição entre dois ângulos de defasagem diferentes. É necessário analisar o impacto que os métodos propostos na literatura podem causar no estágio integrado, principalmente em relação à taxa de distorção harmônica da corrente sintetizada. No caso de um grande impacto ocasionado, um novo estudo seria a elaboração de uma estratégia de modulação que possa realizar rapidamente essas transições causando pouco impacto.

O controle de magnetização pode também ser melhorado, através de uma melhor aquisição, para a sua aplicação junto a transformadores utilizando núcleos toroidais de material nanocristalino. Esse tipo de material permite uma maior densidade de potência. Contudo, apresentam elevada permeabilidade magnética, que dificulta bastante o controle de magnetização.

A modelagem realizada também permite uma melhor compreensão dos valores das correntes nos instantes de comutação permitindo uma melhor análise para a elaboração de novas modulações capazes de obter uma maior faixa de comutação suave.

Além disso, é possível ainda realizar uma maior otimização do projeto para alcançar um maior rendimento. O uso de semicondutores de nova geração como o CCB021M12FM3, que possui baixas perdas durante a entrada em bloqueio, pode colaborar bastante no aumento do rendimento, uma vez que na topologia apresentada, a operação em comutação suave é mais limitada nesses instantes. Por exemplo, no protótipo montado as

perdas na entrada em bloqueio são o dobro das perdas na entrada em condução. É possível também visualizar melhorias no uso de capacitores eletrolíticos com resistência menores assim como minimizar as conexões entre os módulos reduzindo perdas de condução em elementos passivos.

7.3 Produções científicas

- ARAÚJO, J. W. M. et al. Experimental validation of a basic module based on a single-stage AC-DC converter, feasible to solid-state transformer applications. *In: EUROPEAN CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS AND APPLICATIONS*, 21., 2019, Gênova. **Anais** [...] Nova Jersey: IEEE, 2019, p.1-7.
- ARAÚJO, J. W. M. et al. Three-leg Integrated Stage AC-DC Solid-State Transformer Feasible for MV Railway Applications. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**. Nova Iorque, v. 10, n. 4, p. 3711-3720, Ago. 2022.

REFERÊNCIAS

- 1 IPAKCHI, A.; ALBUYEH, F. Grid of the future. **IEEE Power Energy Mag**, Nova Iorque, v. 7, n. 2, p. 52-62, Fev. 2009.
- 2 FARHANGI, H. The path of the smart grid. **IEEE Power Energy Mag**, Nova Iorque, v. 8, n. 1, p. 18-28, Dec. 2009.
- 3 BOROYEVICH, D et al. Future electronic power distribution systems a contemplative view. *In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON OPTIMIZATION OF ELECTRICAL AND ELECTRONIC EQUIPMENT*, 12., 2010, Brasov. **Anais [...]** Nova Jersey: IEEE, 2010, p. 1369-1380.
- 4 FENG, J. et al. Power Electronic Transformer-Based Railway Traction Systems: Challenges and Opportunities. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, Nova Iorque, v. 5, n. 3, p. 1237-1253, Set. 2017.
- 5 MCMURRAY, W. The thyristor electronic transformer: A power converter using a high-frequency link. **IEEE Transactions on Industry and General Applications**, Nova Iorque, v. IGA-7, n. 4, p. 451-457, Jul. 1971.
- 6 SHE, X.; HUANG, A. Q.; BURGOS, R. Review of Solid-State Transformer Technologies and Their Application in Power Distribution Systems. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, Nova Iorque, v. 1, n. 3, p. 186-198, Set. 2013.
- 7 ABEDINI, A.; LIPO, T. A novel topology of solid state transformer. *In: POWER ELECTRONIC & DRIVE SYSTEMS & TECHNOLOGIES CONFERENCE*, 1., 2010, Teerã. **Anais [...]** Nova Jersey: IEEE, 2010, p. 101-105.
- 8 DRABEK, P. et al. New Configuration of Traction Converter with Medium-Frequency Transformer Using Matrix Converters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Nova Iorque, v. 58, n. 11, p. 5041-5048, Nov. 2011.

- 9 BANAEI, M. R.; E. SALARY, E. Power quality improvement based on novel power electronic transformer. *In: POWER ELECTRONICS, DRIVE SYSTEMS AND TECHNOLOGIES CONFERENCE, 2., 2011, Teerã. Anais [...]* Nova Jersey: IEEE, 2011, p. 286-291.
- 10 ORTIZ, G. et al. Medium frequency transformers for solid-state-transformer applications - Design and experimental verification. *In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS AND DRIVE SYSTEMS, 10., 2013, Kitakyushu. Anais [...]* Nova Jersey: IEEE, 2013, p. 1285-1290.
- 11 HUBER, J. E.; KOLAR, J. W. Applicability of Solid-State Transformers in Today's and Future Distribution Grids. **IEEE Transactions on Smart Grid**, Nova Iorque, v. 10, n. 1, p. 317-326, Jan. 2019.
- 12 GUILLOD, T.; KRISMER, F.; KOLAR, J. W. Protection of MV Converters in the Grid: The Case of MV/LV Solid-State Transformers. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, Nova Iorque, v. 5, n. 1, p. 393-408, Mar. 2017.
- 13 BAUER, P.; HAAN, S. W. H. Electronic tap changer for 500 kVA/10 kV distribution transformers: design, experimental results and impact in distribution networks. *In: INDUSTRY APPLICATIONS CONFERENCE, 33., 1998, Missouri. Anais [...]* Nova Jersey: IEEE, 2002, v. 2, p. 1530-1537.
- 14 GYUGYI, L. Reactive power generation and control by thyristor circuits. **IEEE Transactions on Industry Applications**, Nova Iorque, v. IA-15, n. 5, p. 521-532, Set. 1979.
- 15 BOSICH, D. et al. Toward the future: The MVDC large ship research program. *In: AEIT INTERNATIONAL ANNUAL CONFERENCE, 2015, Nápoles. Anais [...]* Nova Jersey: IEEE, 2016, p. 1-6.
- 16 FALCONES, S.; AYYANAR, R.; MAO, X. A DC-DC Multiport-Converter-Based Solid-State Transformer Integrating Distributed Generation and Storage.

- IEEE Transactions on Power Electronics**, Nova Iorque, v. 28, n. 5, p. 2192-2203, Maio 2013.
- 17 SARLIOGLU, B.; MORRIS, C. T. More Electric Aircraft: Review, Challenges, and Opportunities for Commercial Transport Aircraft. **IEEE Transactions on Transportation Electrification**, Nova Iorque, v. 1, n. 1, p. 54-64, Jun. 2015.
- 18 A. Q. HUANG et al. 15 kV SiC MOSFET: An enabling technology for medium voltage solid state transformers. **CPSS Transactions on Power Electronics and Applications**, Tianjin, v. 2, n. 2, p. 118-130, 2017.
- 19 SHE, X. et al. Design and Demonstration of a 3.6-kV–120-V/10-kVA Solid-State Transformer for Smart Grid Application. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Nova Iorque, v. 29, n. 8, p. 3982-3996, Ago. 2014.
- 20 LISERRE, M. et al. Power Routing in Modular Smart Transformers: Active Thermal Control Through Uneven Loading of Cells. **IEEE Industrial Electronics Magazine**, Nova Iorque, v. 10, n. 3, p. 43-53, Set. 2016.
- 21 ZHAO, S.; LI, Q.; LEE, F. C. High frequency transformer design for modular power conversion from medium voltage AC to 400V DC. *In: APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION, 2017, Flórida. Anais [...]* Nova Jersey: IEEE, 2017, p. 2894-2901.
- 22 HUANG, A. Q. et al. The Future Renewable Electric Energy Delivery and Management (FREEDM) System: The Energy Internet. **Proceedings of the IEEE**, Nova Iorque, v. 99, n. 1, p. 133-148, Jan. 2011.
- 23 SHE, X.; HUANG, A. Q.; BURGOS, R. Review of Solid-State Transformer Technologies and Their Application in Power Distribution Systems. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, Nova Iorque, v. 1, n. 3, p. 186-198, Set. 2013.

- 24 HUBER, J. E.; KOLAR, J. W. Solid-State Transformers: On the Origins and Evolution of Key Concepts. **IEEE Industrial Electronics Magazine**, Nova Iorque, v. 10, n. 3, p. 19-28, Set. 2016.
- 25 FALCONES, S.; MAO, X.; AYYANAR, R. Topology comparison for Solid State Transformer implementation. *In: IEEE PES GENERAL MEETING, 2010, Minnesota. Anais [...]* Nova Jersey: IEEE, 2010, p. 1-8.
- 26 HANNAN, M. A. et al. State of the Art of Solid-State Transformers: Advanced Topologies, Implementation Issues, Recent Progress and Improvements. **IEEE Access**, Nova Iorque, v. 8, p. 19113-19132, Jan. 2020. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8962031>. Acesso em: 26 dez. 2022.
- 27 SALEH, S. A. M. et al. Solid-State Transformers for Distribution Systems–Part I: Technology and Construction. **IEEE Transactions on Industry Applications**, Nova Iorque, v. 55, n. 5, p. 4524-4535, Jun. 2019.
- 28 BASU, K. et al. A Single-Stage Solid-State Transformer for PWM AC Drive With Source-Based Commutation of Leakage Energy. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Nova Iorque, v. 30, n. 3, p. 1734-1746, Mar. 2015.
- 29 CHEN, H. et al. A 50-kVA Three-Phase Solid-State Transformer Based on the Minimal Topology: Dyna-C. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Nova Iorque, v. 31, n. 12, p. 8126-8137, Dez. 2016.
- 30 CHEN, H.; DIVAN, D. Soft-Switching Solid-State Transformer (S4T). **IEEE Transactions on Power Electronics**, Nova Iorque, v. 33, n. 4, p. 2933-2947, Abr. 2018.
- 31 CHEN, H.; DIVAN, D. Design of a 10-kV·A Soft-Switching Solid-State Transformer (S4T). **IEEE Transactions on Power Electronic**, Nova Iorque, v. 33, n. 7, p. 5724-5738, Jul. 2018.

- 32 Q. ZHU, Q. et al. 7.2-kV Single-Stage Solid-State Transformer Based on the Current-Fed Series Resonant Converter and 15-kV SiC mosfets. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Nova Iorque, v. 34, n. 2, p. 1099-1112, Fev. 2019.
- 33 M. GLINKA, M.; MARQUARDT, R. A new AC/AC multilevel converter family. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Nova Iorque, v. 52, n. 3, p. 662-669, Jun. 2005.
- 34 GLINKA, M. Prototype of multiphase modular-multilevel-converter with 2 MW power rating and 17-level-output-voltage. *In: ANNUAL POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE*, 35., 2004, Aachen. **Anais [...]** Nova Jersey: IEEE, 2005, v. 4, p. 2572-2576.
- 35 LIU, C. et al. An Isolated Modular Multilevel Converter (I-M2C) Topology Based on High-Frequency Link (HFL) Concept. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Nova Iorque, v. 35, n. 2, p. 1576-1588, Fev. 2020.
- 36 Pacheco, J. D. O.; Honório, D. D. A.; Oliveira, D. D. S. An AC–DC Isolated MMC-Based Structure Suitable for MV SST Traction Applications. **IEEE Access**, Nova Iorque, v. 7, p. 106395-106406, Jul. 2019. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8771124>. Acesso em: 26 dez. 2022.
- 37 DE DONCKER, R. W.; DIVAN, D. M.; KHERALUWALA, M. H. A three-phase soft-switched high power density DC/DC converter for high power applications. *In: IEEE INDUSTRY APPLICATIONS SOCIETY ANNUAL MEETING*, 1988, Pensilvânia. **Anais [...]** Nova Jersey: IEEE, 2002, v. 1, p. 796-805.
- 38 SHE, X. et al. Design and Demonstration of a 3.6-kV–120-V/10-kVA Solid-State Transformer for Smart Grid Application. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Nova Iorque, v. 29, n. 8, p. 3982-3996, Ago. 2014.

- 39 ORTIZ, G. et al. Design and Experimental Testing of a Resonant DC–DC Converter for Solid-State Transformers. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Nova Iorque, v. 32, n. 10, p. 7534-7542, Out. 2017.
- 40 LEIBL, M.; ORTIZ, G.; KOLAR, J. W. Design and Experimental Analysis of a Medium-Frequency Transformer for Solid-State Transformer Applications. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, Nova Iorque, v. 5, n. 1, p. 110-123, Mar. 2017.
- 41 HUBER, J. et al. η - p Pareto optimization of bidirectional half-cycle discontinuous-conduction-mode series-resonant DC/DC converter with fixed voltage transfer ratio. *In*: APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION, 28., 2013, Califórnia. **Anais [...]** Nova Jersey: IEEE, 2013, p. 1413-1420.
- 42 MADHUSOODHANAN, S. et al. Solid-State Transformer and MV Grid Tie Applications Enabled by 15 kV SiC IGBTs and 10 kV SiC MOSFETs Based Multilevel Converters. **IEEE Transactions on Industry Applications**, Nova Iorque, v. 51, n. 4, p. 3343-3360, Mar. 2015.
- 43 HONÓRIO, D. et al. An Interleaved-Stage AC–DC Modular Cascaded Multilevel Converter as a Solution for MV Railway Applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Nova Iorque, v. 65, n. 4, p. 3008-3016, Abr. 2018.
- 44 HONÓRIO, D. d. A. et al, A solid state transformer based on a single-stage AC-DC modular cascaded multilevel converter. *In*: EUROPEAN CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS AND APPLICATIONS, 18., 2016, Karlsruhe. **Anais [...]** Nova Jersey: IEEE, 2016, p. 1-9.
- 45 HONÓRIO, D. d. A. **An interleaved-stage AC-DC converter feasible for SST-based railway traction systems**, 2018. 94 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2018.

- 46 ARAÚJO, J. W. M. et al. Experimental validation of a basic module based on a single-stage AC-DC converter, feasible to solid-state transformer applications. *In: EUROPEAN CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS AND APPLICATIONS*, 21., 2019, Gênova. **Anais** [...] Nova Jersey: IEEE, 2019, p.1-7.
- 47 ARAÚJO, J. W. M. et al. Three-leg Integrated Stage AC-DC Solid-State Transformer Feasible for MV Railway Applications. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, Nova Iorque, v. 10, n. 4, p. 3711-3720, Ago. 2022.
- 48 HOLMES, D. G.; LIPO, T. A. **Introduction to Power Electronic Converters. Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice**, West Sussex: John Wiley & Sons, 2003.
- 49 TEODORESCU, R.; LISERRE, M.; RODRÍGUEZ, P. **Grid converters for photovoltaic and wind power systems**, West Sussex: John Wiley & Sons, 2011.
- 50 RODRÍGUEZ, P. et al. Multiresonant Frequency-Locked Loop for Grid Synchronization of Power Converters Under Distorted Grid Conditions. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Nova Iorque, v. 58, n. 1, p. 127-138, Jan. 2011.
- 51 RODRIGUEZ, P. et al. Grid synchronization of power converters using multiple second order generalized integrators. *In: ANNUAL CONFERENCE OF IEEE INDUSTRIAL ELECTRONICS*, 34., 2008, Orlando. **Anais** [...] Nova Jersey: IEEE, 2009, p. 755-760.
- 52 TAN, N. M. L.; ABE, T.; AKAGI, H. Design and performance of a bidirectional isolated dc–dc converter for a battery energy storage system. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Nova Iorque, v. 27, n. 3, p. 1237-1248. Mar. 2012.
- 53 SHU, L. et al. DC Bias Study for DC-DC Dual-Active-Bridge Converter. *In: SOUTHERN POWER ELECTRONICS CONFERENCE*, 4., 2018, Singapura. **Anais** [...] Nova Jersey: IEEE, 2019, p. 1-5.

- 54 WATTENBERG, M.; SCHWALBE, U.; M. PFOST, M. Impact of DC-Bias on Dual Active Bridge Control and How to Avoid it. *In: EUROPEAN CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS AND APPLICATIONS*, 21., 2019, Gênova. **Anais [...]** Nova Jersey: IEEE, 2019, p. 1-8.
- 55 ZHAO, B. et al. Transient DC Bias and Current Impact Effects of High-Frequency-Isolated Bidirectional DC–DC Converter in Practice. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Nova Iorque, v. 31, n. 4, p. 3203-3216, Abr. 2016.
- 56 ZHOU, S. –Z. et al. Improved Load Transient Response of a Dual-Active-Bridge Converter. *In: INTERNATIONAL POWER ELECTRONICS CONFERENCE*, 2018, Niigata. **Anais [...]** Nova Jersey: IEEE, 2018, p. 370-374.
- 57 DAI, T. et al. Research on Transient DC Bias Analysis and Suppression in EPS DAB DC-DC Converter. **IEEE Access**, Nova Iorque, v. 8, p. 61421-61432, Mar. 2020. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/9046035>. Acesso em: 26 dez. 2022.
- 58 BU, Q. et al. Transient DC Bias Elimination of Dual-Active-Bridge DC–DC Converter With Improved Triple-Phase-Shift Control. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Nova Iorque, v. 67, n. 10, p. 8587-8598, Out. 2020.
- 59 QIN, Z. et al. A Dual Active Bridge Converter With an Extended High-Efficiency Range by DC Blocking Capacitor Voltage Control. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Nova Iorque, v. 33, n. 7, p. 5949-5966, Jul. 2018.
- 60 DUTTA, S.; BHATTACHARYA, S. A method to measure the DC bias in high frequency isolation transformer of the dual active bridge DC to DC converter and its removal using current injection and PWM switching. *In: ENERGY CONVERSION CONGRESS AND EXPOSITION*, 2014, Pensilvânia. **Anais [...]** Nova Jersey: IEEE, 2014, p. 1134-1139.

- 61 ZHU, L. et al. Design a 400 V–12 V 6 kW Bidirectional Auxiliary Power Module for Electric or Autonomous Vehicles With Fast Precharge Dynamics and Zero DC-Bias Current. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Nova Iorque, v. 36, n. 5, p. 5323-5335, Maio 2021.
- 62 YAO, P. et al. Flux Balancing Control of Ungapped Nanocrystalline Core-Based Transformer in Dual Active Bridge Converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Nova Iorque, v. 35, n. 11, p. 11463-11474, Nov. 2020.
- 63 GERTSMAN A.; BEN-YAAKOV, S. Zeroing transformer's DC current in resonant converters with no series capacitors. *In: ENERGY CONVERSION CONGRESS AND EXPOSITION*, 2010, Geórgia. **Anais [...]** Nova Jersey: IEEE, 2010, p. 4028-4034.
- 64 DAWSON, F. P. DC-DC converter interphase transformer design considerations: volt-seconds balancing. **IEEE Transactions on Magnetics**, Nova Iorque, v. 26, n. 5, p. 2250-2252, Set. 1990.
- 65 ORTIZ, G. Flux Balancing of Isolation Transformers and Application of “The Magnetic Ear” for Closed-Loop Volt–Second Compensation. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Nova Iorque, v. 29, n. 8, p. 4078-4090, Ago. 2014.
- 66 SAKUMA, K. et al. Decoupling Control Method for Eliminating DC Bias Flux of High Frequency Transformer in a Bidirectional Isolated AC/DC Converter. *In: INTERNATIONAL POWER ELECTRONICS CONFERENCE*, 2018, Niigata. **Anais [...]** Nova Jersey: IEEE, 2018, p. 3522-3527.
- 67 CHEN, C. T. **Linear System Theory and Design**, 9. ed. Nova Iorque: Oxford University Press, 1999.
- 68 NEACSU, D. O.; SIRBU, A. Design of a LQR-Based Boost Converter Controller for Energy Savings. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Nova Iorque, v. 67, n. 7, p. 5379-5388, Jul. 2020.

- 69 EVERTS, J. **Modeling and Optimization of Bidirectional Dual Active Bridge AC–DC Converter Topologies**, 2014. 360 f. Tese (Doctor in Engineering Science) Arenberg Doctoral School, Faculty of Engineering Science, Heverlee, 2014.
- 70 DROFENIK, U.; KOLAR, J. W. **A general scheme for calculating switching and conduction-losses of power semiconductors in numerical circuit simulations of power electronic system**. Zurique, Power Electronic Systems Laboratory, 2005.
- 71 SILVA FILHO, O. C. **A family of high-frequency isolated single-phase AC-AC converters**, 2019. 173 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2019.
- 72 MCLYMAN, C. W. T. **Transformer and inductor design handbook**, 3. ed. Califórnia: CRC PRESS, 2004.
- 73 LEE, F. C. et al. LLC resonant converter for front end DC/DC conversion. *In*: APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION, 17., 2002, Texas. **Anais** [...] Nova Jersey: IEEE, 2002, v. 2, p. 1108-1112.
- 74 SCHWEIZER, M. et al. Comparison of the chip area usage of 2-level and 3-level voltage source converter topologies. *In*: ANNUAL CONFERENCE ON IEEE INDUSTRIAL ELECTRONICS SOCIETY, 36., 2010, Arizona. **Anais** [...] Nova Jersey: IEEE, 2010, p. 391-396.
- 75 LIN, R.; HUANG, L. Efficiency Improvement on LLC Resonant Converter Using Integrated LCLC Resonant Transformer. **IEEE Transactions on Industry Applications**, Nova Iorque, v. 54, n. 2, p. 1756-1764, Nov. 2017.
- 76 VENABLE, H. D. The k factor: a new mathematical tool for stability analysis and synthesis. **Proc. Powercon 10**, San Diego, CA. p. H1–1 - H1–12, 1983.

- 77 TELLEGEN, B. D. H.; **The gyrator, a new electric network element**, Países Baixos, Philips Research Laboratories, 1948.
- 78 SANTOS, W. M.; MARTINS, D. C. Dual Active Bridge converter as gyrator. *In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON SUSTAINABLE ENERGY TECHNOLOGIES*, 3., 2012, Kathmandu. **Anais [...]** Nova Jersey: IEEE, 2012, p. 169-176.
- 79 WEI, Q.; LIU, B.; DUAN, S. Current Ripple Analysis and Controller Design for Grid-Connected Converters Considering the Soft-Saturation Nature of the Powder Cores. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Nova Iorque, v. 33, n. 10, p. 8827-8837, Out. 2018 .
- 80 MURAI, Y. et al, PWM strategy for high frequency carrier inverters eliminating current clamps during switching dead-time. *In: INDUSTRY APPLICATIONS SOCIETY ANNUAL MEETING*, 1992, Texas. **Anais [...]** Nova Jersey: IEEE, 2002, p. 317-322 v.1.
- 81 YANG, Y. et al, Analysis and Mitigation of Dead-Time Harmonics in the Single-Phase Full-Bridge PWM Converter With Repetitive Controllers. **IEEE Transactions on Industry Applications**, Nova Iorque, v. 54, n. 5, p. 5343-5354, Abr. 2018.

APÊNDICE A - DIMENSIONAMENTO DOS MAGNÉTICOS

Conforme [72] o dimensionamento dos magnéticos é realizado através do índice A_p que pode ser calculado conforme equação (A.1).

$$A_p = A_c \cdot A_w \quad (\text{A.1})$$

Onde, A_c é a área da seção transversal do núcleo e A_w a área da janela do núcleo. O valor do índice A_{pL} para indutores pode ser calculado através da equação (A.2).

$$A_{pL} = \frac{L \cdot I_{pico} \cdot I_{rms}}{B_{max} \cdot J_{max} \cdot k_u} \quad (\text{A.2})$$

Onde L é a indutância, I_{pico} o valor de pico da corrente, I_{rms} o valor eficaz da corrente, B_{max} a densidade de fluxo magnética máxima, J_{max} a densidade de corrente máxima nos condutores e k_u o fator de utilização do núcleo.

O número de espiras do indutor pode ser determinado através da equação (A.3).

$$N = \sqrt{\frac{L}{AL}} \quad (\text{A.3})$$

Onde AL é uma constante fornecida pelo fabricante do núcleo que relaciona a indutância com o número de espiras. Em alguns casos o núcleo pode apresentar uma queda de permeabilidade relativa em função da força magnetizante, devendo-se dessa maneira realizar diversas iterações para obtenção do número de espiras através da equação (A.4) e (A.5).

$$H_i = \frac{0,4 \cdot \pi \cdot N_i \cdot I_{pico}}{MPL} \quad (\text{A.4})$$

$$N_{i+1} = \sqrt{\frac{L}{X_i \cdot AL}} \quad (\text{A.5})$$

Onde, H_i é a força magnetizante, MPL o caminho magnético do núcleo e X_i é o percentual de permeabilidade magnética do núcleo com a força magnetizante H_i .

Para os transformadores o índice A_p pode ser calculado pela equação (A.6).

$$A_p = \frac{P_o \cdot \left(1 + \frac{1}{\eta}\right)}{2 \cdot k_u \cdot J_{max} \cdot \Delta B \cdot f_s} \quad (\text{A.6})$$

Onde P_o é a potência do transformador, η é o rendimento, ΔB é a variação de densidade de fluxo magnético e f_s a frequência de chaveamento.

O número de espiras que cada bobina do transformador deve ter pode ser calculado pela equação (A.7).

$$N = \frac{V_o}{2 \cdot f_s \cdot A_c \cdot \Delta B} \quad (\text{A.7})$$

Onde V_o é a tensão no transformador. Por fim deve se ainda calcular a área da seção dos condutores. A mesma pode ser obtida através da equação (A.8).

$$A_{fio} = \frac{I_{rms}}{J_{max}} \quad (\text{A.8})$$

No caso dos transformadores, devido à grande variação de densidade de fluxo magnético pode ocorrer efeito pelicular. Dessa forma o diâmetro máximo que o condutor deve possuir é dado pela equação (A.9).

$$A_{max} = \frac{43,82 \cdot \pi}{f_s} \quad (\text{A.9})$$

O comprimento de fio necessário para o magnético pode ser obtido pela equação (A.10).

$$l_{fio} = MLT \cdot N \quad (\text{A.10})$$

Onde MLT é o comprimento médio de uma espira e pode ser calculado para núcleos toroidais através da equação (A.11).

$$MLT = 0,8 \cdot (D_{ext} + 2 \cdot h) \quad (\text{A.11})$$

Onde D_{ext} é o diâmetro externo do núcleo e h a altura.

APÊNDICE B - MÉTODO DO FATOR K E DISCRETIZAÇÃO

A metodologia do fator k é capaz de obter de forma sistemática controladores capazes de produzir uma determinada margem de fase e frequência de cruzamento. Essa metodologia é proposta para controladores analógicos utilizando amplificadores operacionais. Contudo, é possível realizar a discretização do controlador após o dimensionamento.

A primeira etapa para a determinação do controlador pelo fator k é a escolha da frequência de cruzamento e margem de fase. A frequência de cruzamento está relacionada com a velocidade da malha enquanto a margem de fase se relaciona com a estabilidade e dinâmica do controlador.

Com esses dois valores, juntamente com a equação (B.1), pode ser determinado o aumento de fase AF que o controlador precisa produzir.

$$AF = MF - \arg(FTLA(\omega_c)) - 90^\circ \quad (\text{B.1})$$

MF é a margem de fase desejada, ω_c é a frequência de cruzamento em radianos por segundo e $FTLA$ representa a função de transferência de laço aberto do sistema que está sendo sintonizado. Com esse aumento de fase determina-se o fator k através da equação (B.2).

$$k = \text{tg}\left(\frac{AF}{2} + 45^\circ\right) \quad (\text{B.2})$$

Vale salientar que essa equação é válida apenas para AF menor que 90° . Para valores maiores a metodologia do fator k ainda pode ser utilizada. Contudo, é necessário utilizar um controlador de ordem maior. No presente trabalho, todos os controladores ficam dentro desse limite.

Com o fator k determinado é possível calcular a frequência ω_z referente ao zero e a frequência ω_p do polo do controlador para que as especificações de margem de fase sejam atendidas. A equação (B.3) e equação (B.4) mostram esses valores respectivamente.

$$\omega_z = \frac{\omega_c}{k} \quad (\text{B.3})$$

$$\omega_p = \omega_c \cdot k \quad (\text{B.4})$$

Por fim, através de um ganho G_c determinado pela equação (B.5) é possível garantir a frequência de cruzamento desejada.

$$G_c = \frac{1}{|FTLA(\omega_c)|} \quad (\text{B.5})$$

Com os valores do polo e do zero assim como o ganho, pode-se determinar o controlador $C(s)$ necessário para alcançar as especificações de frequência de cruzamento e margem de fase através da equação (B.6).

$$C(s) = G_c \cdot \omega_p \cdot \frac{s + \omega_z}{s + \omega_p} \cdot \frac{1}{s} \quad (\text{B.6})$$

Na metodologia originalmente proposta, esse controlador era separado em capacitores e resistores juntamente com amplificadores operacionais. No presente trabalho, uma vez que o controlador é executado por um microcontrolador, deve-se discretizar a equação (B.6). Diversas metodologias são propostas para realizar a discretização de uma função de transferência. No presente texto é utilizado o método de Tustin que pode ser expresso pela equação (B.7).

$$s = \frac{2}{T_a} \cdot \frac{z-1}{z+1} \quad (\text{B.7})$$

Onde T_a é o período de amostragem. Substituindo a equação (B.7) na equação (B.6) obtém-se a equação (B.8) que representa o controlador obtido pelo fator k através do método de Tustin.

$$C(z) = \frac{U(z)}{E(z)} = \frac{G_c \cdot \omega_p \cdot T_a}{\omega_z} \cdot \frac{(\omega_z T_a + 2) \cdot z^2 + 2 \cdot \omega_z T_a \cdot z + (\omega_z T_a - 2)}{(4 + 2 \cdot \omega_p T_a) \cdot z^2 - 8 \cdot z + (4 - 2 \cdot \omega_p T_a)} \quad (\text{B.8})$$

Onde $U(z)$ é o sinal de controle e $E(z)$ o sinal de erro. Para que essa equação possa ser implementada no processador é ainda necessário que a mesma seja escrita como equações de diferenças no formato visto na equação (B.9).

$$U(z) = a_1 U(z-1) + a_2 U(z-2) + b_0 E(z) + b_1 E(z-1) + b_2 E(z-2) \quad (\text{B.9})$$

Rearranjando a equação (B.8) e igualando com a equação (B.9) pode ser obtido os coeficientes a_1 , a_2 , b_0 , b_1 e b_2 conforme equação (B.10), (B.11), (B.12), (B.13) e (B.14) respectivamente.

$$a_1 = \frac{4}{2 + T_a \cdot \omega_p} \quad (\text{B.10})$$

$$a_2 = \frac{T_a \cdot \omega_p - 2}{2 + T_a \cdot \omega_p} \quad (\text{B.11})$$

$$b_0 = \frac{G_c \cdot \omega_p \cdot T_a \cdot (2 + T_a \cdot \omega_z)}{2 \cdot (2 + T_a \cdot \omega_p)} \quad (\text{B.12})$$

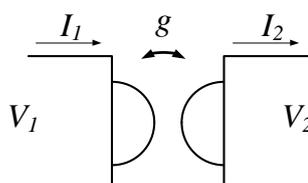
$$b_1 = \frac{G_c \cdot \omega_p \cdot T_a^2 \cdot \omega_z}{2 + T_a \cdot \omega_p} \quad (\text{B.13})$$

$$b_2 = \frac{G_c \cdot \omega_p \cdot T_a \cdot (T_a \cdot \omega_z - 2)}{2 \cdot (2 + T_a \cdot \omega_p)} \quad (\text{B.14})$$

APÊNDICE C - GYRATOR

O gyrator é um elemento de duas portas semelhante a um transformador. O mesmo não possui perdas nem é capaz de armazenar energia. Contudo, o gyrator diferentemente do transformador converte o elemento de uma porta em seu dual através da constante girostática. Na Figura C.1 pode ser vista a representação desse elemento.

Figura C.1 – Gyrator



FONTE: Adaptado de [77].

Na equação (C.1) e equação (C.2) podem ser vistas as relações entre correntes e tensões no gyrator.

$$I_2 = g.V_1 \quad (C.1)$$

$$I_1 = g.V_2 \quad (C.2)$$

Onde g é a constante girostática. Conforme [78] o DAB é considerado um gyrator cuja constante girostática é dada pela equação (C.3).

$$g = \frac{1}{2.\pi.f_s.L_d}.\Phi.\left(1 - \frac{|\Phi|}{\pi}\right) \quad (C.3)$$

Considerando a tensão na porta 1 como sendo V_p a corrente no secundário pode ser obtida pela equação (C.4).

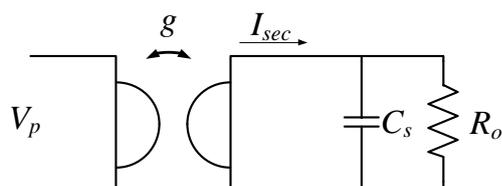
$$I_{\text{sec}} = g.V_p = \frac{V_p}{2.\pi.f_s.L_d}.\Phi.\left(1 - \frac{|\Phi|}{\pi}\right) \quad (C.4)$$

A tensão de saída pode ser obtida multiplicando essa corrente pela impedância de saída conforme visto na Figura C.2.

A tensão de saída pode então ser obtida pela equação (C.5).

$$V_s(s) = \frac{V_p}{2.\pi.f_s.L_d}.\Phi.\left(1 - \frac{|\Phi|}{\pi}\right).\frac{R_o}{R_o.C_s.s+1} \quad (C.5)$$

Figura C.2 – Gyrtor aplicado ao DAB



FONTE: Adaptado de [78].

Onde C_s é o capacitor do secundário e R_o a resistência de carga da saída. Por fim, essa equação pode ser linearizada para se obter uma função de transferência em torno de um ponto de operação. Essa função pode ser vista na equação (C.6).

$$G_v(s) = \frac{V_s(s)}{\Phi(s)} = \frac{V_p}{2\pi \cdot f_s \cdot L_d} \cdot \left(1 - \frac{2 \cdot |\Phi_o|}{\pi} \right) \cdot \frac{R_o}{R_o \cdot C_s \cdot s + 1} \quad (\text{C.6})$$

APÊNDICE D - LISTA DOS PRINCIPAIS COMPONENTES

Na Tabela D.1 pode ser visto um resumo dos principais componentes utilizados no protótipo. Como discutido, são necessários cinco módulos de semicondutores (três para os primários e dois para os secundários) por fase. Uma vez que o sistema é trifásico são necessários 15 módulos de semicondutores e seus respectivos *drivers*. Além disso, considerando que cada módulo de potência requer oito capacitores são necessários 120 capacitores para o sistema completo e 30 capacitores de filme.

Tabela D.1 – Principais componentes para a montagem do sistema completo

Componente	Modelos	Quantidade	Especificação
Semicondutor	CCS050M12CM2	15	1200V/50 A
<i>Driver</i>	CGD15FB45P1	15	-
Capacitores eletrolíticos	EKMH451VNN102	120	1000 μ F/450V
Capacitores de polipropileno	R75-MKP	30	0,1 μ F/1kV
Sensor de corrente	CKSR 25-NP/SP1	12	25A
Sensor de corrente	CKSR 50-NP/SP1	9	50A
FPGA	XC7A35TCGS324-2	1	-
DSP	TMS320F28379D	1	-
DsPIC	dsPIC33EP16GS502	15	-
Núcleo toroidal de ferrite	MMT139T8530	18	-
Núcleo toroidal de pó de ferro	MMTF75T4718	12	-
Núcleo toroidal de sendust	MMTS26T7716	9	-

FONTE: Próprio autor.

O sensor de corrente utilizado para a medição da corrente dos nove enrolamentos secundários assim como das três correntes de entrada é o CKSR 25-NP/SP1 da fabricante LEM e que possui uma sensibilidade de 25 mV/A. Para a medição dos nove enrolamentos primários é utilizado o CKSR 50-NP/SP1 com sensibilidade de 12,5 mV/A. Esse sensor de maior capacidade de corrente foi escolhido, pois é utilizado o mesmo sensor para realizar uma

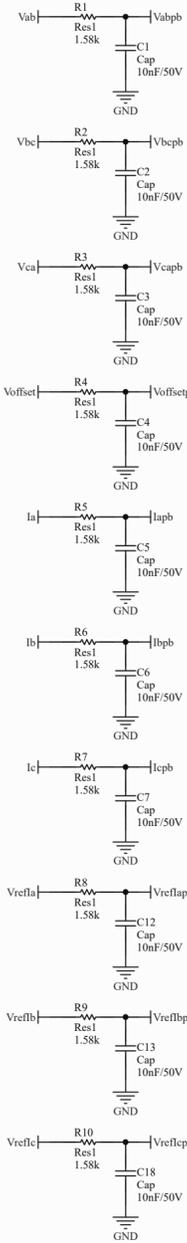
medição subtrativa de ambos os enrolamentos primários, conforme discutido no controle de magnetização.

Cada uma das 15 placas de aquisição e comunicação possui um DsPIC enquanto a placa de controle possui apenas um único DSP e um único FPGA.

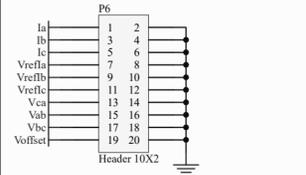
Para cada um dos nove transformadores são utilizado dois núcleos em paralelo do modelo MMT139T8530, totalizando 18 núcleos. Para cada um dos três indutores de entrada são utilizados quatro núcleos em paralelo do modelo MMTF75T4718, totalizando 12 núcleos. Por fim, um único núcleo do modelo MMTS26T7716 é utilizando em cada um dos nove indutores de transferência de potência.

APÊNDICE E - ESQUEMÁTICOS

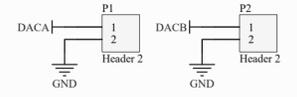
Filtros



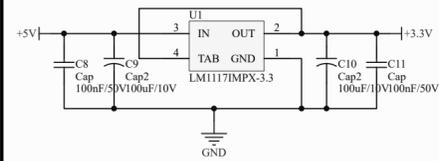
Conector da placa de medição CA



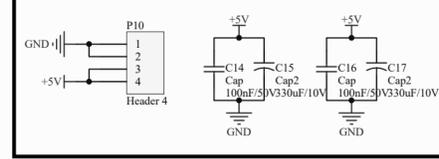
Canal DAC auxiliar



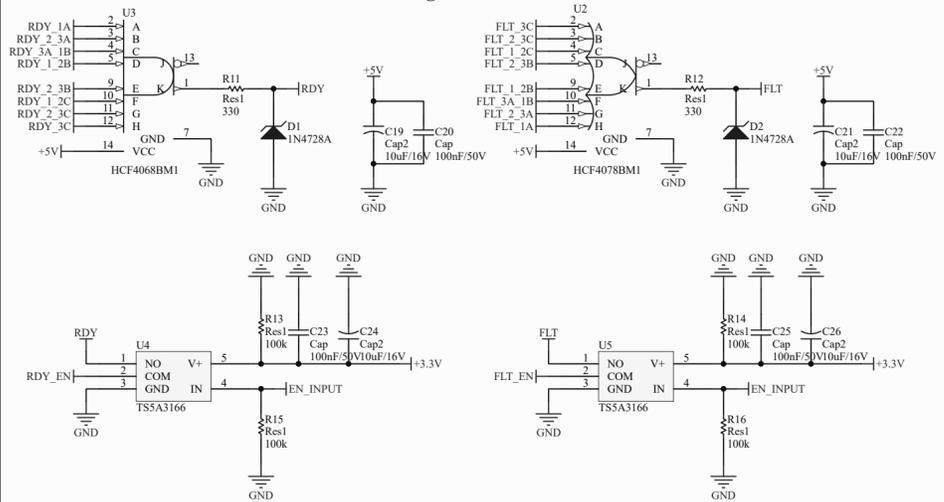
Conexão da alimentação auxiliar



Conexão da alimentação auxiliar

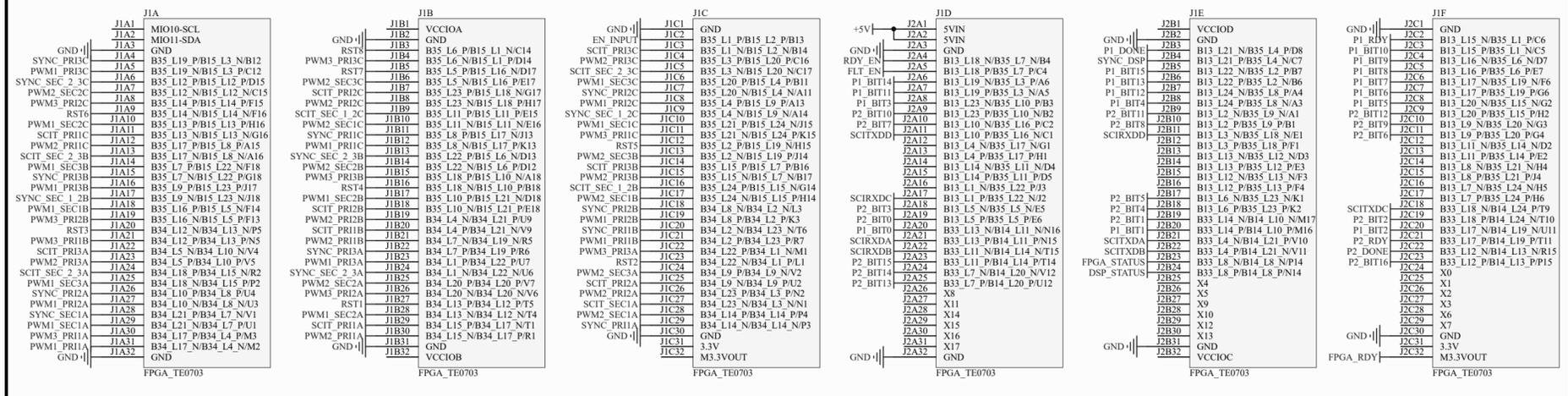


Circuitos e chaves lógicas

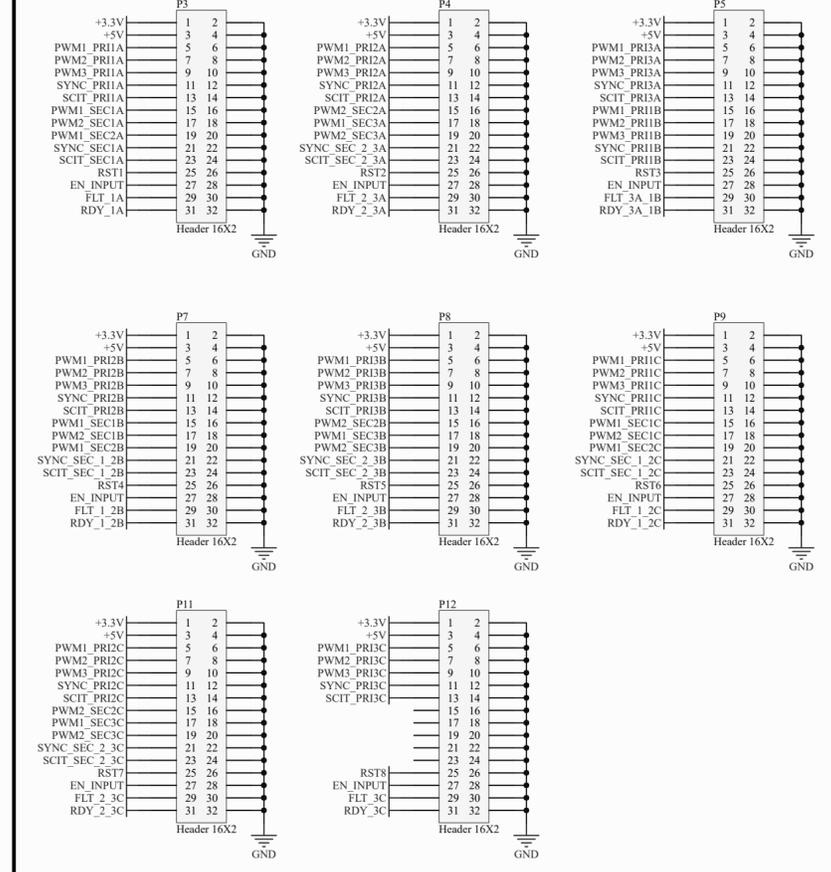


Placa de controle central

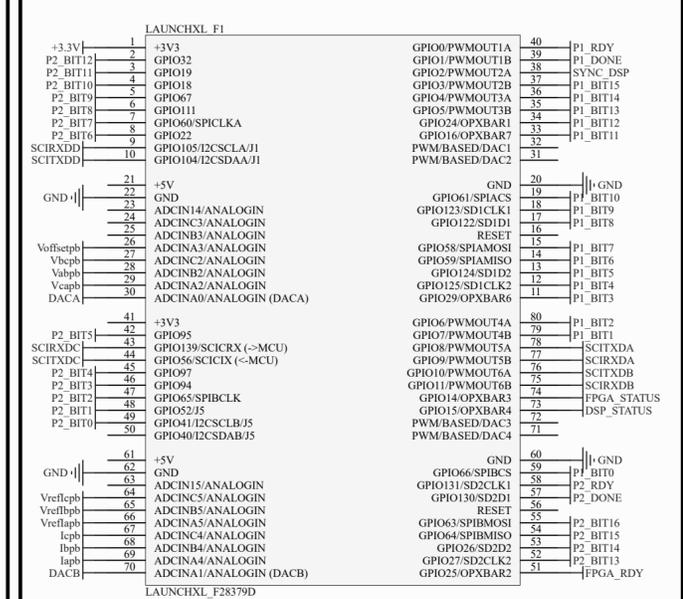
Conector do FPGA



Conectores das placas de fibras

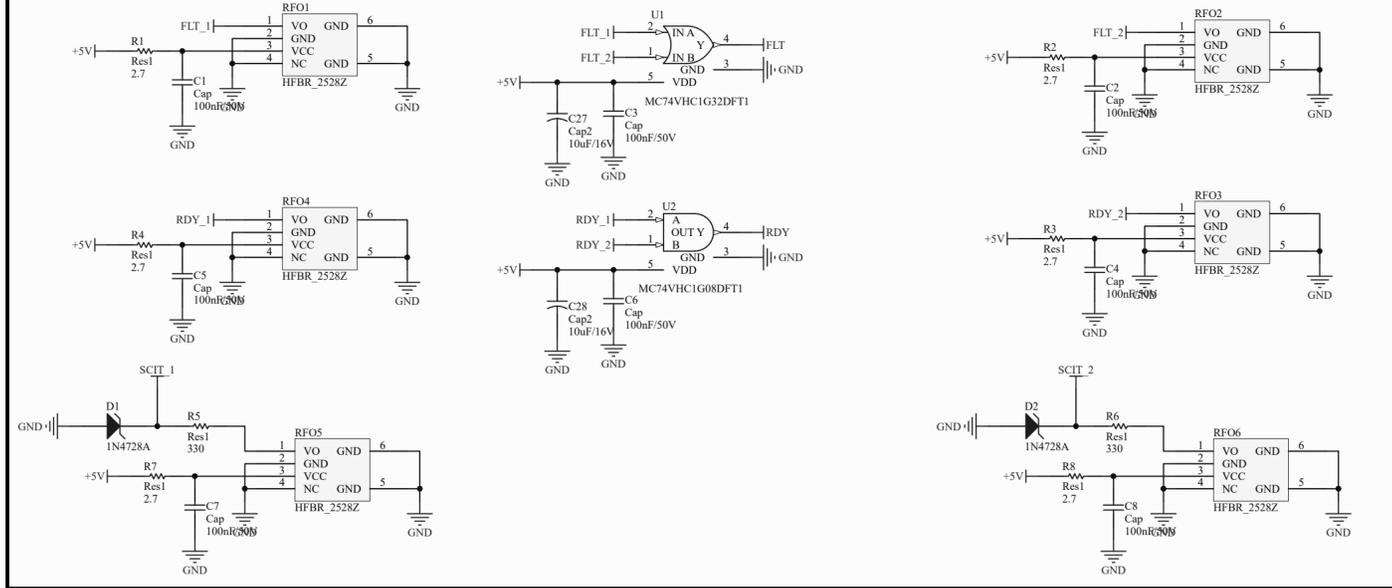


Conector do DSP

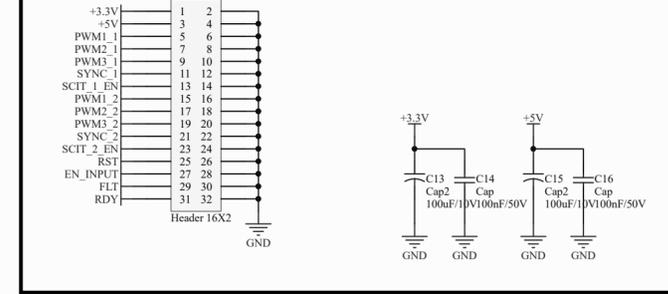


Placa de fibra óptica

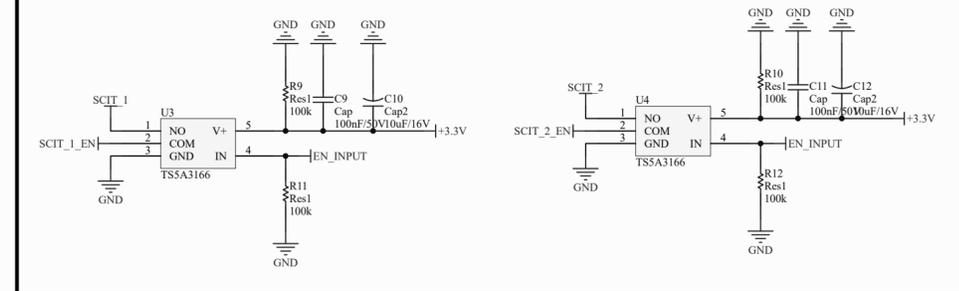
Receptores



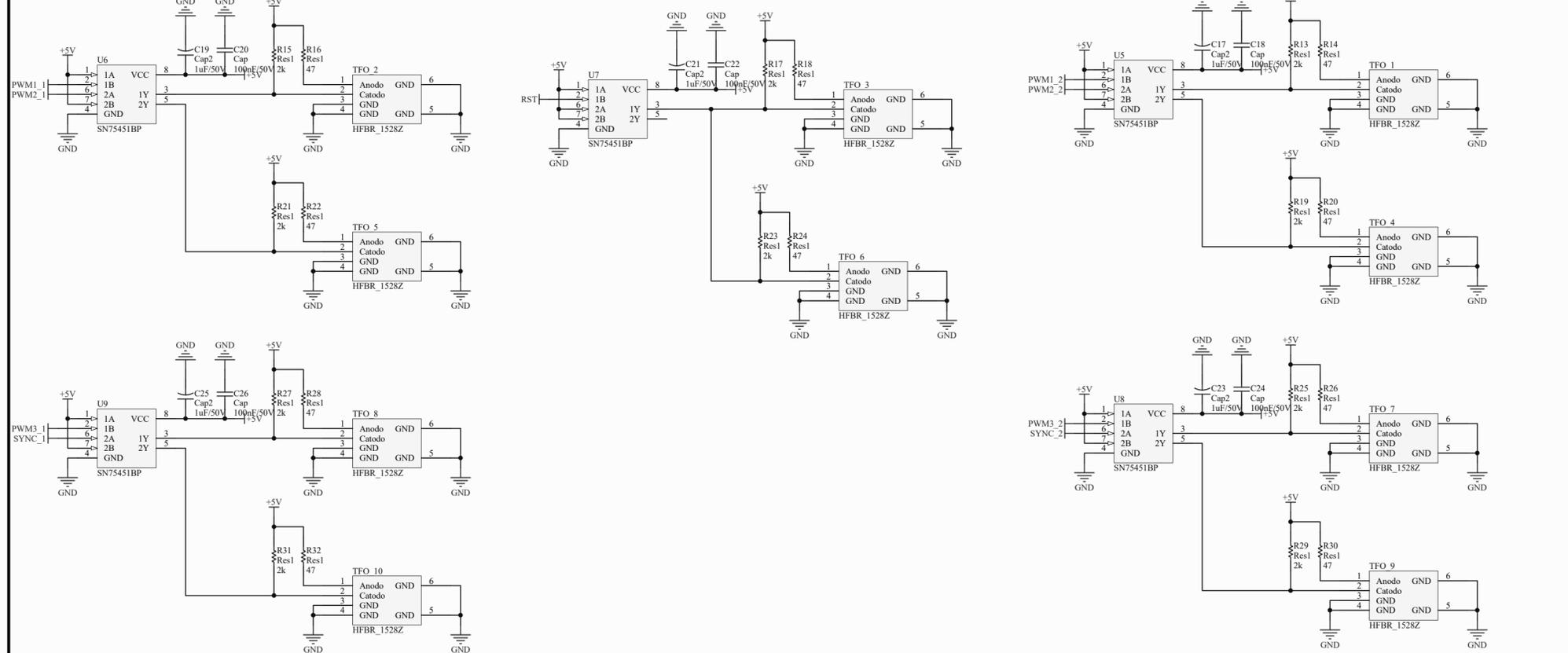
Conexão com a placa de controle central



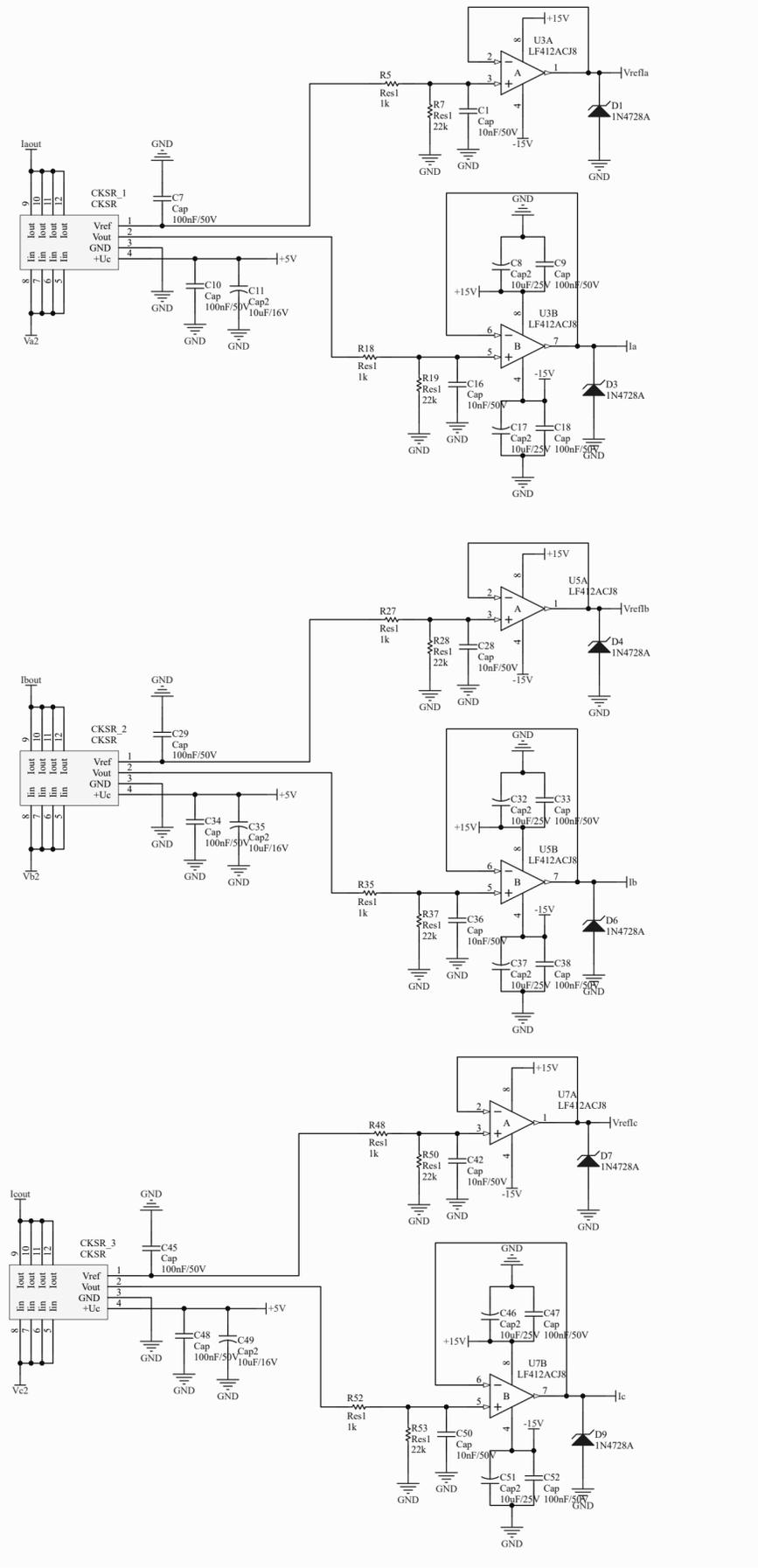
Chaves lógicas



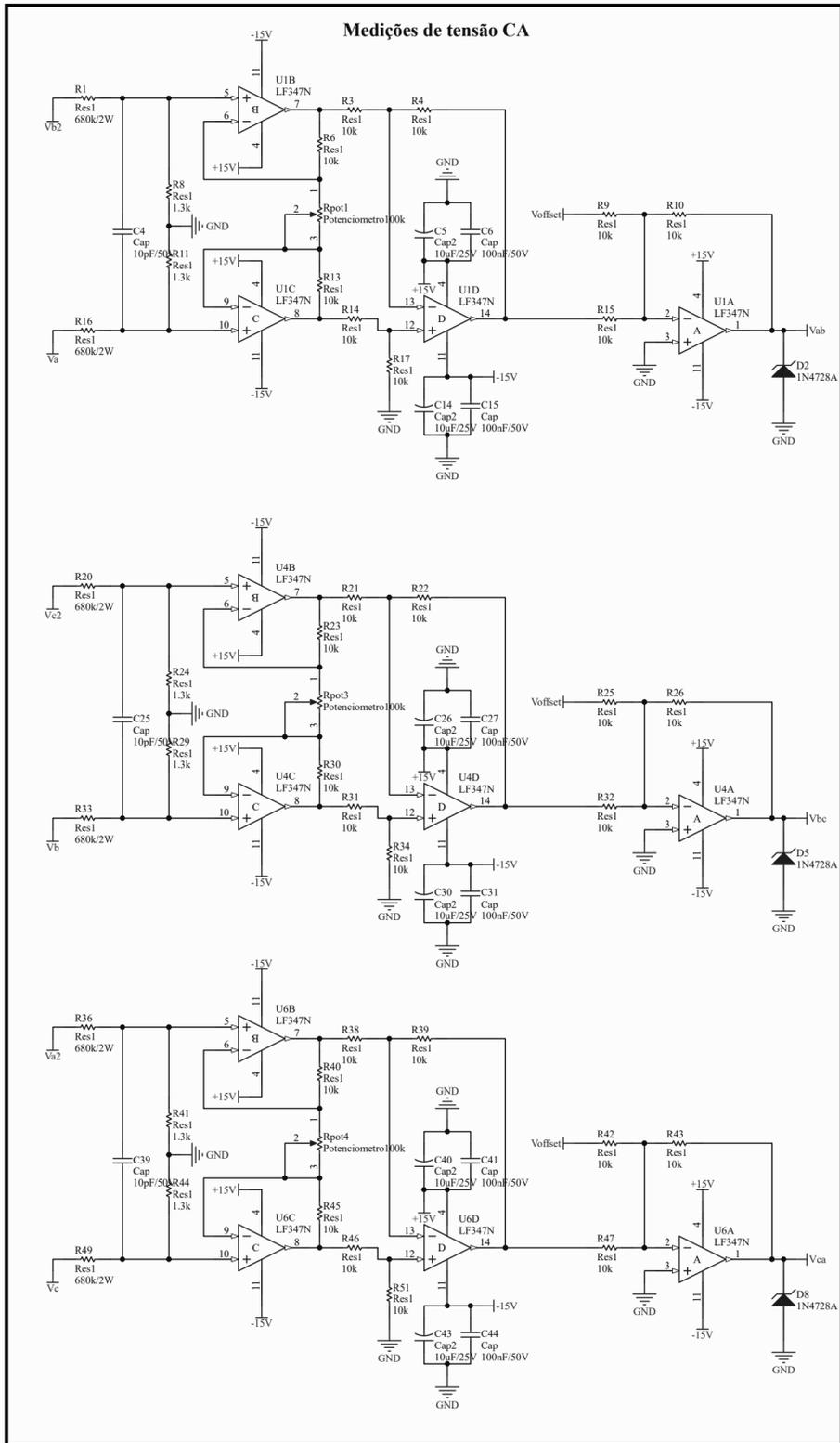
Transmissores



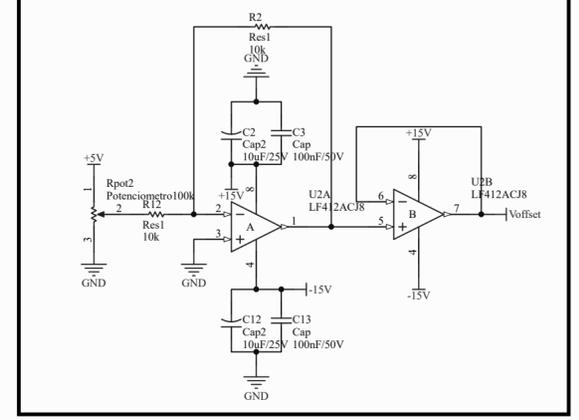
Medições de corrente CA



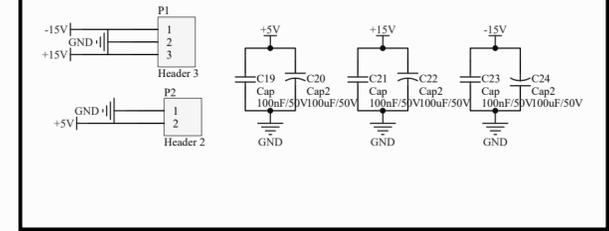
Placa de medição CA



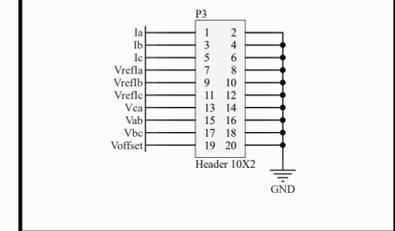
Circuito de offset



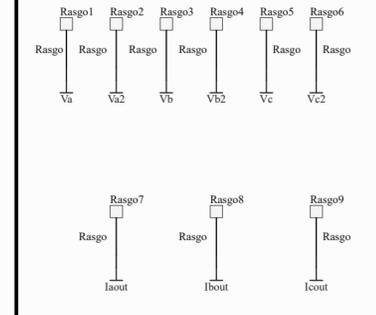
Conexão da alimentação auxiliar



Conexão com a placa de controle central

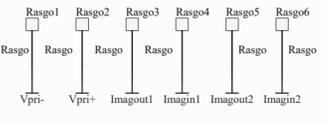


Conectores de potência

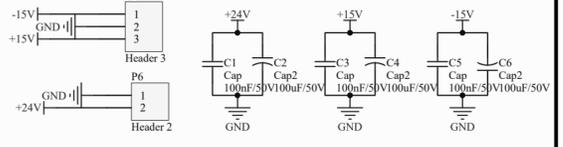


Placa de aquisição e comunicação modelo 1

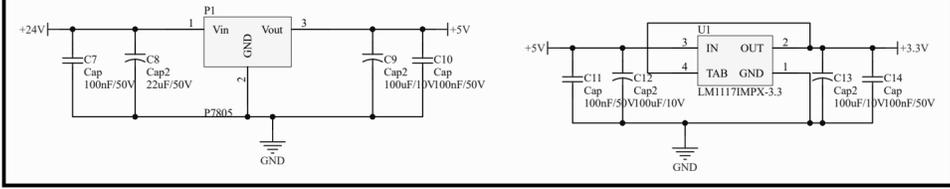
Conectores de potência



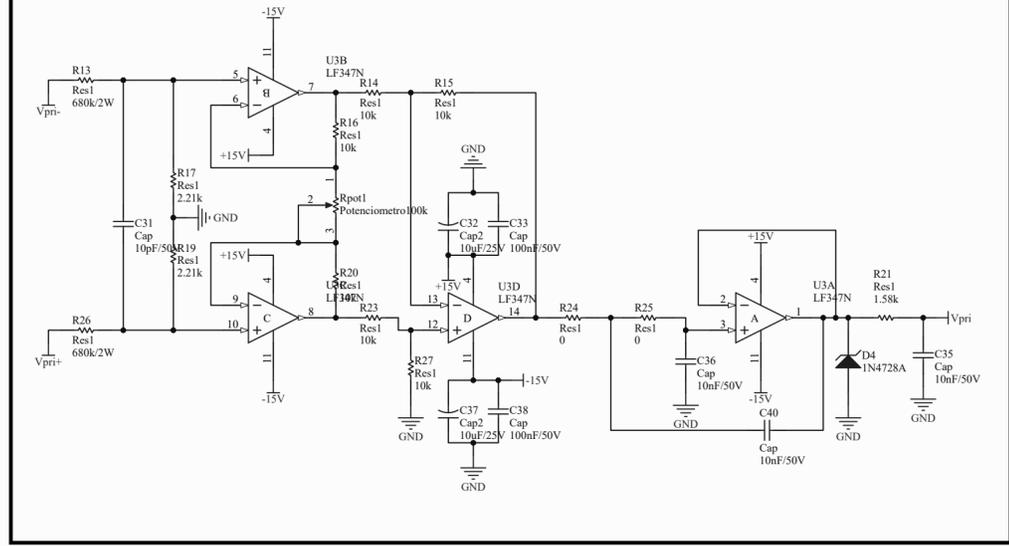
Conexão da alimentação auxiliar



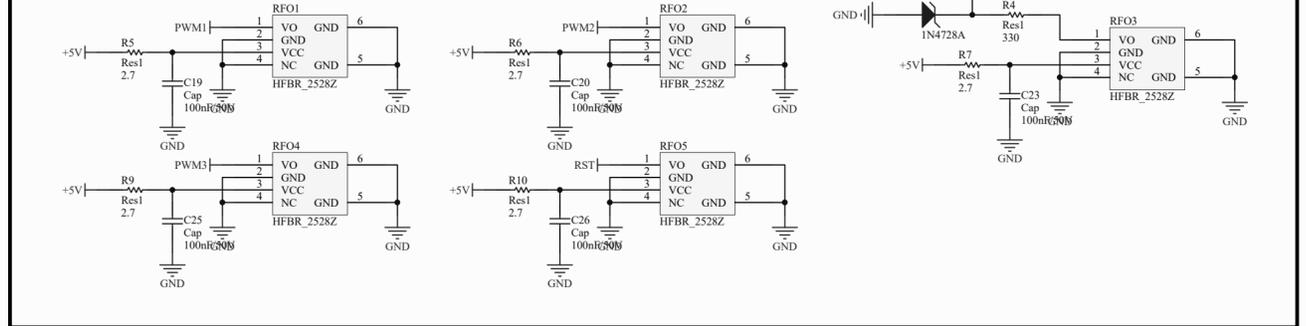
Reguladores de tensão



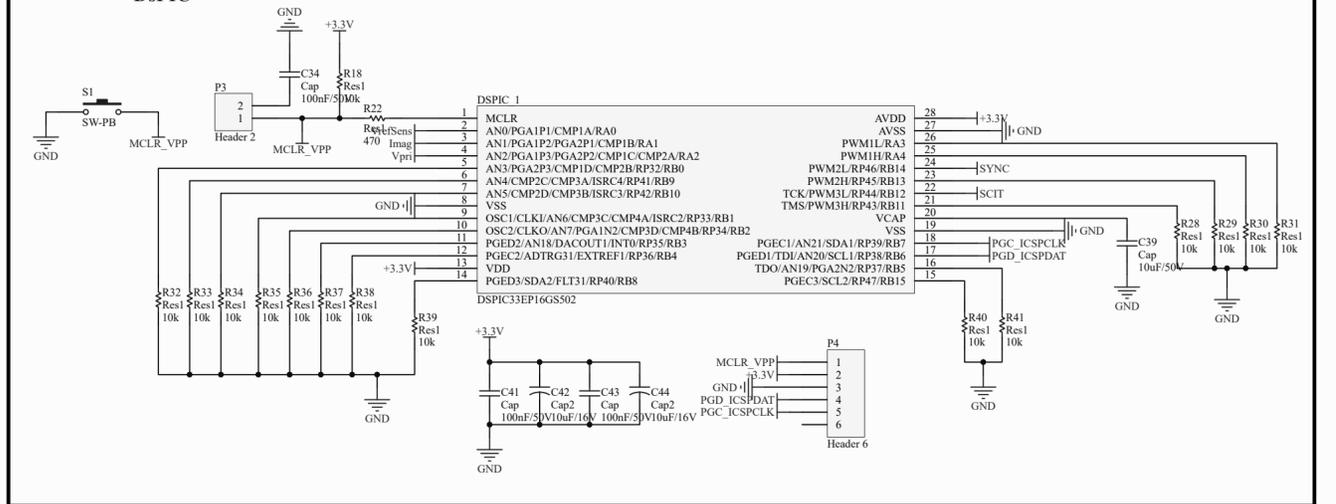
Medição de tensão



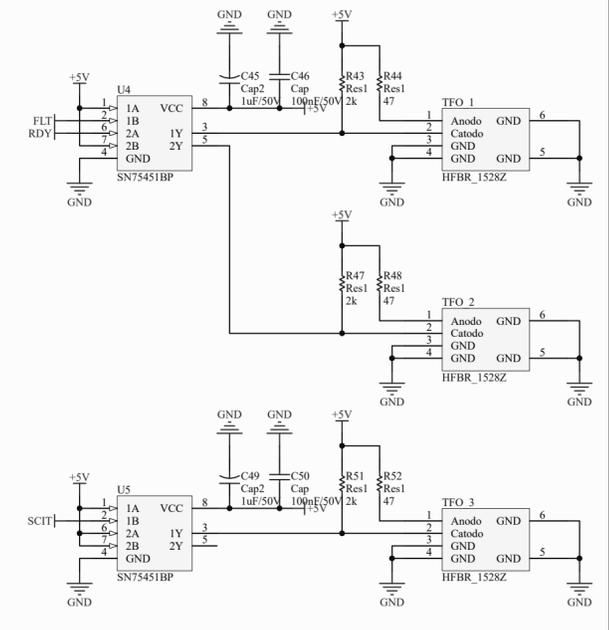
Receptores



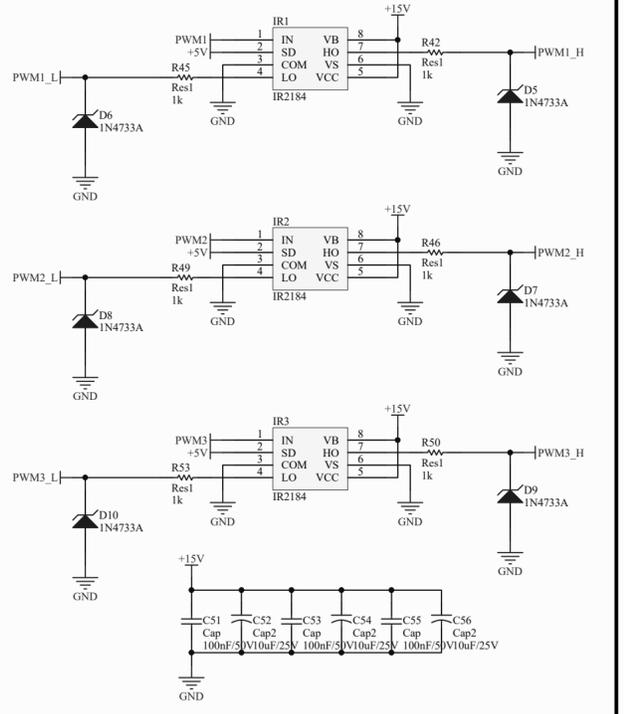
DSPIC



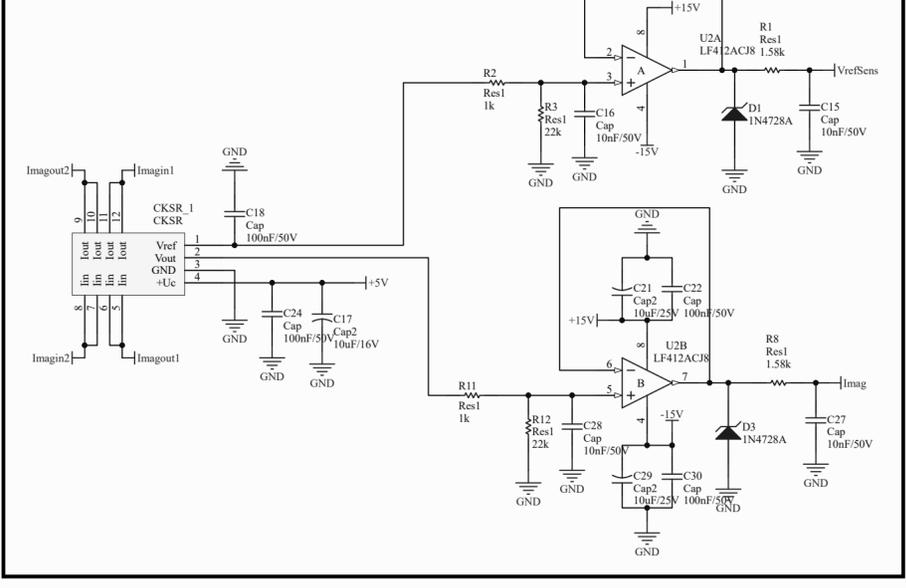
Transmissores



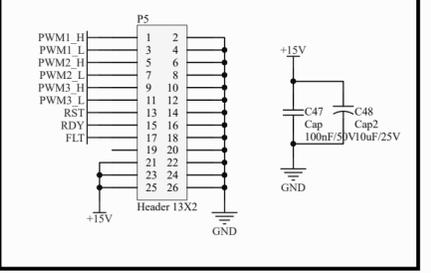
Circuito de tempo morto



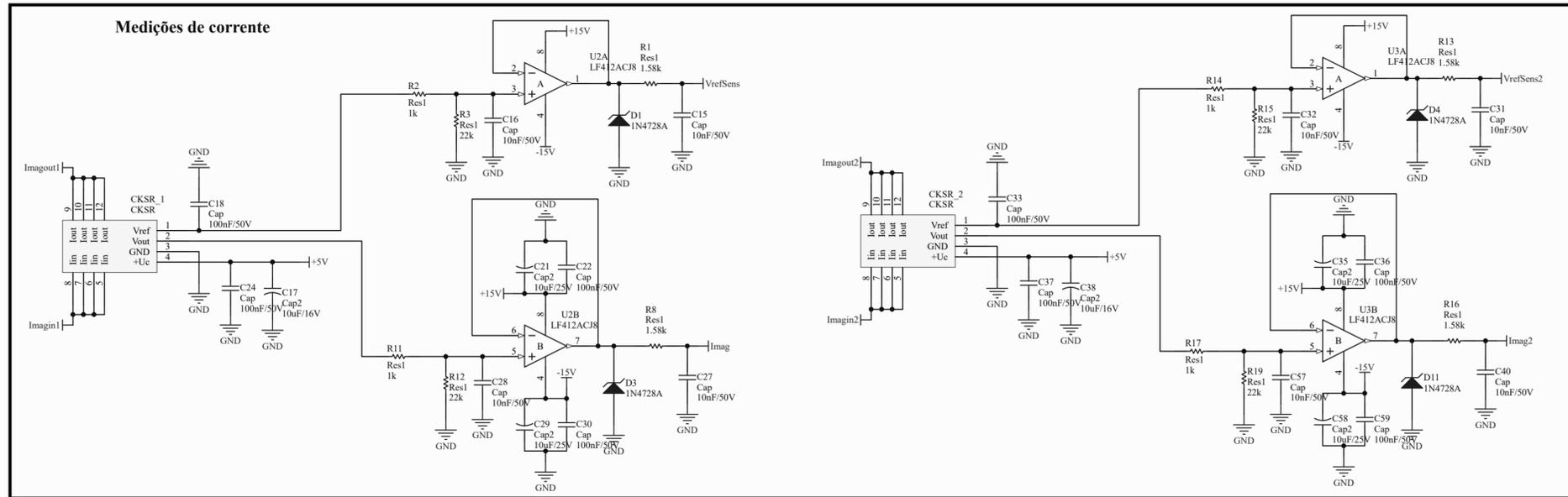
Medição de corrente



Conexão com o driver



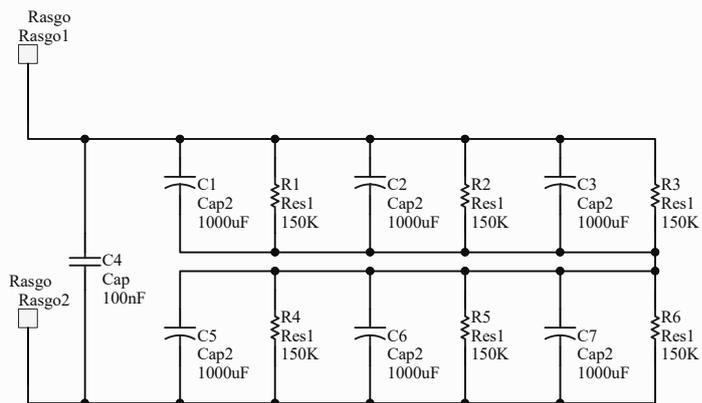
Placa de aquisição e comunicação modelo 2



Barramento Capacitivo

A

A



B

B

C

C

D

D

E

E

F

F